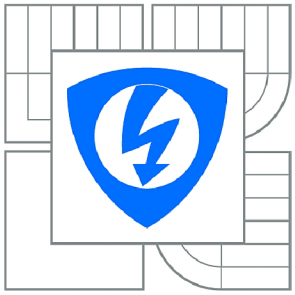
VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

RETRODIREKTIVNÍ ANTÉNNÍ POLE

RETRODIRECTIVE ANTENNA ARRAY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

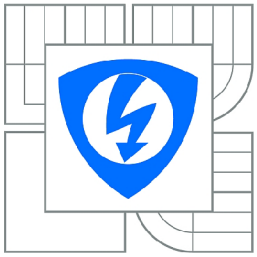
AUTOR PRÁCE — Bc. PAVEL ŠINDLER

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — Ing. MICHAL POKORNÝ, Ph.D.

SUPERVISOR

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student:	Bc. Pavel Šindler	***ID:***	106805
Ročník:	2	***Akademický rok:***	2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Retrodirektivní anténní pole

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte a detailně popište princip retrodirektivních anténních polí. Zpracujte možnosti konstrukce elementárních zářičů zajišťující retrodirektivitu výsledné soustavy a modulaci vysílaného kmitočtu. Navrhněte vybraný typ elementárního zářiče včetně signálových obvodů a jeho vlastnosti ověřte simulacemi ve vhodném programu. Realizujte anténní pole složené z navržených elementárních zářičů a experimentálně ověřte jeho funkci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] FUSCO, V.F., KARODE, S.L., Self-phasing antenna array techniques for mobile communications applications, Electronics & Communication Engineering Journal, 1999, vol. 11, no. 6, p. 279 - 286 .

Termín zadání:	6.2.2012	***Termín odevzdání:***	18.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Michal Pokorný, Ph.D.
Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

V první části této práce je shrnuta základní teorie retrodirektivních anténních polí a jejich jednotlivých částí – antén a směšovačů. Dále je uveden krátký přehled možností využití retrodirektivních anténních polí k přenosu informace. Druhá část práce se zabývá návrhem konkrétního retrodirektivního pole. Návrh začíná sestavením modelu anténního pole v programu MATLAB. Poté je zvolena vhodná struktura pro další návrh. Dále jsou navrženy a v programu Ansoft Designer analyzovány jednotlivé části retrodirektivního anténního pole – flíčková anténa, směšovač, dolní propust a pásmová zádrž, slučovač signálů a Wilkinsonův dělič výkonu. Pro analýzu antény je použit také program CST Microwave Studio. Další část práce se zabývá realizací jednotlivých bloků retrodirektivního anténního pole a měřením jejich parametrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Anténní pole, retrodirektivita, směšovač, flíčková anténa

ABSTRACT

In the first part of this thesis a basic theory of retrodirective antenna arrays and their particular parts – antennas and mixers is summarized. Further, there is a basic summary of possibilities for an usage of retrodirective antenna arrays for an information transmission. The second part deals with the concrete retrodirective antenna array design. The design starts with creation of an antenna array model for MATLAB software. Then a suitable structure for further design is chosen. Further, particular parts of retrodirctive antenna array – a patch antenna, a mixer, a low-pass filter, a bandstop filter, a signal combiner and a Wilkinson power divider are designed and analyzed in Ansoft Designer software. For the patch antenna analysis also CST Microwave Studio software is used. The following part deals with the realization of particular parts of the retrodirecive antenna array and its parameters measuring.

KEYWORDS

Antenna array, retrodirectivity, mixer, patch antenna

ŠINDLER, P. *Retrodirektivní anténní pole*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. xiii, 105 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Michal Pokorný, Ph. D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Retrodirektivní anténní pole jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a~jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne ....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce ing. Michalu Pokornému Ph. D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne ....

(podpis autora)

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams** operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

OBSAH

Seznam obrázků x

Seznam tabulek xiii

Úvod 1

1 Základní typy retrodirektivních antén a anténních polí 2

1.1 Rohový reflektor ... 2

1.2 Van Attovo anténní pole ... 2

1.3 Anténní pole s prvky otáčejícími fázi ... 4

2 Záření retrodirektivních anténních polí 5

2.1 Výpočet funkce záření ... 5

2.2 Funkce záření pro rozdílný kmitočet přijímané a vysílané vlny ... 8

2.3 Charakteristiky odrazné plochy cíle ... 9

2.4 Difrakční smyčky ... 11

2.5 Beam pulling ... 11

2.6 Beam-pointing error ... 12

2.7 Elementární zářič ... 12

2.7.1 Popis flíčkové antény ... 12

2.7.2 Flíčková anténa s dvojí polarizací ... 14

2.7.3 Metody napájení flíčkové antény ... 14

3 Směšovač 16

3.1 Funkce aditivního směšovače ... 16

3.2 Vyvážené směšovače ... 17

3.2.1 Základní parametry ... 17

3.2.2 Základní typy ... 18

4 Možnosti využití v komunikačních systémech – modulace 20

4.1 Modulace ... 20

4.2 Demodulace ... 20

5 Návrhy jednotlivých částí pole 22

5.1 Analýza RDA pomocí programu MATLAB 22
5.2 Návrh elementární antény 27
5.2.1 Teoretický návrh rozměrů zářiče 27
5.2.2 Teoretický návrh napájecího mikropásku 28
5.2.3 Vlastní návrh antény a výsledné parametry 29
5.2.4 Model flíčkové antény v programu CST Microwave Studio 33
5.3 Návrh směšovače 37
5.3.1 Nelineární model tranzistoru ATF – 36163 37
5.3.2 Návrh pracovního bodu 38
5.3.3 Ověření vysokofrekvenčních vlastností nelineárního modelu 40
5.3.4 Napájecí a přizpůsobovací obvody 43
5.4 Dolní propust 55
5.5 Slučovač signálů RF a LO 56
5.6 Pásmová zádrž kmitočtu 6,25 GHz 58
5.7 Wilkinsonův dělič výkonu 60
5.7.1 Návrh 12 GHz Wilkinsonova děliče výkonu 61
5.8 Porovnání analytického a numerického modelu 65

6 Porovnání s naměřenými hodnotami **67**
6.1 Pásmová zádrž 67
6.2 Dolní propust 69
6.3 Směšovač 70
6.3.1 Rozptylové parametry 70
6.3.2 Spektrum a konverzní zisk 75
6.4 Parametry antény 80
6.4.1 Vliv reálných antén na výsledné charakteristiky 82

7 Celkové uspořádání **85**

Závěr **86**

Literatura **88**

Seznam příloh **90**

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Rohový reflektor [1]. 2

Obr. 1.2: Van Attovo anténní pole [2]. 3

Obr. 1.3: Princip Van Attova anténního pole; a) příjem signálu, b) vysílání signálu. .. 3

Obr. 1.4: Anténní pole s prvky otáčejícími fázi [2]. 4

Obr. 1.5: Princip činnosti anténního pole s prvky otáčejícími fázi; a) příjem signálu, b) vysílání signálu. 5

Obr. 2.1: Řadová anténní soustava. 7

Obr. 2.2: Fázový posuv vlny. 7

Obr. 2.3: Vliv rozdílných kmitočtů na funkci anténní řady 8

Obr. 2.4: Měření monostatické charakterisiky RCS [2]. 9

Obr. 2.5: Měření bistatické charakteristiky RCS [2]. 10

Obr. 2.6: Flíčková anténa [8] 13

Obr. 5.1: Směrová charakteristika ideálního zářiče (stejné pro rovinu E i H) 22

Obr. 5.2: Směrové charakteristiky modelu flíčkové antény v rovině E (vlevo) a H (vpravo) 23

Obr. 5.3: Charakteristiky RCS pole tvořeného flíčkovými anténami s opačnou polarizací pro vysílanou s přijímanou vlnu 23

Obr. 5.4: Charakteristiky RCS pole tvořeného flíčkovými anténami s opačnou polarizací pro vysílanou s přijímanou vlnu 24

Obr. 5.5: Vliv rozdílných kmitočtů na BPE 25

Obr. 5.6: Bloková struktura jednoho elementu anténního pole 26

Obr. 5.7: Impedance flíčkové antény [20] 29

Obr. 5.8: Vzhled navržené flíčkové antény 31

Obr. 5.9: Vzhled navržené flíčkové antény – 3D zobrazení 31

Obr. 5.10: Rozptylové parametry navržené antény 32

Obr. 5.11: Zisk navržené flíčkové antény 32

Obr. 5.12: Směrové charakteristiky navržené flíčkové antény 33

Obr. 5.13: Vzhled modelu flíčkové antény 35

Obr. 5.14: Rozptylové parametry antény – CST Studio 35

Obr. 5.15: Směrovost antény – IF port 36

Obr. 5.16: Směrovost antény – RF port 36

Obr. 5.17: Raytheon – Statz model vnitřního tranzistoru [25] 37
Obr. 5.18: Raytheon – Statz model [26] 38
Obr. 5.19: Závislost $I_D = f(V_{GS})$ zjištěná analýzou nelineárního modelu tranzistoru ... 39
Obr. 5.20: Zapojení pro testování vysokofrekvenčních vlastností nelineárního modelu 40
Obr. 5.21: Porovnání kmitočtových závislostí rozptylových parametrů obou modelů. 42
Obr. 5.22: Porovnání kmitočtových závislostí činitelů stability obou modelů 42
Obr. 5.23: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů obou modelů – Smithův diagram. 43
Obr. 5.24: Schéma výstupního napájecího obvodu. 44
Obr. 5.25: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů výstupního napájecího obvodu 45
Obr. 5.26: Schéma vstupního napájecího obvodu. 46
Obr. 5.27: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů vstupního napájecího obvodu 46
Obr. 5.28: Závislost rozptylových parametrů směšovače na kmitočtu f 48
Obr. 5.29: Závislost rozptylových parametrů druhé verze směšovače na kmitočtu f ... 49
Obr. 5.30: Závislost parametru s_{11} na napětí V_{GS} pro 12 GHz 50
Obr. 5.31: Závislost parametru s_{11} na napětí V_{GS} pro 6,25 GHz 50
Obr. 5.32: Závislost parametru s_{22} na napětí V_{GS} pro 5,75 GHz 51
Obr. 5.33: Závislost konverzního zisku směšovače na výkonu signálu z oscilátoru 51
Obr. 5.34: Závislost konverzního zisku směšovače na výkonu RF signálu 52
Obr. 5.35: Závislost výkonu výstupního signálu IF na výkonu RF signálu 53
Obr. 5.36: Výstupní spektrum směšovače 54
Obr. 5.37: Fáze výstupního napětí směšovače pro 2 hodnoty fáze vstupního RF signálu 54
Obr. 5.38: Layout navrženého směšovače 55
Obr. 5.39: Rozptylové parametry dolní propusti sedmého řádu 56
Obr. 5.40: Vzhled slučovače signálů 57
Obr. 5.41: Rozptylové parametry slučovače signálů – impedanční přizpůsobení vstupů 57
Obr. 5.42: Rozptylové parametry slučovače signálů – přenosy 58
Obr. 5.43: Vzhled pásmové zádrže 59
Obr. 5.44: Rozptylové parametry pásmové zádrže 59
Obr. 5.45: Zlepšení impedančního přizpůsobení pásmové zádrže pomocí paralelního pahýlu 60

Obr. 5.46: Wilkinsonův dělič výkonu 61
Obr. 5.47: Wilkinsonovy děliče výkonu – porovnání 63
Obr. 5.48: Wilkinsonovy děliče výkonu 63
Obr. 5.49: Wilkinsonův dělič výkonu – parametry 64
Obr. 5.50: Wilkinsonovy děliče výkonu v kaskádě – parametry 65
Obr. 5.51: Model anténního pole. 66
Obr. 5.52: Normovaná bistatická charakteristika odrazné plochy cíle pro úhel, pod kterým na retrodirektivní anténní pole přijímaná vlna dopadá: a) 60°, b) 30°. 66
Obr. 6.1: Pásmová zádrž – porovnání naměřených hodnot 67
Obr. 6.2: Pásmová zádrž – rozměry. Převzato z [30] a upraveno. 68
Obr. 6.3: Průběh parametru S21 pásmové zádrže po doladění. 68
Obr. 6.4: Dolní propust – porovnání naměřených hodnot 69
Obr. 6.5: Přípravek se směšovači a pásmovou propustí 70
Obr. 6.6: Směšovač spolu se slučovačem – číslování portů 71
Obr. 6.7: Směšovač – přizpůsobení na RF portu 72
Obr. 6.8: Směšovač – přizpůsobení na IF portu 73
Obr. 6.9: Směšovač – přizpůsobení na LO portu 73
Obr. 6.10: Směšovač – přenos z RF do IF portu 74
Obr. 6.11: Směšovač – přenos z RF do IF portu 75
Obr. 6.12: Výstupní spektrum směšovače 76
Obr. 6.13: Závislost konverzního zisku na napětí V_{GS} 77
Obr. 6.14: Závislost konverzního zisku na výkonu oscilátoru P_{LO} 77
Obr. 6.15: Závislost konverzního zisku na výkonu přijímaného signálu P_{RF} 78
Obr. 6.16: Závislost výkonu výstupního signálu P_{IF} na výkonu signálu P_{RF} 79
Obr. 6.17: Realizace antény 80
Obr. 6.18: Rozptylové parametry antény 81
Obr. 6.19: Směrové charakteristiky RF port 81
Obr. 6.20: Směrové charakteristiky IF port 82
Obr. 6.21: Normovaná bistatická charakteristika odrazné plochy cíle pro úhel, pod kterým na retrodirektivní anténní pole přijímaná vlna dopadá: a) 60°, b) 30°. 83
Obr. 6.22: Normovaná monostatická charakteristika odrazné plochy cíle – porovnání 84
Obr. 7.1: Vzhled retrodirektivního anténního pole 85

SEZNAM TABULEK

Tab. 5.1: Parametry Wilkinsonových děličů výkonu 63
Tab. 6.1: Rozměry pásmové zádrže po doladění 69

ÚVOD

Retrodirektivní anténní pole ozařované signálem z vysílače vysílá signál zpět ve směru, ze kterého na něj elektromagnetická vlna dopadá a to bez předchozí znalosti o poloze vysílače. Obvykle jsou realizována jako jednoduché čistě analogové obvody integrované spolu s planárními anténami na jediném substrátu. Toto anténní pole může být tedy velmi jednoduché a levné.

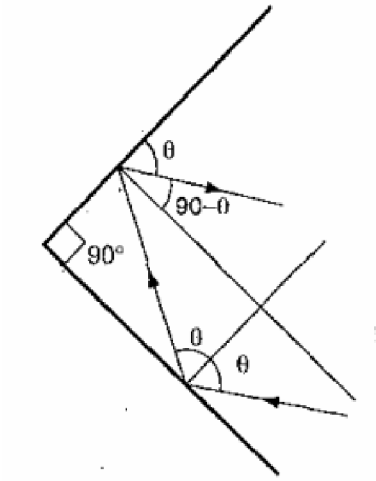
Retrodirektivní anténní pole může být vhodnou náhradou za všesměrovou anténu, nebo anténu s širokým hlavním lalokem. Tím, že energie je směrována pouze do požadovaného směru dojde k výrazné úspoře energie. To může být výhodné zejména u zařízení napájených z akumulátorů, solárních článků a podobně – například u komunikačních družic. Snížení vyzařování do nežádoucích směrů je také výhodné z hlediska snížení rušení okolních zařízení a také k redukci nežádoucího vlivu na člověka. Také se tím zvýší zabezpečení komunikačních systémů (snížení možnosti dlouhodobě odposlouchávat provoz). Použitím těchto systémů se také zvýší možný počet komunikačních linek v určitém omezeném kmitočtovém pásmu. Například bylo by možné provozovat spojení s letadlem či družicí a současně s pozemní stanicí na jediném kmitočtu. Využití těchto anténních polí je tedy ve všech komunikačních systémech, kde se jednotlivé objekty, mezi kterými probíhá komunikace vůči sobě pohybují. Jednoduchá pasivní retrodirektivní pole mohou sloužit jako odrazné plochy radarů pro použití v dopravních zabezpečovacích systémech.

Cílem této práce je stručně popsat základní teorii týkající se retrodirektivních anténních polí a na základě těchto informací vybrat vhodnou strukturu retrodirektivního pole, navrhnout vybraný typ elementárního zářiče a potřebné signálové obvody a jejich vlastnosti ověřit simulacemi ve vhodném programu a dále experimentálně ověřit jejich funkčnost.

1 ZÁKLADNÍ TYPY RETRODIREKTIVNÍCH ANTÉN A ANTÉNNÍCH POLÍ

1.1 Rohový reflektor

Rohový reflektor je nejjednodušší struktura zajišťující retrodirektivitu. Rohový reflektor je tvořen vodivými deskami, které spolu svírají úhel 90°. Základní varianta rohového reflektoru tvořeného dvěma deskami je na obr. 1.1. Velikost desek je výrazně vyšší, než vlnová délka dopadající vlny. Proto je možné vycházet z principů geometrické optiky. Princip rohového reflektoru je patrný z obr 1.1.

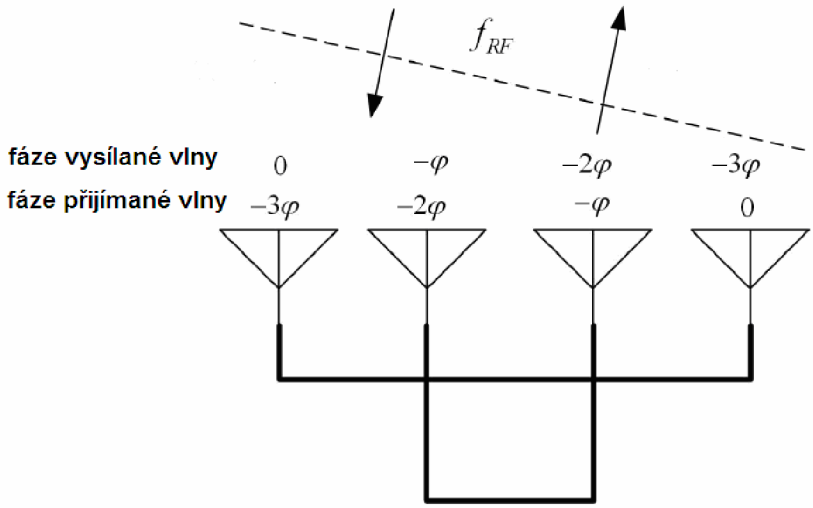


Obr. 1.1: Rohový reflektor [1].

Rohové reflektory se používají jako pasivní odražeče pro radar. Díky retrodirektivitě je zajištěna detekce cíle na větší vzdálenost.

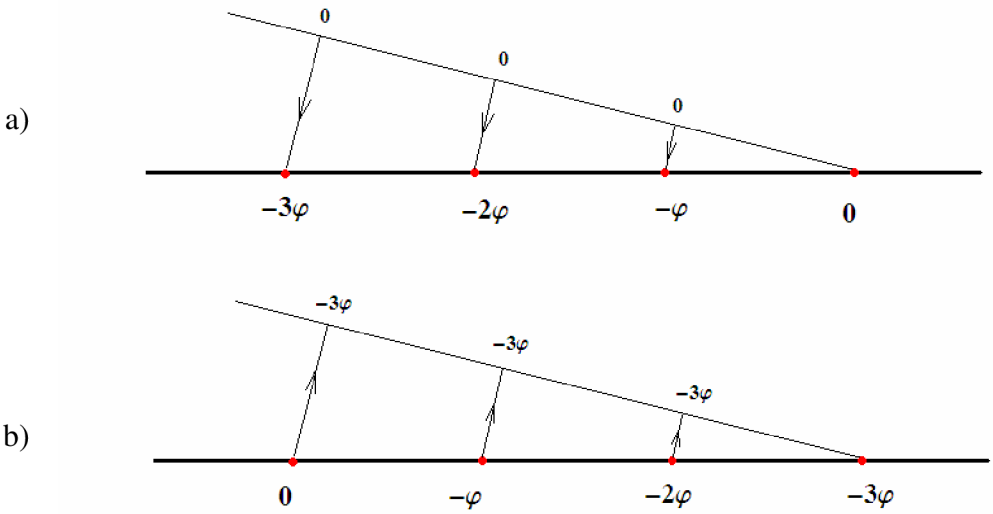
1.2 Van Attovo anténní pole

Van Attovo pole se skládá z párů antén, které mají stejnou vzdálenost od středu anténního pole. Antény v tomto páru jsou propojeny pomocí vedení. Délky všech vedení, které propojují jednotlivé páry antén, jsou stejné. Každá anténa funguje současně pro vysílání i příjem. Dále musí platit, že vzdálenosti sousedních antén musí být stejné, aby fázový posuv dopadající vlny mezi jednotlivými anténami byl stejný. Van Attovo pole je na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Van Attovo anténní pole [2].

Protože jsou délky všech vedení stejné, je i posuv fáze mezi jednotlivými anténami v páru stejný a je možné ho zanedbat. Funkce Vann Attova anténního pole je lépe pochopitelná z obr. 1.3, kde je situace znázorněna pro přijímanou i vysílanou vlnu zvlášť. Červené body značí jednotlivé antény z obr. 1.2. Anténa vlevo, která přijímá signál s nejvíce zpožděnou fází -3φ, vysílá s fází 0, tedy nezpožděnou. Zpoždění fáze přijímaného signálu o -3φ vzniklo jako důsledek větší vzdálenosti této antény od vlnoplochy, na které je uvažována referenční fáze 0°. Pro vysílanou vlnu je situace podobná. Velikosti fázových zpoždění vlivem šíření vlny jsou stejné jako u přijímané vlny. Je tedy zřejmé, že vlnoplochy přijímané i vysílané rovinné vlny jsou rovnoběžné a tedy že anténní pole vysílá vlnu ve stejném směru, ze kterého přichází přijímaná vlna.



Obr. 1.3: Princip Van Attova anténního pole; a) příjem signálu, b) vysílání signálu.

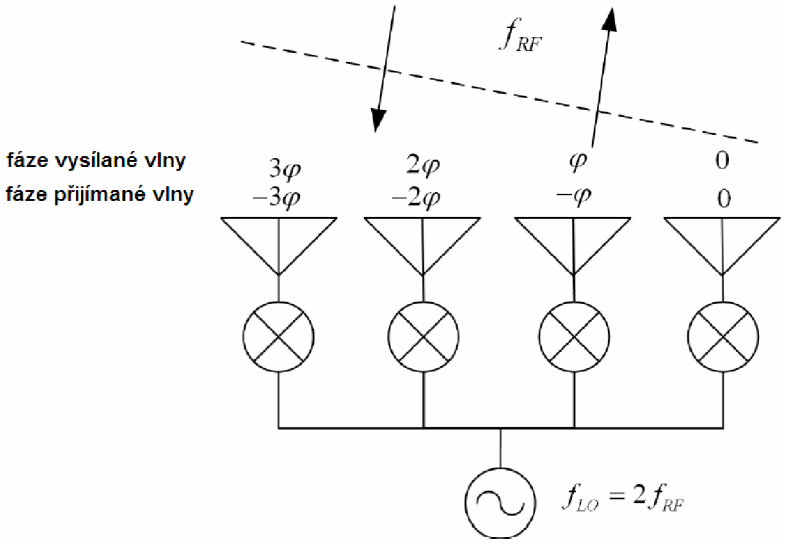
.

Pro správnou funkci Van Attova anténního pole nemusejí být fyzické délky všech vedení spojujících jednotlivé antény stejné, ale mohou se vzájemně lišit o celočíselný násobek vlnové délky na vedení.

Výhodou Van Attova pole je velká širokopásmovost, která je daná širokopásmovostí použitých antén. Nevýhodou je, že retrodirektivita je zajištěna pouze pokud je dopadající vlna rovinná. Van Attovo anténní pole je pasivní struktura a pro vysílání i příjem se využívá stejné frekvence, proto její využití je zejména jako odražeč radarových signálů. Van Attovo anténní pole je však možné konstruovat i jako aktivní (např. [1]). Aktivní Van Attovo anténní pole umožňuje zesílení signálu a jeho modulaci před vysíláním. U aktivních variant Van Attova anténního pole je však ještě obtížnější dodržet, aby mezi jednotlivými anténami ve dvojici byly stejné fázové posuvy. Nevýhodou u všech variant je složitá realizace propojovacích vedení. Při větším počtu antén nelze vedení vést v jedné rovině.

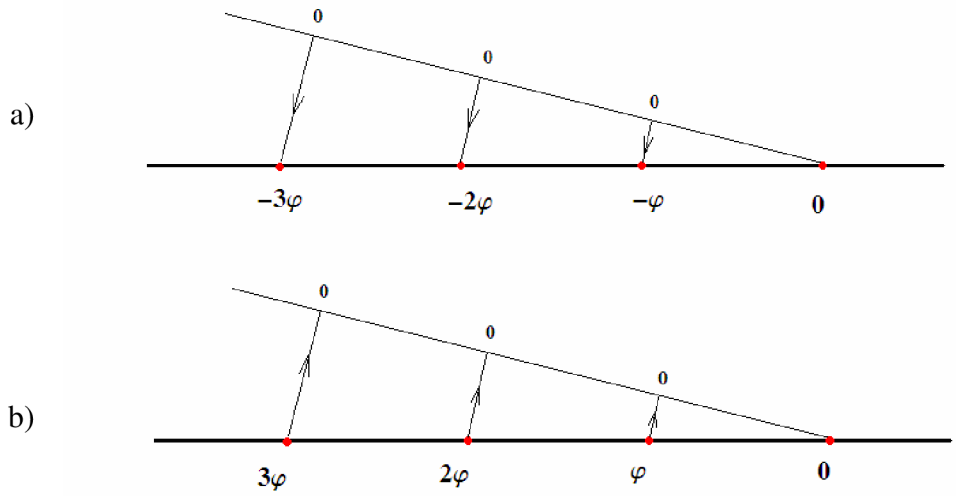
1.3 Anténní pole s prvky otáčejícími fázi

Toto retrodirektivní anténní pole je tvořeno anténami které slouží současně pro vysílání i příjem. Přijímaný signál z každé antény je veden do obvodu obracejícího fázi signálu a pak přiváděn zpět a vysílán stejnou anténou, avšak s opačnou fází. Základní schéma je na obr. 1.4. Jako obvody otáčející fázi se obvykle používá směšovačů buzených z oscilátoru o dvojnásobném kmitočtu, než je kmitočet přijímané vlny.



Obr. 1.4: Anténní pole s prvky otáčejícími fázi [2].

Na následujícím obr. 1.5 je znázorněna funkce tohoto anténního pole zvlášť pro vysílání a příjem, podobně jako tomu bylo na obr. 1.3 pro Van Attovo anténní pole.



Obr. 1.5: Princip činnosti anténního pole s prvky otáčejícími fázi; a) příjem signálu, b) vysílání signálu.

Jednou z hlavních výhod tohoto anténního pole je, že se jedná o anténní pole konformní, tedy dopadající vlna nemusí být rovinná. Proto je možné jednotlivé antény umístit na zakřivený povrch, aniž by to nenarušilo správnou funkci.

2 ZÁŘENÍ RETRODIREKTIVNÍCH ANTÉNNÍCH POLÍ

Retrodirektivní anténní pole mohou být řadové, nebo plošné. Řadové soustavy zajišťují retrodirektivitu pouze v jedné rovině. U plošných soustav je retrodirektivita zajištěna ve dvou vzájemně kolmých rovinách. Vzdálenosti mezi sousedními anténami jsou stejné.

2.1 Výpočet funkce záření

Při výpočtu se předpokládá, že bod příjmu leží ve Fraunhoferově oblasti, tedy že dráhy vln od všech elementů anténní soustavy je možné považovat za rovnoběžné.

Hranice Frauenhoferovy oblasti je přibližně daná podmínkou [3]

$$r \geq \frac{2l^2}{\lambda}, \tag{2.1}$$

kde l představuje největší rozměr antény (či anténní soustavy) a λ je vlnová délka přijímané (resp. vysílané) vlny.

Pro výpočet teoretické funkce záření retrodirektivního pole byla zvolena řadová

soustava se čtyřmi zářiči, která se často používá i v praxi. Tato soustava zajišťuje retrodirektivitu pouze v jedné rovině. Vzdálenosti mezi sousedními zářiči jsou stejné. Situace je znázorněna na obr. 2.1. Pro jednoduchost jsou jako jednotlivé antény použity izotropní zářiče. Fázi přijímané vlny Φ pro jednotlivé zářiče (označeny čísly 1 - 4) na ose z je možné pomocí obr. 2.2. vyjádřit vzhledem k počátku soustavy souřadnic (kde se předpokládá $\Phi = 0$) vztahem

$$\Phi_i = k \cdot \Delta r_i^p = k \cdot z_i \cdot \sin\alpha, \tag{2.2}$$

kde k je vlnové číslo a α úhel mezi směrem šíření dopadající rovinné vlny a osou x, Δr značí rozdíl délky drah vln, p je index označující, že se jedná o přijímanou vlnu i je index odpovídající číselnému označení jednotlivých zářičů podle obr. 2.1. Jednotlivé zářiče jsou buzené proudy s opačnou fází, než je fáze dopadající vlny, tedy

$$I_i = \exp(-j\Phi_i) = \exp(-j \cdot k \cdot z_i \cdot \sin\alpha). \tag{2.3}$$

Velikosti proudů nezávisí na směru přijímané vlny, protože jsou uvažovány izotropní zářiče. Pokud by byly uvažovány reálné (obecné) antény, bylo by nutné vzít v úvahu při výpočtu budících proudů funkci záření těchto antén.

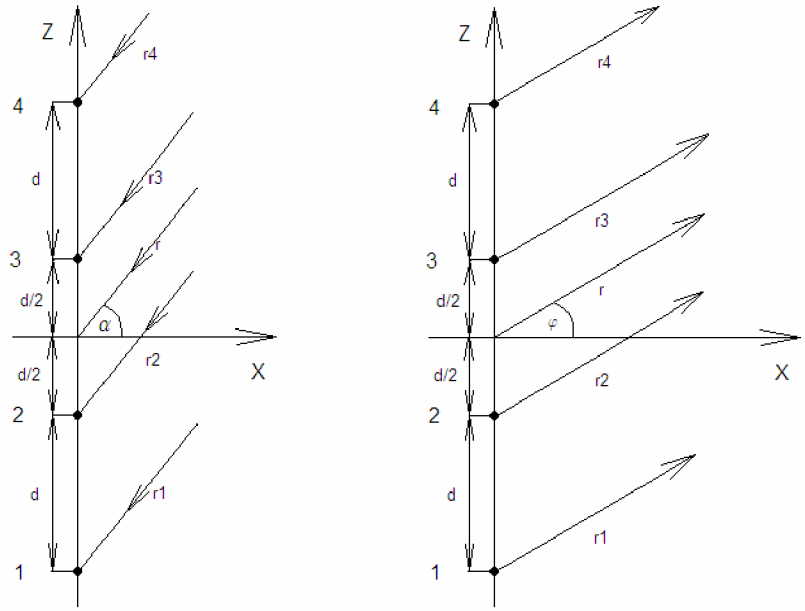
Rozdíl vzdáleností od i-tého zářiče k místu příjmu r_i, vzhledem k délce spojnice počátku soustavy souřadnic a místa příjmu r, je možné podobně jako u přijímané vlny vyjádřit jako

$$\Delta r_i^v = z_i \cdot \sin\varphi. \tag{2.4}$$

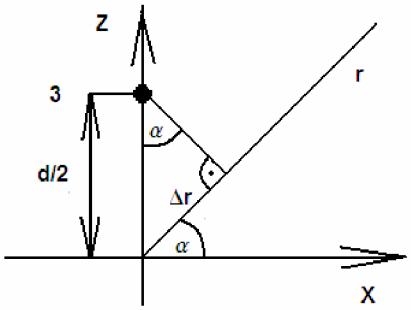
Index v označuje vysílanou vlnu, φ je úhel mezi směrem ve kterém je zkoumána směrová charakteristika anténního pole a osou x Intenzitu elektrického pole v místě příjmu je možné vyjádřit vztahem [3]

$$E = 60F_0 \sum_i I_i \frac{\exp(-jkr_i^v)}{r}, \tag{2.5}$$

kde F_0 označuje funkci záření jednoho zářiče anténní soustavy (předpokládá se, že všechny zářiče jsou stejné).



Obr. 2.1: Řadová anténní soustava.



Obr. 2.2: Fázový posuv vlny.

Jsou uvažovány izotropní zářiče (tzn. F_0 = 1) a také jednotkové budící proudy. Po dosazení za I_i a r_i^v a několika úpravách lze získat vztah

$$E = 60\left[2\cos\left(\frac{3}{2}kd(\sin\varphi-\sin\alpha)\right)+2\cos\left(\frac{1}{2}kd(\sin\varphi-\sin\alpha)\right)\right]\exp\left(\frac{-jkr}{r}\right)= \\ =60F_{SK}\exp\left(\frac{-jkr}{r}\right). \qquad (2.6)$$

Zde F_{SK} je skupinová funkce záření zkoumaného retrodirektivního anténního pole. Je zřejmé, že tato funkce má maximální hodnotu 4 pro φ = α. To znamená, že hlavní lalok retrodirektivního anténního pole vždy směřuje ve směru, ze kterého přichází dopadající vlna. Maximum má hodnotu 4, protože uvažované pole je tvoří 4 antény buzené proudem I_0 =1.

Pro obecný počet prvků N je možné skupinovou funkci záření vyjádřit také jako [4]:

$$F_{SK} = \sum_{i=1}^{N} \exp(j(i-1)kd(\sin\varphi - \sin\alpha)) . \tag{2.7}$$

Vztah pro F_{SK} je možné na základě principu násobení charakteristik zobecnit pro plošné soustavy s prostorovou retrodirektivitou:

$$F_{SK} = \left[\sum_{i=1}^{N} \exp(j(i-1)kd(\sin\varphi - \sin\alpha))\right] \cdot \left[\sum_{l=1}^{M} \exp(j(l-1)kd(\sin\gamma - \sin\beta))\right] \tag{2.8}$$

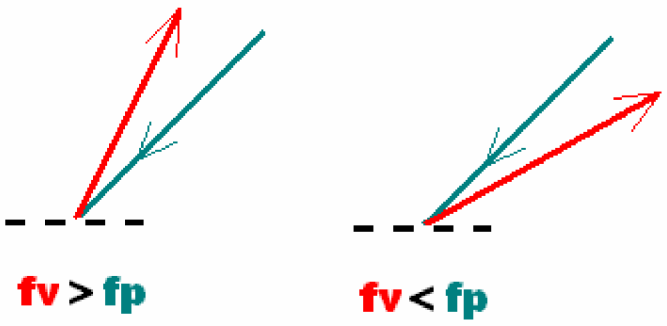
2.2 Funkce záření pro rozdílný kmitočet přijímané a vysílané vlny

Z hlediska teorie je pro správnou funkci ideálních retrodirektivních anténních polí kmitočet vysílané i přijímané vlny shodný. V praxi se však pro oddělení přijímané a vysílané vlny používají pro obě vlny mírně odlišné kmitočty. Pro vlnu přijímanou retrodirektivním polem je pak možné místo vlnového čísla k psát k^p a pro vysílanou vlnu k^v. Funkce záření retrodirektivní anténní řady tvořené čtyřmi zářiči vycházející ze vztahu (2.6) pak přejde do tvaru

$$F_{Sk} = 2\cos\left(\frac{3}{2}d(k^v \sin\varphi - k^p \sin\alpha)\right) + 2\cos\left(\frac{1}{2}d(k^v \sin\varphi - k^p \sin\alpha)\right). \tag{2.9}$$

Tohoto vztahu je možné využít ke zkoumání vlivu použitých kmitočtů na výsledné vlastnosti anténní řady.

Základní představa vlivu použití kmitočtového offsetu je patrná z obr. 2.3. Na tomto obrázku je znázorněna retrodirektivní anténní řada se čtyřmi anténami.



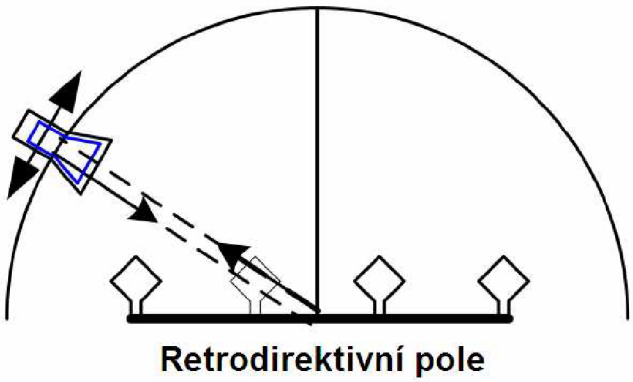
Obr. 2.3: Vliv rozdílných kmitočtů na funkci anténní řady

Pokud je kmitočet přijímané vlny (v obr 2.3 označeno jako *f*p) nižší než kmitočet vysílané vlny (*f*v), je vzdálenost mezi anténami vzhledem k vlnové délce přijímané vlny relativně malá. Proto i fázové rozdíly pro přijímanou vlnu jsou mezi jednotlivými anténami relativně malé. Z hlediska vysílané vlny jsou elementární antény buzené s opačnou fází, než je fáze přijímané vlny. Tedy fáze signálů, kterými jsou buzeny jednotlivé antény, se příliš neliší. V extrémním případě (kmitočet přijímané vlny výrazně nižší, než kmitočet vysílané vlny) by se tato anténní řada chovala jako řada soufázově buzených antén a maximum směrové charakteristiky by bylo ve směru blížícím se kolmici k rovině, ve které leží antény.

2.3 Charakteristiky odrazné plochy cíle

Pro popis retrodirektivních anténních polí se nejčastěji používá monostatická a bistatická charakteristika odrazné plochy cíle RCS (radar cross section).

Monostatická charakteristika RCS vychází z výkonových poměrů mezi přijímanou a vysílanou vlnou, pokud je vysílací anténa i přijímací anténa na stejném místě. Jedná se tedy o závislost přijímaného výkonu na úhlu, pod kterým zkoumáme anténní pole. Uspořádání pracoviště pro měření monostatické RCS charakteristiky je na obr. 2.4.



Obr. 2.4: Měření monostatické charakterisiky RCS [2].

V [2] je uveden vztah pro monostatickou RCS v prostoru jako

$$\sigma_{monostatic}(\theta,\varphi) = \frac{\lambda_0}{4\pi} G_C D_e^2(\theta,\varphi) D_a(\theta,\varphi)\,, \tag{2.9}$$

kde θ, φ jsou úhly ke zdroji elektromagnetické vlny a současně i k bodu ve kterém zkoumáme přijatou vlnu, G_c je zisk obvodu obracejícího fázi, D_e činitel směrovosti antény, D_a je činitel směrovosti anténního pole a λ_0 je vlnová délka vysílané elektromagnetické vlny.

Vztah předpokládá, že činitel směrovosti každé antény je stejný a také, že se neliší pro příjem a vysílání. To nemusí být vždy splněno. Například pokud se použije pro vysílání a příjem opačná polarizace, je činitel směrovosti jiný a místo kvadrátu činitele směrovosti antény by bylo nutné uvažovat součin činitele směrovosti pro příjem a činitele směrovosti pro vysílání.

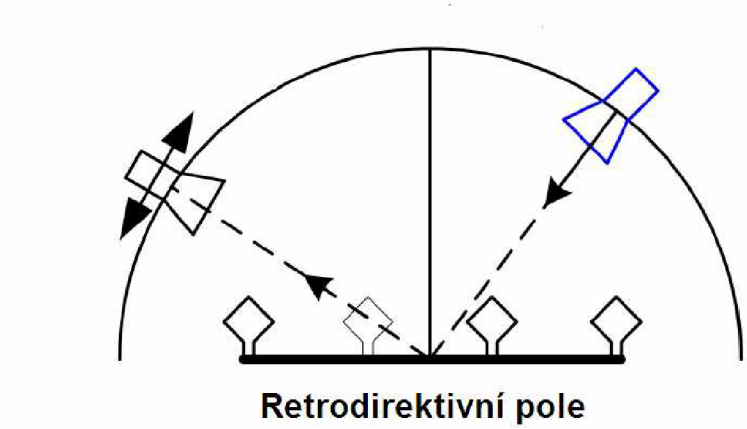
Činitel směrovosti anténního pole D_a je možné určit pomocí vztahu [2]

$$D_a(\theta,\theta_0,\varphi,\varphi_0) = \frac{4\pi\left|AF(\theta,\theta_0,\varphi,\varphi_0)\right|^2}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\left|AF(\theta',\theta_0,\varphi',\varphi_0)\right|^2 \sin\theta' d\theta' d\varphi'}, \qquad (2.10.)$$

kde AF je anténní faktor zkoumaného anténního pole (v české literatuře se uvádí spíše jako skupinová funkce záření F_{sk}) a θ, φ jsou úhly k bodu, ve kterém zkoumáme přijímanou vlnu. Ostatní veličiny mají stejný význam jako v rovnici (2.9).

Charakteristiky RCS se obvykle uvádí v dB relativně vzhledem k maximální hodnotě. Pro ideální retrodirektivní anténní pole platí, že monostatická charakteristika RCS má konstatntní hodnotu 0 dB.

Bistatická charakteristika RCS vychází z výkonových poměrů mezi přijímanou a vysílanou vlnou, pokud vysílací anténa i přijímací anténa jsou obecně umístěné. Jedná se o závislost přijímaného výkonu na úhlu pod kterým zkoumáme anténní pole pro daný úhel pod kterým je zkoumané anténní pole ozařováno. Uspořádání pracoviště pro měření bistatické RCS charakteristiky je na obr. 2.5.



Obr. 2.5: Měření bistatické charakteristiky RCS [2].

Pro bistatickou charakteristiku platí [2]

$$\sigma_{bistatic}(\theta,\theta_0,\varphi,\varphi_0) = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_C D_e(\theta_0,\varphi_0) D_e(\theta,\varphi) D_a(\theta,\theta_0,\varphi,\varphi_0). \qquad (2.11)$$

Význam všech veličin je stejný jako v předchozích dvou rovnicích.

2.4 Difrakční smyčky

Jedná se o nežádoucí jev, který se vyskytuje u všech fázovaných anténních řad či polí.

Pokud je vzdálenost jednotlivých zářičů $d > \lambda/2$, objevují se ve směrové vyzařovací charakteristice (nežádoucí) vícenásobné hlavní laloky, které omezují úhel ve kterém plní anténní pole správnou funkci. Tyto nežádoucí hlavní laloky se nazývají difrakční smyčky (v angloamerické literatuře grating lobes). Podrobně je vznik difrakčních smyček vysvětlen v [5]. Počet difrakčních smyček závisí na úhlu, pod kterým je vyzařován hlavní lalok (v případě retrodirektivního anténního pole je to současně úhel pod kterým na anténní pole dopadá přijímaná vlna). Pokud je anténní pole tvořeno izotropními zářiči, lze určit úhel, pod kterým je vyzařován hlavní lalok, při kterém právě velikost nežádoucího laloku (difrakční smyčky) dosáhne shodné velikosti jako má tento hlavní lalok. Tento úhel je dán vztahem [6]

$$\Phi = \arccos\left(\frac{\lambda}{d} - 1\right), \tag{2.11}$$

kde úhel Φ je měřen od roviny ve které leží anténního pole, d je vzdálenost mezi sousedními anténami a λ je vlnová délka elektromagnetické vlny.

Nežádoucí lalok se ovšem neobjeví náhle, ale postupně narůstá. Proto je použitelný úhlový rozsah ještě menší.

Pro $d > \lambda$ jsou ve směrové charakteristice difrakční smyčky vždy (pro všechny úhly hlavního laloku vysílané vlny).

Určení optimální vzdálenosti *d*:

Zvětšování vzdálenosti mezi anténami d má za následek vyšší zisk anténního pole a užší hlavní lalok, ale pokud $d > \lambda/2$ objevují se v směrové charakteristice difrakční smyčky. Proto se většinou používá vzdálenost $d = \lambda/2$, pokud to umožňují rozměry antén a pomocných obvodů (zejména napájecího vedení).

2.5 Beam pulling

Reálné retrodirektivní pole není tvořeno izotropními zářiči, ale zářiči s vyšším ziskem, což je v tomto případě nežádoucí. U výsledného retrodirektivního pole se tím snižuje úhel pro který monostatická charakteristika RCS neklesá pod 3 dB a také dochází k tzv. beam pulling efektu. To znamená, že hlavní lalok retrodirektivního pole v bistatické RCS charakteristice nesměřuje do směru, ze kterého byla přijata elektromagnetická vlna, ale směřuje blíže k rovině kolmé na spojnici jednotlivých zářičů. Velikost této odchylky se značí jako BPE (beam-pointing error).

2.6 Beam-pointing error

Jedná se tedy o odchylku hlavního laloku bistatické RCS charakteristiky anténního pole od hlavního laloku stejného pole, které je však tvořeno pouze izotropními zářiči.

BPE se dá snížit zvýšením počtu antén, které tvoří toto pole, nebo nahrazením stávajících antén anténami s nižší směrovostí. To je výhodnější, protože současně se sníží závislost velikosti vyzařované energie na úhlu, pod kterým na anténní pole dopadá přijímaná vlna.

Použití rozdílného kmitočtu pro příjem a pro vysílání u retrodirektivního anténního pole vede také ke vzniku BPE. Velikost této chyby závisí na rozdílu obou kmitočtů a úhlu pod kterým dopadá přijímaná vlna na anténní pole.

Pro velikost této chyby platí [22]

$$\sin\Theta_{out} = \frac{f_{in}}{f_{out}} \cdot \sin\Theta_{in}, \tag{2.12}$$

kde Θ_{in} je úhel hlavního laloku dopadající vlny a Θ_{out} je úhel hlavního laloku vysílané vlny, f_{out} je kmitočet vysílané vlny a f_{in} kmitočet dopadající vlny.

Pokud se pro vlnu vysílanou retrodirektivním anténním polem použije mírně nižší kmitočet, než pro přijímanou vlnu, je možné tímto jevem částečně kompenzovat BPE způsobený vyšší směrovostí zářičů oproti izotropnímu zářiči.

2.7 Elementární zářič

Pro správnou funkci retrodirektivního anténního pole je potřeba použít antény s malým ziskem a pokud možno konstantním ziskem pro rozsah úhlů −90° až 90° měřených od osy kolmé na rovinu ve které leží anténní pole.

Vhodné typy antén jsou tedy dipóly, štěrbinové antény, trychtýřové antény, mikropáskové flíčkové a dipólové antény.

Nejvhodnější je použití mikropáskových flíčkových antén nebo mikropáskových dipólových antén. Takové retrodirektivní anténní pole je pak možné spolu s obvody otáčejícími fázi (obvykle vyváženými směšovači) a dalšími signálovými obvody realizovat společně na jediném substrátu. Vhodný tvar vyzařovací charakteristiky mají flíčkové antény. Obdélníková flíčková anténa má dvě rezonanční frekvence (odpovídají délce a šířce flíčku). Je možné použít přibližně čtvercový flíček a budit vidy TM_{010} a TM_{001} a tak dosáhnout lepšího oddělení mezi vysílanou a přijímanou vlnou.

2.7.1 Popis flíčkové antény

Obdélníková flíčková anténa má přibližně délku $L = \lambda/2$. Díky tomu je na obou okrajích vyzařované pole soufázové a impedance u okraje antény je čistě reálná (anténa je v rezonanci) a relativně vysoká. Šířka antény W ovlivňuje zejména impedanci antény (se zvětšující se šířkou klesá impedance) a mírně také směrovou charakteristiku v rovině H.

Pro analytický popis flíčkové antény se používají modely vycházející z podobnosti antény s klasickým mikropáskovým vedením, nebo modely které vychází z podobnosti flíčkové antény s dutinovým rezonátorem, jehož boční stěny jsou tvořeny štěrbinami, které vyzařují. Podrobněji jsou principy analytického popisu flíčkové antény uvedeny v [7]

Následující jednoduché analytické výrazy pro směrovou charakteristiku flíčkové antény v rovině E a H byly odvozeny z výrazů vycházejících z modelu dutinového rezonátoru, které jsou uvedeny v [8]. Výraz

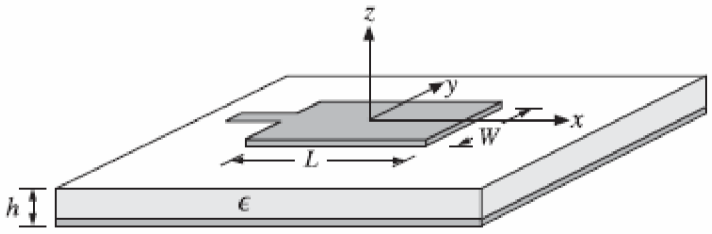
$$\left|\frac{F_E}{F_{E\max}}\right| = \left|\cos(\pi v_x)\right| \tag{2.13}$$

představuje směrovou vyzařovací charakteristiku obdélníkové mikropáskové antény v rovině E. Podobně výraz

$$\left|\frac{F_H}{F_{H\max}}\right| = \left|\cos(\theta)\frac{\sin(\pi v_y)}{\pi v_y}\right| \tag{2.14}$$

udává směrovou charakteristiku v rovině H.

Symboly v_x a v_y označují normalizovaná vlnová čísla ve směru os x a y. Tyto směry jsou vyznačeny v obr. 2.6.



Obr. 2.6: Flíčková anténa [8]

Osa x odpovídá rovině E a osa y rovině H.

Pro hodnoty v_x a v_y platí [8]

$$v_x = \frac{L}{\lambda}\sin(\theta), \tag{2.15}$$

$$v_y = \frac{W}{\lambda}\sin(\theta), \tag{2.16}$$

kde úhel θ je měřen od kolmice k rovině ve které leží anténa.

2.7.2 Flíčková anténa s dvojí polarizací

Retrodirektivní anténní pole využívají stejný nebo velmi podobný kmitočet pro přijímanou i vysílanou vlnu. Proto není možné jednoduše oddělit požadovaný signál analogovými filtry na vstupu přijímače signálů vysílaných retrodirektivním polem. Pro snadnější oddělení mezi přijímanou a vysílanou vlnou se často používají antény s dvojí polarizací. Polarizace jsou vzájemně ortogonální. Jedna se používá pro vysílaní a druhá pro příjem.

Pro antény s dvojí polarizací je vhodné použít čtvercovou flíčkovou anténu využívající ortogonální vidy TM_{010} a TM_{001}.

Pro popis antén s dvojí polarizací je důležitá zejména hodnota **křížové polarizace** (značí se XPD – cross polar discrimination). Tuto hodnotu je možné získat změřením směrové charakteristiky pro stejnou polarizaci u vysílací antény i testované (přijímací) antény a dále změřením charakteristiky pro opačnou polarizaci u testované antény (polarizace vysílací antény zůstane beze změny). Hodnota XPD se udává obvykle pro směr maxima vyzařovací charakteristiky při souhlasné polarizaci obou antén. Velikost XPD je daná poměrem mezi změřenou hodnotou intenzity elektrického pole přijatého testovanou anténou (resp. přijatým výkonem) pro souhlasnou polarizaci u obou antén a pro opačnou polarizaci. Udává se v dB. Čím je hodnota XPD vyšší, tím lepší je oddělení obou polarizací. Podrobně je tato problematika vysvětlena v [9].

Mikropáskové flíčkové antény dosahují vysokých hodnot XPD.

2.7.3 Metody napájení flíčkové antény

Vnořeným vedením: Nevýhodou je zejména malá šířka pásma pro dobré impedanční přizpůsobení. U antény s dvojí polarizací není vhodné používat tento způsob napájení., protože vnořené napájení opačné polarizace, než která je buzena narušuje tok povrchových proudů (proudy musí vnořené vedení obtékat).

Čtvrtvlnnými transformátory: Nevýhodou je malá šířka pásma pro dobré impedanční přizpůsobení a deformace výsledných směrových charakteristik antény, kvůli parazitnímu vyzařování připojených vedení. Tento způsob se však dá využít u antén s dvojí polarizací. Jeho výhodou je zejména jednoduchost a možnost výroby antén i s ostatními obvody na jediném substrátu. Problémem může být příliš malá šířka přizpůsobovacích čtvrtvlnných vedení (zejména při malé tloušťce substrátu).

Napájení koaxiálním kabelem, nebo koaxiální sondou: Tento způsob napájení není příliš vhodný pro substráty s větší tloušťkou. Pokud je tloušťka substrátu nezanedbatelná vzhledem k použité vlnové délce, je nutné vzít v úvahu délku sondy – ta představuje indukčnost. Tento způsob napájení opět vykazuje malou šířku pásma pro dobré impedanční přizpůsobení. Další nevýhoda je relativně vysoká hodnota křížové polarizace. Velkou výhodou však je, že výsledné směrové charakteristiky nejsou deformované parazitním vyzařováním napájecích vedení. Dochází pouze k vyzařování sondy, které však není tak výrazné (zejména při malých výškách substrátu). Vlastní anténa je v případě tohoto způsobu napájení na jiném substrátu, než ostatní obvody. To je sice komplikovanější řešení, ale pro vlastní zářič může být použit substrát s nižší permitivitou a větší tloušťkou, což vede k lepšímu vyzařování.

Napájení kapacitní vazbou: Tento způsob napájení se velmi často používá v kombinaci s koaxiální sondou. Kapacitní vazba spolu s indukčností koaxiální sondy vytvoří sériový rezonanční obvod. Indukčnost je obvykle daná tloušťkou substrátu a kapacita se doladí tak, aby byl obvod na požadovaném kmitočtu v rezonanci.

Vazba štěrbinou: V tomto případě může být na vlastní zářič na substrátu s nižší permitivitou (a větší tloušťkou), což vede k lepšímu vyzařování. Zatímco u substrátu s napájecími vedeními lze vyžít nižší permitivitu a tím se sníží nežádoucí vyzařování ve zpětném směru. Šířka pásma pro impedanční přizpůsobení je daná zářičem a vlastnosti napájeních obvodů na ni nemají vliv. Výhodou je velmi nízká hodnota křížové polarizace a vyzařování antény, které není ovlivněno napájecími vedeními. Vstupní impedance daná velikostí štěrbiny a její pozicí. Nežádoucí reaktanci způsobenou štěrbinou je možné odstranit použitím pahýlu u napájecího vedení. Nevýhodou je složitý návrh. Velikost štěrbiny je nutné určit optimalizací v simulačním softwaru. U antén s relativně malou tloušťkou substrátu se používá štěrbina s délkou přibližně poloviny vlnové délky na daném substrátu. Rezonanční frekvence flíčku závisí v tomto případě napájení nejen na rozměrech zářiče, ale je značně ovlivněna i velikostí štěrbiny.

Napájení pomocí elektromagnetická vazby: V zahraniční literatuře se tento způsob vazby označuje jako proximity EMC coupling. Výhodou tohoto způsobu napájení je relativně velká šířka pásma pro impedanční přizpůsobení, menší vyzařování, než například u napájení čtvrtvlnnými transformátory, nebo vnořeným vedením. K nastavení správného přizpůsobení se používá délka napájecího pahýlu a poměr šířky k délce zářiče. U antény s dvojí polarizací jsou rozměry zářiče dány rezonančními frekvencemi a k nastavení přizpůsobení je možné použít pouze délky napájecích pahýlů. Maximální vazby je dosaženo, pokud pahýl končí přibližně v polovině flíčku.

Výhodou je, že antény jsou na jiném substrátu, který může mít jiné vlastnosti, než substrát s napájecími vedeními. Navíc v případě potřeby (například pokud by se po vyrobení ukázalo, že přizpůsobení nevyhovuje, nebo antény rezonují na frekvencích příliš odlišných od požadovaných frekvencí) je možné upravit pouze rozměry a polohu zářičů a vyrobit nový substrát se zářiči, bez zásahů do substrátu s napájecími vedeními, který je obvykle složitější (obsahuje další obvody – v případě retrodirektivního anténního pole např. směšovače, děliče výkonu, napájecí obvody apod.).

Pokud by k napájení byla použita například vazba štěrbinou, nebyla by variabilita tak vysoká, protože poloha štěrbiny vůči napájecímu mikropásku je po vyrobení přesně daná.

3 SMĚŠOVAČ

V anténních polích s prvky otáčejícími fázi (viz. kapitola 1.3) se obvykle používá k otáčení fáze směšovačů. V [10] byl uveden způsob otáčení fáze pomocí 90° hybridních členů. Jedná se však o pasivní obvody, které neumožňují zesílení signálu a jeho modulaci.

3.1 Funkce aditivního směšovače

Ampérvoltovou charakteristiku nelineárního prvku je možné vyjádřit jako [11]

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + ... + a_n u^n \tag{3.1}$$

U retrodirektivního anténního pole je na směšovač přiváděno harmonicky proměnné napětí signálu přijatého anténou u_{RF} a signálu z oscilátoru u_{LO}. U aditivního směšovače je tedy na nelineárním prvku součet obou napětí

$$u = u_{RF} + u_{LO} = U_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi) + U_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \tag{3.2}$$

Pro vytvoření požadovaného směšovacího produktu se využívá kvadratická část charakteristiky. Pro jednoduchost tedy uvažujme pouze koeficient a_2.

$$\begin{aligned} &i = a_2 \left(U_{RF} \cos(\omega_{RF} t + \varphi) + U_{LO} \cos(\omega_{LO} t)\right)^2 = \\ &= a_2 U_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF} t + \varphi) + a_2 U_{LO}^2 \cos^2(\omega_{LO} t) + 2 a_2 U_{RF} U_{LO} \cos(\omega_{RF} t + \varphi) \cos(\omega_{LO} t) \end{aligned} \tag{3.3}$$

Dále platí

$$\begin{aligned} &2 a_2 U_{RF} U_{LO} \cos(\omega_{RF} t + \varphi) \cos(\omega_{LO} t) = \\ &= a_2 U_{RF} U_{LO} \cos((\omega_{LO} + \omega_{RF}) t + \varphi) + a_2 U_{RF} U_{LO} \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF}) t - \varphi). \end{aligned} \tag{3.4}$$

Nežádoucí složky s odlišným kmitočtem než f_{RF} je možné potlačit filtry. Pokud uvažujeme ideální filtraci a dále $\omega_{LO} = 2\omega_{RF}$ a také že signál ze vstupu směšovače neproniká na výstup je výstupní proud

$$i = a_2 U_{RF} U_{LO} \cos(\omega_{RF} t - \varphi). \tag{3.5}$$

Od vstupního signálu se tedy výstupní signál liší pouze opačnou fází. Velikost amplitudy této složky závisí na velikosti součinu $a_2 U_{RF} U_{LO}$. Při realizaci jednoduchých retrodirektivních anténních polí, které neobsahují přídavné zesilovače je tedy pro co nejvyšší dosažitelný dosah nutné, aby byl tento součin co nejvyšší. Je tedy vhodné

pracovat s prvky s výraznou kvadratickou nelineární charakteristikou a správně nastavit pracovní bod, tak aby byla dosažena vysoká hodnota koeficientu a_2. Také je nutné pracovat s vysokou úrovní signálu z oscilátoru u_{LO}.

Výhodné jsou zejména mikrovlnné unipolární tranzistory, protože mají přibližně kvadratickou ampérvoltovou charakteristiku. U unipolárních tranzistorů je hodnota koeficientu a_2 nejvyšší, pokud pracuje ve třídě B.

Hlavní problém směšovačů používaných v retrodirektivních anténních polích je, že vstupní a výstupní (mezifrekvenční) signál jsou na stejném kmitočtu (v praxi mírně odlišném) a proto je nemožné oddělit vstupní RF signál pronikající do výstupu jednoduchou filtrací. Je tedy nutné použít vyvážené směšovače.

3.2 Vyvážené směšovače

3.2.1 Základní parametry

Jsou zde popisovány pouze základní parametry směšovačů, které hrají nejvýznamnější roli při konstrukci retrodirektivního anténního pole.

Směšovací (konverzní) ztráty jsou definovány vztahem [12]

$$L_C = \frac{P_s}{P_{mf}}, \tag{3.6}$$

kde P_s značí výkon vstupního signálu a P_{mf} výkon výstupního signálu. Konverzní ztráty se častěji vyjadřují v dB vztahem

$$L_C(dB) = 10\log\left(\frac{P_s}{P_{mf}}\right). \tag{3.7}$$

U aktivních směšovačů se častěji používá veličina zvaná konverzní zisk. Vztah mezi konverzním ziskem a konverzními ztrátami je

$$G_C(dB) = -L_C(dB) \tag{3.8}$$

Izolace mezi branami

Například [12]

$$L_{LO-RF} = \frac{P_{LO}}{P_{LO-RF}}, \tag{3.9}$$

udává poměr mezi výkonem oscilátoru na vstupu LO a výkonem signálu o frekvenci f_{LO} na bráně RF, tedy pronikání signálu oscilátoru do brány RF. Pro retrodirektivní anténní pole je důležité zejména pronikání signálu z brány RF do brány IF, tedy [12]

$$L_{RF-IF} = \frac{P_{RF}}{P_{RF-IF}}. \tag{3.10}$$

Tento poměr se častěji vyjadřuje v dB. Hodnota izolace $L_{\text{RF-IF}}$ musí být pro správnou funkci retrodirektivního anténního pole co nejvyšší.

Dynamický rozsah je rozsah výkonu ve kterém plní směšovač správnou funkci. Shora je omezený bodem jednodecibelové komprese konverzních ztrát a zespoda šumovým prahem.

Minimální úroveň vstupního signálu je pro mezifrekvenční výkon 3dB nad úrovní šumu dána vztahem [12]

$$P_{s,vst} = F(dB) - 111 + 10\log(B), \tag{3.11}$$

kde F je šumové číslo směšovače a B šířka pásma v MHz. Z uvedených vztahů vyplývá, že při použití pasivního směšovače se zvyšuje minimální úroveň vstupního signálu v důsledku vysokého šumového čísla a také výstupní vysílaný výkon bude mít relativně malou hodnotu kvůli vysokým konverzním ztrátám. Pasivní směšovače jsou tedy vhodné spíše na krátkou vzdálenost, nebo je nutné před ně zařadit nízkošumový zesilovač.

3.2.2 Základní typy

Přehled vyvážených směšovačů, které byly použity v retrodirektivních anténních polích je uveden v [13]. Pro navrhované anténní pole jsou vhodné jednoduché vyvážené směšovače pracující s dvojnásobným kmitočtem oscilátoru. Všechny tyto jednoduché techniky však umožňují pouze simplexní komunikaci. Následuje krátké srovnání parametrů vyvážených směšovačů, které se nejčastěji používají v jednoduchých retrodirektivních anténních polích.

1. **Směšovač s kruhovým hybridním členem**

   Jedná se o jednoduchou strukturu, která využívá vyvážený diodový směšovač s kruhovým hybridním členem. Nevýhodou jsou zejména konverzní ztráty $L_C = 5 - 7dB$. Izolace mezi branami L_{RF-IF} převyšuje konverzní ztráty o minimálně 10 dB. Maximální izolace L_{RF-IF} byla asi 35 dB. Všechny tyto veličiny jsou vztaženy k RF signálu s frekvencí f_{RF} = 6GHz. Tato struktura umožňuje použít jinou polarizaci pro vlnu přijímanou a vysílanou retrodirektivním anténním polem. Tento směšovač je podrobně popsán v [14].

2. **Směšovač s 90° hybridem**

   Tento směšovač je popsán v [15]. Má společný port pro vstupní přijímaný RF i výstupní mezifrekvenční IF signál. Proto není možné použít jinou polarizaci pro vysílanou a přijímanou vlnu (bylo by nutné použít k oddělení obou vln cirkulátor). Signál z oscilátoru LO není ve výstupu IF potlačen a je nutné ho oddělit filtry.

3. **Směšovač se zpožďovacím vedením**

   Tento směšovač [16] má opět společný port pro RF a IF signál. Vy výstupu IF je

však potlačen signál z oscilátoru LO i z přijímané vlny RF. Zisk toho směšovače je asi 6 dB, izolace L_{RF-IF} přibližně 20 dB. Vše je vztaženo ke kmitočtu vstupního signálu f_{RF} = 6 GHz. Tento typ směšovače je výrazně úzkopásmový.

4. **Aktivní směšovač s odděleným RF a IF portem**

Podrobně je tento směšovač popsán v [17]. Výhodou tohoto směšovače je, že má samostatný port pro vstup a výstup a je tak možné jej snadno použít s anténou s dvojí polarizací se dvěma oddělenými vstupy. Tím je zajištěno lepší oddělení vysílané a přijímané vlny. Na výstupu tohoto směšovače je potlačena složka LO i RF. Zisk realizovaného směšovače tohoto typu uvedeného v [17] byl 6 dB a izolace L_{RF-IF} přibližně 20 dB (na kmitočtu f_{RF} = 6 GHz).

4 MOŽNOSTI VYUŽITÍ V KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMECH – MODULACE

4.1 Modulace

Jednoduše lze použít amplitudovou modulaci **AM** (resp. amplitudové klíčování ASK). Tuto modulaci je možné jednoduše realizovat modulací signálu z oscilátoru LO. Tento signál se po té vede k jednotlivým směšovačům.

Lze použít také fázovou modulaci **PM** (resp. fázové klíčování PSK). Aby byla zachována retrodirektivita, je nutné, aby změna fáze byla u všech elementů stejná. Fáze přijímaného signálu se však může měnit, protože objekty se kterými probíhá komunikace se vůči retrodirektivnímu anténnímu poli mohou pohybovat. Je tedy třeba odlišit změnu fáze, která je daná relativní změnou polohy objektu a změnu fáze, která je způsobena PSK modulací. To je možné, protože tyto změny fáze se vztahují k jiným kmitočtům (změny fáze v důsledku modulace jsou rychlejší). Pro PSK modulaci je se používají pole se směšovači s dvojím směšováním – nejdříve ze vstupního signálu RF na nízkou mezifrekvenci IF1 a pak v dalším směšovači na signál IF2 s frekvencí f_{IF2}, která je přibližně rovní f_{RF}. Podrobněji je tato problematika vysvětlena např. v [18].

Lze také použít **FM** (FSK) jednoduše tak, že se frekvenčně moduluje signál lokálního oscilátoru LO.

4.2 Demodulace

Základní přehled retrodirektivních polí umožňujících i demodulaci přijímaného signálu je uveden v [13].

Retrodirektivní pole je možné realizovat jako rekonfigurovatelné umožňující semi-duplexní komunikaci. Přepínáním frekvence lokálního oscilátoru se mění funkce mezi přijímačem umožňujícím demodulaci a retrodirektivním polem umožňujícím modulaci vysílaného signálu. Toto přepnutí je možné realizovat určitou posloupností bitů v demodulovaném signálu. Byla použita modulace BPSK.

Složitá retrodirektivní anténní pole umožňují i plně duplexní komunikaci např. s amplitudovou modulací ASK. Přijímací část je možné realizovat i pomocí jednoduchého diodového detektoru s schottkyho diodou. Nosná vlna pro vysílací část se odvozuje z přijímaného signálu pomocí tvarovacích obvodů a zdvojovače frekvence. Podrobný popis toho systému je možné najít v [19].

Zařízení pro plně duplexní komunikaci s podobnou strukturou lze realizovat i s digitálním zpracováním signálu pomocí digitálního signálového procesoru DSP. Místo AM detektoru se použije směšovač převádějící signál do oblasti nízkých frekvencí, aby

jej bylo možné převést AD převodníkem do číslicové podoby a provést digitální demodulaci. Pomocí DSP je také možné formovat fázi v jednotlivých anténách anténního pole a tím je možné například formovat výslednou směrovou charakteristiku tak, aby byl potlačen příjem z určitého směru (ve kterém se nachází zdroj rušení) a podobně. Podrobnější popis je uveden v [19].

U složitých retrodirektivních polí se výrazně zvyšují problémy s dodržením stejného fázového posuvu pro všechny anténní prvky.

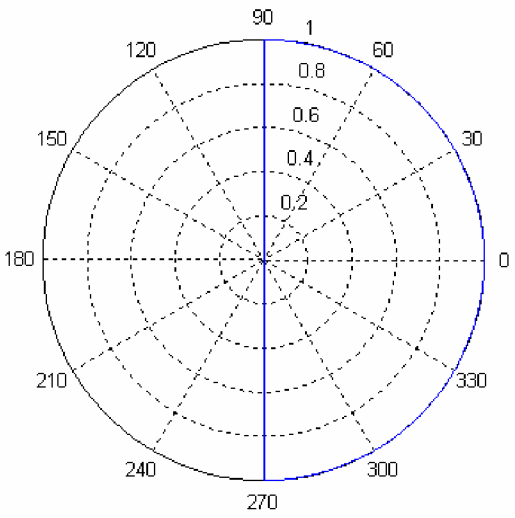
5 NÁVRHY JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ POLE

5.1 Analýza RDA pomocí programu MATLAB

Na základě znalostí uvedených v kapitole 2 byl sestaven analytický model retrodirektivního anténního pole tvořeného čtyřmi zářiči umístěnými v jedné řadě. Vzdálenosti mezi sousedními anténami jsou vždy stejné. Pro implementaci do programu MATLAB byl pro funkci záření anténní řady použit vzorec (2.6).

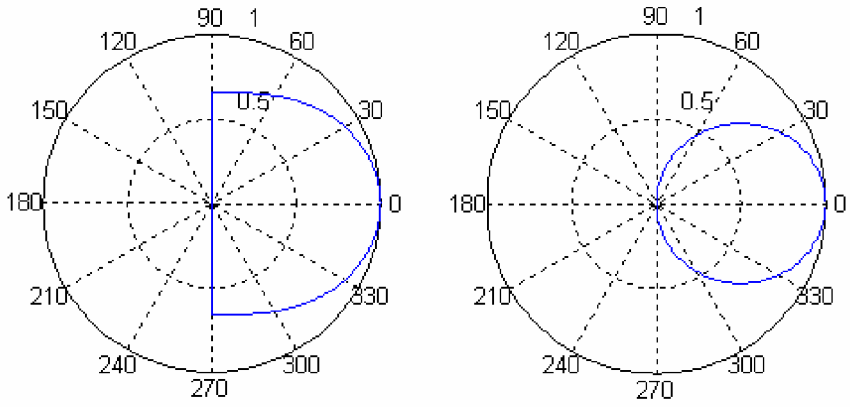
Do skriptu byly dále přidány analytické modely flíčkové antény. Pro rovinu E byl použit vztah (2.13) a pro rovinu H vztah (2.14).

Skript umožňuje zobrazit bistatické a monostatické charakteristiky RCS retrodirektivního anténního pole tvořeného ideálními zářiči a flíčkovými anténami (s různou orientací), váhované tak, že maximální hodnota je rovna 1. Orientace flíčkových antén se projeví na výsledných charakteristikách RCS. Proto jsou modelovány anténní pole s různou orientací flíčkových antén vůči zemi. Dále zobrazuje směrové charakteristiky ideálního zářiče (obr. 5.1) a flíčkové antény v rovině E a H (obr. 5.2).



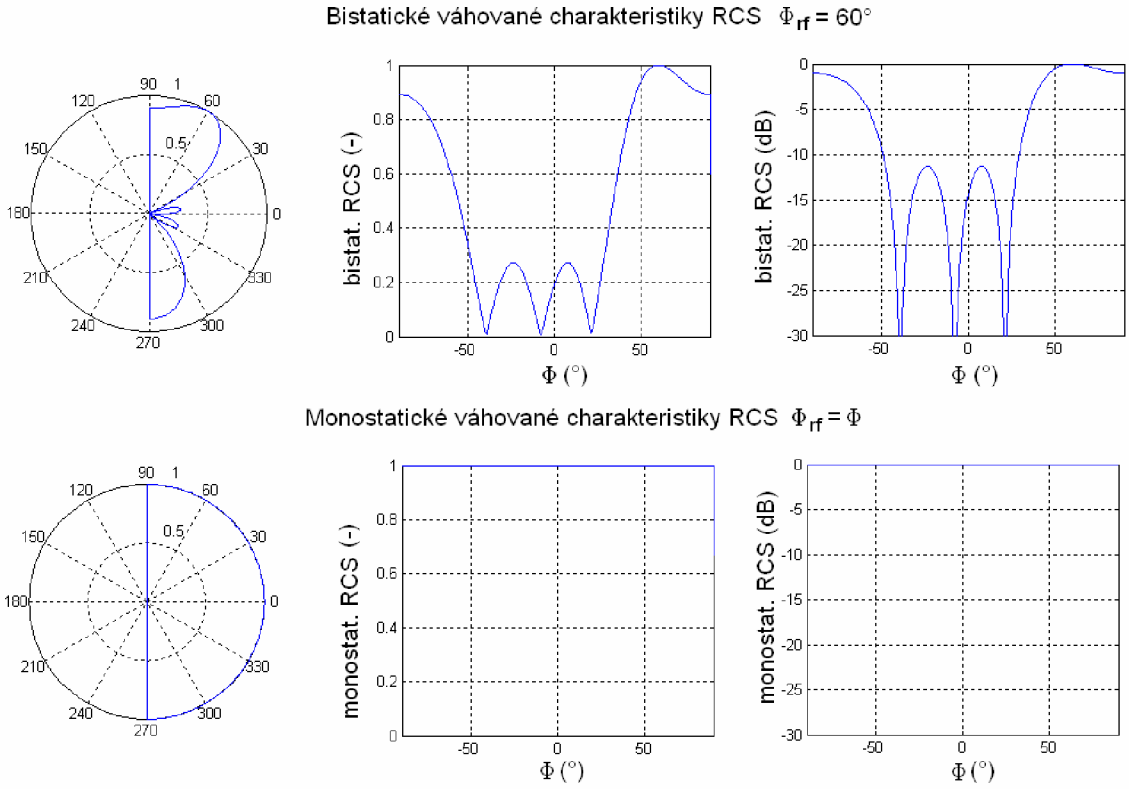
Obr. 5.1: Směrová charakteristika ideálního zářiče (stejné pro rovinu E i H)

Ideálním zářičem je isotropní zářič, který však září pouze do jedné poloroviny.



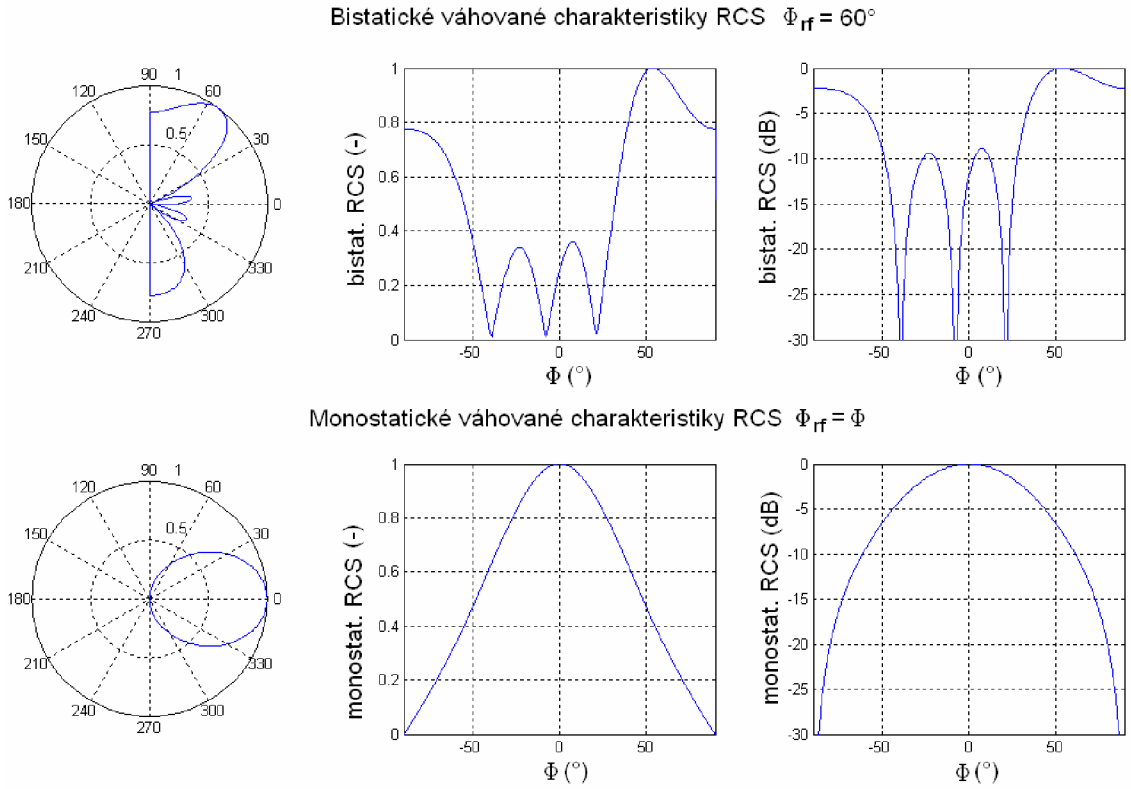
Obr. 5.2: Směrové charakteristiky modelu flíčkové antény v rovině E (vlevo) a H (vpravo)

Na obr. 5.3 jsou zobrazeny charakteristiky pro pole tvořeného čtyřmi ideálními zářiči, kde pro vysílanou a přijímanou vlnu se používá opačná polarizace. Kmitočet vysílané i přijímané vlny je identický (6 GHz). Vzdálenost mezi středy jednotlivých antén je 0,5 λ. Úhel pod kterým dopadá na zkoumané anténní pole elektromagnetická vlna je $\Phi_{rf} = 60°$. Tento úhel se měří od roviny kolmé na rovinu, ve které leží antény pole. Symbolem Φ je označen úhel pod kterým je zkoumána odezva anténního pole.



Obr. 5.3: Charakteristiky RCS pole tvořeného flíčkovými anténami s opačnou polarizací pro vysílanou s přijímanou vlnu

Na obr. 5.4 je znázorněna stejná situace jako v předchozím případě, ale jako elementární anténa je použita flíčková anténa a pro vysílání a příjem se využívá opačná polarizace.



Obr. 5.4: Charakteristiky RCS pole tvořeného flíčkovými anténami s opačnou polarizací pro vysílanou s přijímanou vlnu

Z bistatických charakteristik je patrné, že vlivem neideálních antén dochází k tzv. beam pullingu (viz. kapitola 2.5) a ke vzniku chyby BPE (viz. kapitola 2.6). Maximální hodnoty bistatické charakteristiky RCS je dosaženo pro $\Phi = 54°$ (místo požadovaných $\Phi = 60°$) a tedy hodnota BPE = 6°. Podobně např. pro $\Phi_{rf} = 30°$ bylo zjištěno $\Phi = 28°$.

V kapitole 2.6 bylo vysvětleno, že vlivem odlišného kmitočtu pro přijímanou a vysílanou vlnu dochází také k chybě BPE. Použitím vhodných kmitočtů je možné beam pulling částečně kompenzovat. Pro určení vhodného kmitočtu f_{out} při $\Theta_{in} = 60°$ je možné použít vzorec 2.12. Úhel Θ_{out} byl zvolen 66° (tedy aby docházelo přibližně k opačné chybě, než je chyba způsobená beam pullingem). Potřebný kmitočet vlny vysílané retrodirektivním anténním polem bude

$$f_{if} = f_{rf} \cdot \frac{\sin\Theta_{in}}{\sin\Theta_{out}} = 6 \cdot \frac{\sin 60°}{\sin 66°} = 5{,}69GHz\,. \tag{5.1}$$

Podobně pro $\Theta_{in} = 30°$ dostáváme hodnotu

$$f_{if} = f_{rf} \cdot \frac{\sin \Theta_{in}}{\sin \Theta_{out}} = 6 \cdot \frac{\sin 30°}{\sin 32°} = 5{,}66 GHz \,. \tag{5.2}$$

Použití nižšího kmitočtu pro vysílání vede ke kompenzování beam pullingu. Podle vzorce 2.12 by měl být kmitočet vlny vysílané retrodirektivním anténním polem přibližně o 300 – 400 MHz nižší, než je kmitočet vlny polem přijímané (při uvažování kmitočtů okolo 6 GHz).

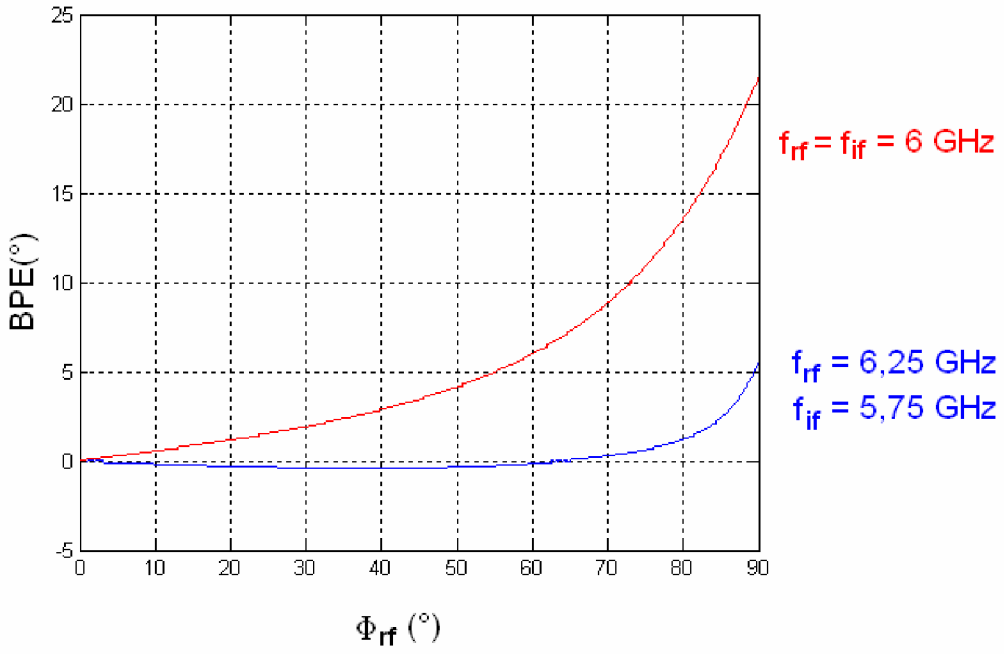
V programu MATLAB byl dále vytvořen skript sloužící k zobrazení závislosti chyby BPE v závislosti na úhlu Φ_{rf}. BPE je brán jako rozdíl mezi hodnotou úhlu Φ_{rf} a maximem bistatické charakteristiky RCS.

Pro přesnější prozkoumání tohoto jevu byl skript byl dále doplněn o modelování retrodirektivního anténního pole s rozdílným kmitočtem mezi přijímanou a vysílanou vlnou. K tomu byl využit vztah (2.9).

Konečné verze obou skriptů (analytický model retrodirektivního anténního pole a skript pro zobrazení BPE) jsou v přílohách A a B.

Za pomoci předchozích úvah a dále experimentálními úpravami použitých kmitočtů byly zvoleny výsledné hodnoty kmitočtů f_{if} (resp. f_{out}) a f_{rf} (resp. f_{in}). Použité kmitočty budou f_{rf} = 6,25 GHz a f_{if} = 5,75 GHz.

Na obr. 5.5 je porovnání závislostí BPE na úhlu dopadající vlny Φ_{rf}, pro totožné kmitočty vlny vysílané i přijímané retrodirektivním anténním polem a pro kmitočty f_{rf} = 6,25 GHz a f_{if} = 5,75 GHz. Použitím těchto kmitočtů dochází k výrazné kompenzaci BPE.



Obr. 5.5: Vliv rozdílných kmitočtů na BPE

K návrhu však byl použit analytický model flíčkové antény, který není příliš přesný. Na hodnotu BPE mají vliv i další jevy, které jsou popsány v [21]. Proto se dá předpokládat, že ve skutečnosti bude mít průběh poněkud odlišné hodnoty. Důležitým závěrem však je, že kmitočtový rozdíl mezi vlnou vysílanou a přijímanou retrodirektivním anténním polem může dosahovat i značně velkých hodnot, aniž by to mělo nepříznivý vliv na výsledné charakteristiky. Při použití kmitočtů f_{rf} = 6,25 GHz a f_{if} = 5,75 GHz dochází ke zlepšení charakteristik (kompenzaci beam pullingu způsobeného použitím flíčkových antén) a tento relativně velký rozdíl kmitočtů by bylo možné využít i ke kmitočtovému oddělení přijímané a vysílané vlny pomocí kmitočtových filtrů, což by současně s použitím opačné polarizace pro vysílanou a přijímanou vlnu mělo zajistit dostatečné oddělení přijímané a vysílané vlny.

Většina dříve publikovaných retrodirektivních polí využívá pouze minimální kmitočtový offset mezi vysílanou a přijímanou vlnou. Při kmitočtu vstupního signálu $f_{in} \approx 6GHz$ bývá rozdíl kmitočtů f_{if} a f_{rf} pouze cca 10 MHz. Viz. Na příklad [16], [17]. Obvykle se uvádí, že přijímanou a vysílanou vlnu nelze oddělit pomocí kmitočtových filtrů, protože oba kmitočty jsou totožné, nebo pouze mírně odlišné.

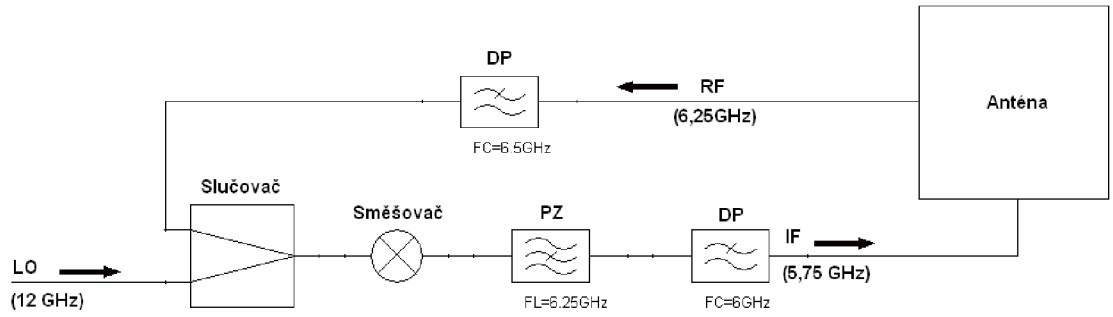
Parametry anténního pole tvořeného flíčkovými anténami zjištěné pomocí programu MATLAB jsou:

délka flíčkové antény: L = 14,2 mm

šířka flíčkové antény: W = 13 mm

vzdálenost mezi středy sousedních antén: d = 24 mm

Pro další návrh a budoucí realizaci byla zvolena struktura retrodirektivního anténního pole skládající se ze čtyř elementů, z nichž jeden je na obr. 5.6.



Obr. 5.6: Bloková struktura jednoho elementu anténního pole

Tato struktura používá pro každou anténu k otáčení fáze pouze jeden směšovač, čímž se liší od většiny dříve publikovaných retrodirektivních polí, které obvykle z důvodu blízkosti kmitočtů f_{RF} a f_{IF} využívají vyvážené struktury se dvěma směšovači.

Signál z jediného lokálního oscilátoru bude rozdělen pomocí Wilkinsonových děličů výkonu a přiveden k jednotlivým elementům. V dalším textu bude popsán návrh jednotlivých částí retrodirektivního pole podle obr. 5.6 a Wilkinsonova děliče výkonu.

5.2 Návrh elementární antény

Jako elementární anténa bude použita lineární flíčková anténa, která je teoreticky popsaná v kapitole 2.7.

Vstupní požadavky:

Použitý substrát je Arlon 25N (ε_r = 3,38; $tg\ \delta$ = 0,0025; h =0,762 mm; t_p = 0,035mm). Pracovní frekvence (určené v předchozí kapitole) jsou f_{rf} = 6250 MHz a f_{if} = 5750 MHz. Anténa bude obdélníková s rozměry určenými frekvencemi f_{rf} a f_{if}. Délka delší strany obdélníku, tvořícího zářič bude označena jako L a délka kratší strany jako W.

5.2.1 Teoretický návrh rozměrů zářiče

Pro první aproximaci rozměrů antény jsou použity hodnoty získané pomocí vztahů [8]

$$L_0 = \frac{\lambda_{if}}{2\sqrt{\varepsilon_r}}, \tag{5.3}$$

$$W_0 = \frac{\lambda_{rf}}{2\sqrt{\varepsilon_r}}, \tag{5.4}$$

kde L_0 je délka větší strany obdélníkové antény, která je daná vlnovou délkou λ_{if} vlny vysílané retrodirektivním anténním polem. W_0 je délka kratší strany a je daná vlnovou délkou λ_{rf} - vlny přijímané retrodirektivním anténním polem. ε_r je relativní permitivita substrátu.

Tyto vztahy byly použity i při simulacích v programu MATLAB. Rozměry antény zjištěné pomocí těchto vztahů tedy jsou L_0 = 14,2 mm, W_0 = 13 mm. Na základě šířky W_0 je možné určit přesnější hodnotu délky L.

Protože je splněna podmínka [7]

$$\frac{W}{h} > 1, \tag{5.5}$$

kde h je tloušťka substrátu, je možné určit relativní efektivní permitivitu ze vztahu [7]

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right]^{-\frac{1}{2}}. \tag{5.6}$$

Zdánlivé prodloužení antény ΔL vlivem rozptylového pole je možné určit pomocí vztahu [7]

$$\frac{\Delta L}{h} = 0{,}412 \cdot \frac{(\varepsilon_{ref} + 0{,}3)\left(\frac{W}{h} + 0{,}234\right)}{(\varepsilon_{ref} - 0{,}258)\left(\frac{W}{h} + 0{,}8\right)}. \tag{5.7}$$

Fyzickou délku antény je pak možné určit jako [7]

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_{if} \sqrt{\varepsilon_{ref}}} - 2 \cdot \Delta L. \tag{5.8}$$

Na základě této hodnoty je možné podobným postupem určit fyzickou šířku antény *W*. V předchozích vzorcích se dosadí za hodnotu *W* právě zjištěná fyzická délka antény *L* a určí se opět zdánlivé prodloužení, o které je nutné šířku antény zkrátit.

5.2.2 Teoretický návrh napájecího mikropásku

Pro návrh rozměrů napájecího vedení o charakteristické impedanci Z_0 je potřeba nejdříve určit pomocné proměnné [23]

$$a = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left[0{,}23 + \frac{0{,}11}{\varepsilon_r}\right], \tag{5.9}$$

$$b = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}. \tag{5.10}$$

Pokud pomocná proměnná $a < 1{,}52$, je možné šířku mikropásku určit ze vztahu [23]

$$\frac{W_0}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ b - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left[\ln(b - 1) + 0{,}39 - \frac{0{,}61}{\varepsilon_r} \right] \right\}. \tag{5.11}$$

V opačném případě se použije vztah [23]

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}. \tag{5.12}$$

Pro návrh vedení s určitou elektrickou délkou (například čtvrtvlnného transformátoru) je možné určit délku vlny na vedení λ_g ze vztahu [23]

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_{ref}}}. \tag{5.13}$$

5.2.3 Vlastní návrh antény a výsledné parametry

Při návrhu antény je třeba prát v potaz, že obvody zajišťující otáčení fáze budou mít planární strukturu s mikropáskovým vedením na vstupu a výstupu. Aby byla výsledná struktura jednoduchá, bylo by možné použít **napájení čtvrtvlnnými transformátory**. Tato metoda byla u retrodirektivního anténního pole využívajícího antény s dvojí polarizací použita např. v [17].

Podle rovnic uvedených v kapitole 5.2.1 byly určeny korigované rozměry zářiče pro výšku substrátu 0,76 mm a podle vztahů z kapitoly 5.2.2 šířka napájecího vedení s charakteristickou impedancí 50 Ω.

Rozměry zářiče jsou

L = 14,07 mm,

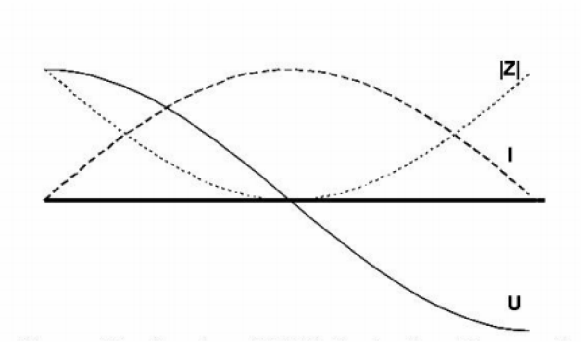
W = 12,86 mm.

Od rozměrů daných rovnicemi 5.3 a 5.4, které neuvažují rozptylové pole se liší o méně než 0,2 mm.

Šířka napájecího vedení W_{50} = 1,77 mm.

Pro návrh čtvrtvlnných transformátorů je potřeba znát impedanci v místě připojení čtvrtvlnného transformátoru, tedy na okraji zářiče. Pokud je anténa na požadovaném kmitočtu v rezonanci, je impedance na okraji antény čistě reálná a relativně vysoká.

Podle [20] je impedance na okrajích lineární flíčkové antény obvykle přibližně 200 Ω a uprostřed se impedance blíží 0 Ω. Typický průběh rozložení napětí, proudu a absolutní hodnoty impedance je na obr. 5.7.



Obr. 5.7: Impedance flíčkové antény [20]

Přesnou hodnotu impedance je možné určit analyticky. Tento postup je popsán v [7]. Jinou možností je ve vhodném programu sestavit numerický model antény s vedením s délkou $\lambda_g/2$ připojeným k okraji zářiče, tento model odsimulovat a určit vstupní impedanci. Na vedení délky $\lambda_g/2$ nedochází k transformaci impedance a zjištěná impedance se tedy rovná impedanci u okraje antény. Touto metodou byly určeny impedance obou portů antény pro kmitočty, na kterých je anténa v půlvlnné rezonanci. Byl použit program Ansoft Designer používající pro numerickou analýzu momentovou metodu.

Zjištěné hodnoty jsou: 378 Ω a 285 Ω. Ze vztahu [3]

$$Z_{0V} = \sqrt{Z_{VST} \cdot Z_Z}\ , \tag{5.14}$$

je možné určit charakteristickou impedanci čtvrtvlnného transformátoru Z_{0V}. Z_Z je impedance zátěže (vstupu antény) a Z_{VST} požadovaná vstupní impedance (50 Ω). Hodnoty impedancí Z_{0V} jsou 138 Ω a 119 Ω. Tyto hodnoty jsou dosti vysoké (také z důvodu malé tloušťky substrátu). Podle vztahů z kapitoly 5.2.2 byly určeny rozměry vedení představujících čtvrtvlnné transformátory:

W_1 = 0,18 mm a L_1 = 8,42 mm

W_2 = 0,28 mm a L_2 = 7,69 mm

Šířky těchto vedení jsou velmi malé a bylo by náročné je přesně vyrobit.

Jako další varianta pro možnou realizaci byla vybrána anténa s **elektromagnetickou vazbou.** Hlavní výhodou tohoto způsobu napájení je, že zářiče jsou na jiném substrátu a v případě nutnosti určitého doladění je možné upravit rozměry a polohu zářičů a vyrobit nový substrát se zářiči, bez zásahů do substrátu s napájecími vedeními.

Pro tento typ antény byly určeny nové rozměry zářiče (stejným postupem jako v předchozím případě), protože výška substrátu (vzdálenost zářiče od zemní roviny) je oproti předchozímu případu dvojnásobná, tedy 1,524 mm. Tyto rozměry jsou:

L = 13,72 mm,

W = 12,49 mm.

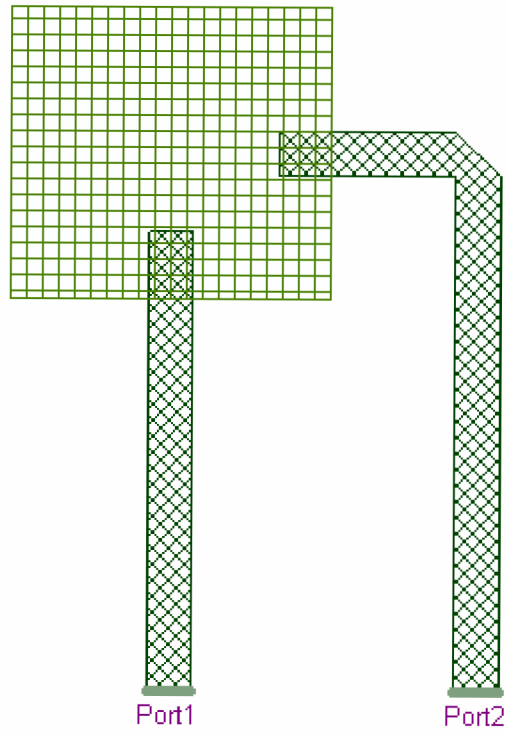
V programu Ansoft Designer byl sestaven numerický model antény, který byl dále analyzován. Rozměry byly doladěny tak, aby anténa vykazovala správnou funkci. Upravené rozměry zářiče jsou:

L = 13,0 mm,

W = 11,8 mm.

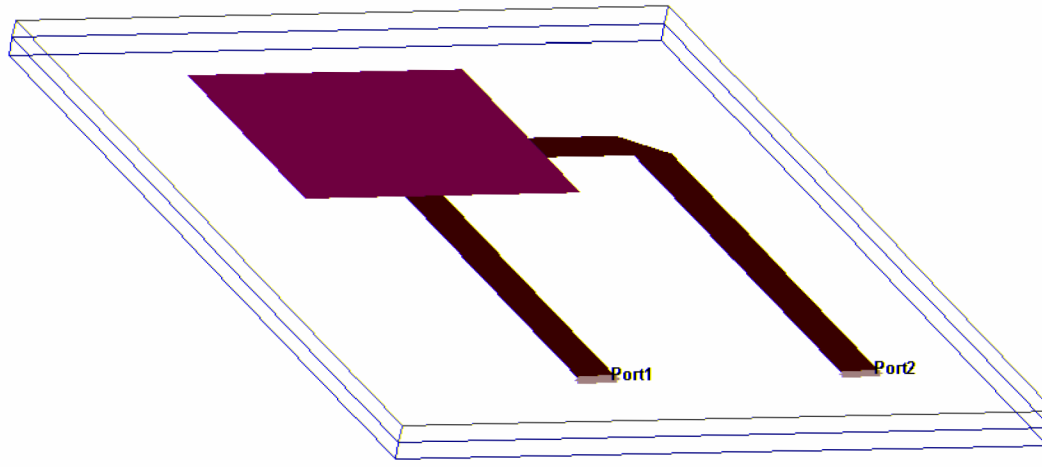
Délky přizpůsobovacích pahýlů byly určeny experimentálně. Po určení optimální délky byla celková délka obou napájecích vedení prodloužena o $\lambda_g/4$ a bylo ověřeno, že přizpůsobení se téměř nezměnilo.

Vzhled navržené antény je patrný z obrázků 5.8 a 5.9. Vedení, které náleží portu 2 je navrženo tak, že při umístění antén do anténního pole se vzdáleností 25 mm mezi středy sousedních antén bude jeho poloha uprostřed volného prostoru mezi sousedními zářiči.



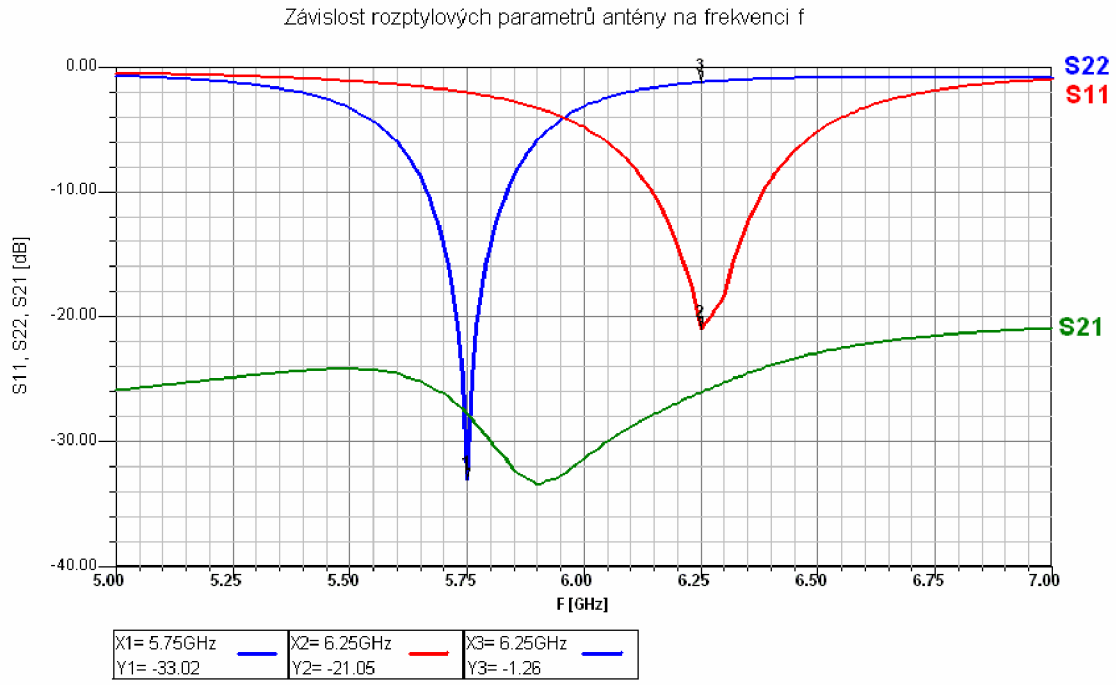
Obr. 5.8: Vzhled navržené flíčkové antény

Trojrozměrné zobrazení navržené antény je na obr. 5.9.



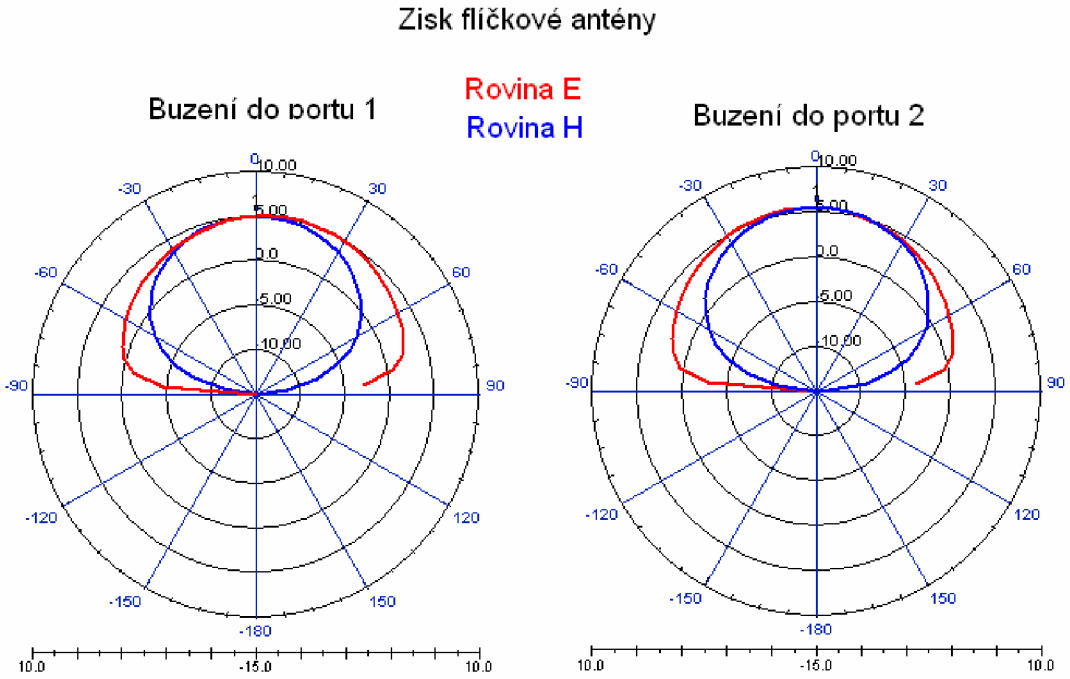
Obr. 5.9: Vzhled navržené flíčkové antény – 3D zobrazení

Rozptylové parametry navržené antény jsou na obr. 5.10. Obě hodnoty s_{11} a s_{22} jsou pro požadované kmitočty nižší než -20 dB. Hodnota parametru s_{22} je na kmitočtu 6,25 GHz pouze -1,3 dB. To je výhodné, protože tím dojde k potlačení vyzařování nežádoucí složky s kmitočtem f_{rf}.



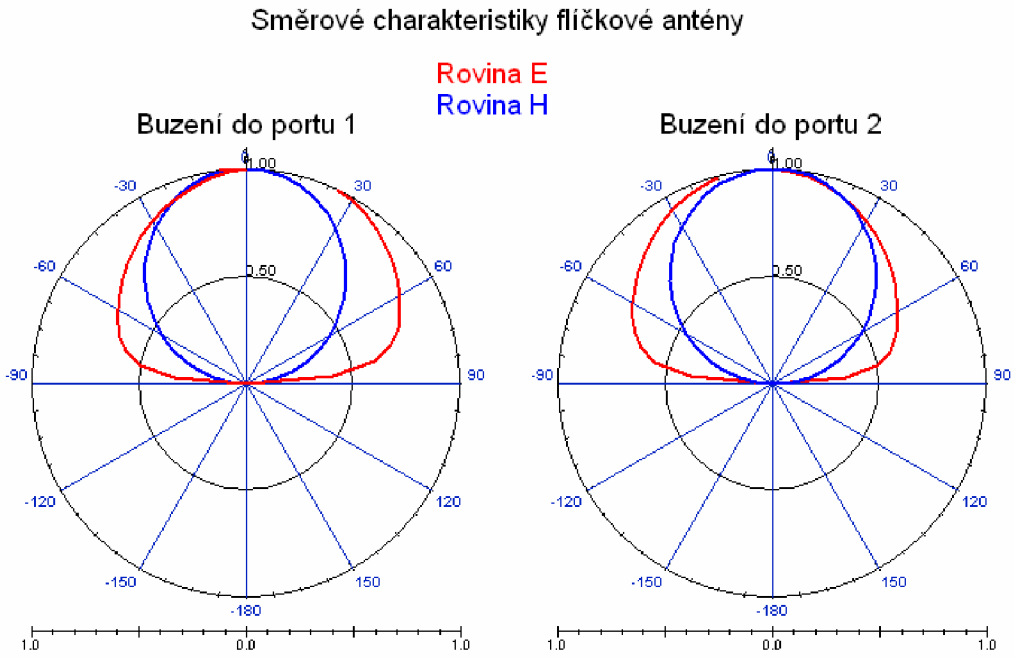
Obr. 5.10: Rozptylové parametry navržené antény

Dále byl zobrazen zisk navržené antény při buzení zvlášť do portu 1 a portu 2 (obr. 5.11). Zisk antény je 4,9 dB pro port 1 a 5,5 dB pro port 2.



Obr. 5.11: Zisk navržené flíčkové antény

Byly zobrazeny také relativní směrové charakteristiky vztažené k intenzitě elektrického pole pro port 1 a port 2 (obr. 5.12). Tyto charakteristiky je možné porovnat s obr. 5.2., který zobrazuje stejné charakteristiky zjištěné pro analytický model ideální flíčkové antény. Průběhy na obou obrázcích jsou si velmi podobné. To je důležité, protože pracovní kmitočty (jejich rozdíl) byly zvoleny na základě analytického modelu. U průběhů na obr. 5.11 je patrná pouze určitá nesymetrie v rovině E, která je způsobena parazitním vyzařováním napájecího vedení. Tato deformace je však menší než v případě napájení antény čtvrtvlnnými transformátory.



Obr. 5.12: Směrové charakteristiky navržené flíčkové antény

5.2.4 Model flíčkové antény v programu CST Microwave Studio

Model flíčkové antény pro program Ansoft Designer přepokládá nekonečnou zemní rovinu a nekonečné rozměry substrátu. To může v případě reálných rozměrů substrátu způsobovat odchylku mezi modelem a naměřenými hodnotami. Navíc zde nelze přímo modelovat přechod mezi jednovrstvým substrátem a dvouvrstvým substrátem (resp. dvěmi jednovrstevnými substráty umístěnými nad sebou).

Pomocí programu Ansoft Designer byl ověřen vliv další vrstvy substrátu na charakteristickou impedanci vedení. Pro obě vrstvy byl předpokládán substrát Arlon 25N s parametry: $\varepsilon_r = 3{,}38$; $tg\ \delta = 0{,}0025$; $h = 0{,}762$ mm; $t_p = 0{,}035$mm, který je použit i pro realizaci antény.

Šířka vedení s charakteristickou impedancí Z_0 = 50,0 Ω na tomto substrátu je $W = 1{,}78$ mm pro kmitočet 5,75 GHz i 6,25 GHz (charakteristická impedance se pro tyto dva rozdílné kmitočty se liší až v setinách Ω). Pokud se na toto vedení umístí druhá vrstva stejného substrátu, klesne charakteristická impedance tohoto vedení na hodnotu $Z_0 = 46{,}0$ Ω.

Pokud uvažujeme, že toto vedení s charakteristickou impedancí Z_0 = 46,0 Ω by

bylo dokonale přizpůsobené k anténě navržené v kapitole 5.2.3 bude i vstupní impedance antény s tímto napájecím vedením 46 Ω (vztaženo k bodu přechodu z jednovrstvého substrátu na dvouvrstvý). Pokud tuto soustavu připojíme k vedení s charakteristickou impedancí Z_{0V} = 50 Ω, které je buzeno ze zdroje taktéž s impedancí Z_S = 50 Ω, bude dosaženo přizpůsobení

$$s_{11}(dB) = 20 \cdot \log\left(\left|\frac{Z_Z - Z_{OV}}{Z_Z + Z_{OV}}\right|\right) = 20 \cdot \log\left(\left|\frac{46-50}{46+50}\right|\right) = -27{,}6dB\,. \qquad (5.15)$$

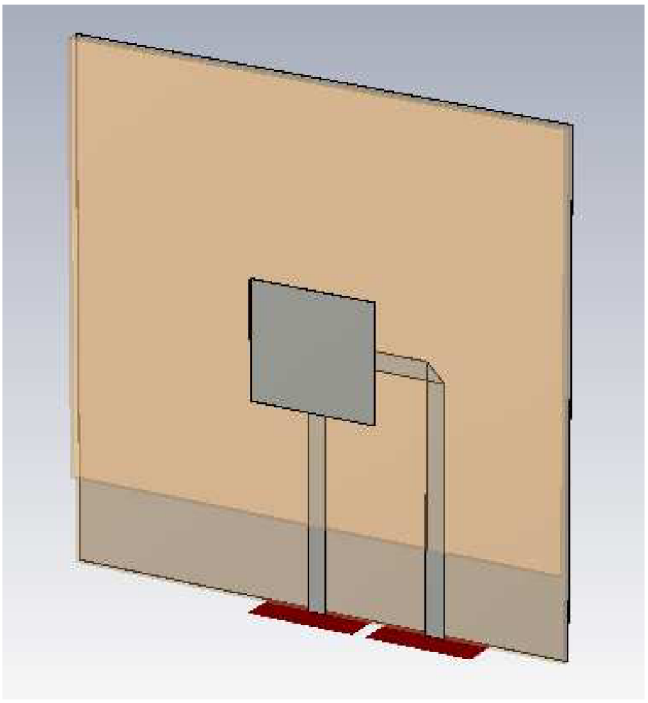
Tato hodnota je velmi dobrá. U antény s elektromagnetickou vazbou z kapitoly 5.2.3 je tedy možné ponechat konstantní šířku vedení 1,78mm (odpovídající šířce vedení s charakteristickou impedancí Z_0 = 50,0 Ω na jednovrstvém substrátu).

Pokud požadujeme, aby charakteristická impedance vedení nacházejícího se mezi dvěma vrstvami substrátu byla opět přibližně Z_0 = 50 Ω je potřeba snížit šířku toho vedení na hodnotu W = 1,53 mm. Ke zúžení vedení by mělo docházet na hraně přechodu z jednovrstvého substrátu na dvouvrstvý. Horní substrát by v tomto případě měl být přesně a pevně umístěn. To není příliš výhodné, pokud se předpokládá například nalezení optimálního přizpůsobení antény posunem horního substrátu s vlastním zářičem vzhledem ke spodnímu substrátu s napájecím vedeními. Obvykle se používá konstantní šířka napájecího vedení. Jako příklad je možné úvést např. [24].

U antén s elektromagnetickou vazbou se často umisťují napájecí vedení na spodní substrát s vyšší permitivitou a vlastní zářič pak na horní substrát s nižší permitivitou. V tomto případě by rozdíl mezi impedancemi vedení zakrytého horním substrátem a nezakrytého byl ještě menší než v předchozím případě.

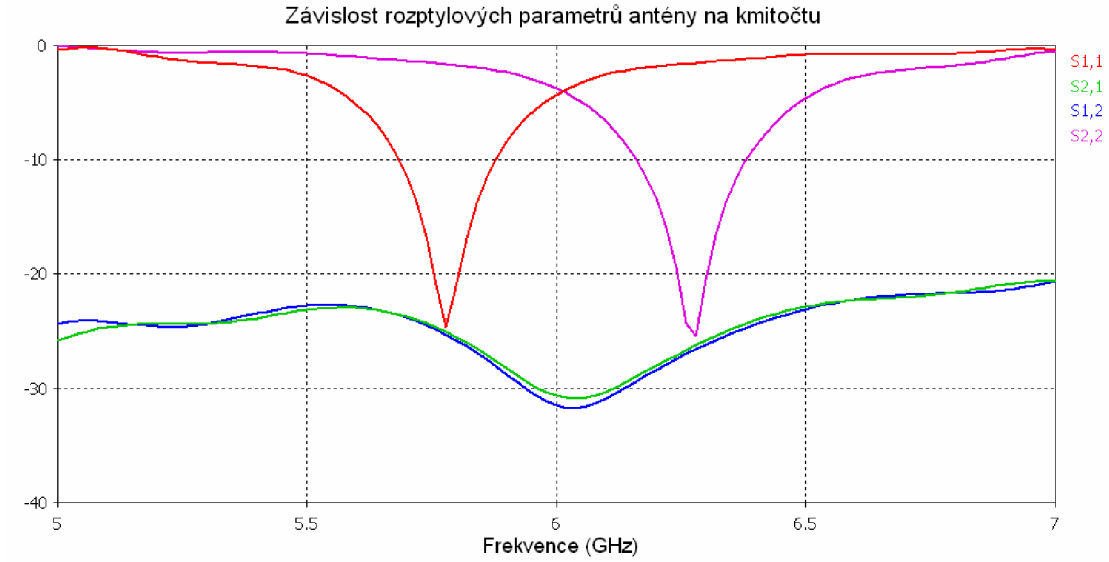
V programu Ansoft designer bylo simulováno přizpůsobení celé antény včetně přechodu z jednovrstvého na dvouvrstvý substrát. Protože však program Ansoft Designer pracuje pouze s nekonečně velkými zemními plochami a substráty byla anténa zvlášť simulována pro dvouvrstvý substrát s vhodně zvolenou délkou napájecích vedení a rozptylové parametry vztažené ke vstupním portům byly exportovány. Dále analýza pokračovala vytvořením modelu na jednovrstvém substrátu, který se sestával z napájecích vedení a dvojbranu do kterého byly importovány rozptylové parametry získané předchozí simulací. Výsledky této simulace byly uvedeny na obr. 5.10. Tento model však nemůže přesně postihnout přechod z jednovrstvého na dvojvrstvý substrát a navíc stále pracuje s nekonečně velkou zemní rovinou. Proto byl vytvořen numerický model v programu CST Microwave Studio.

Vzhled tohoto modelu je na obr. 5.13.



Obr. 5.13: Vzhled modelu flíčkové antény

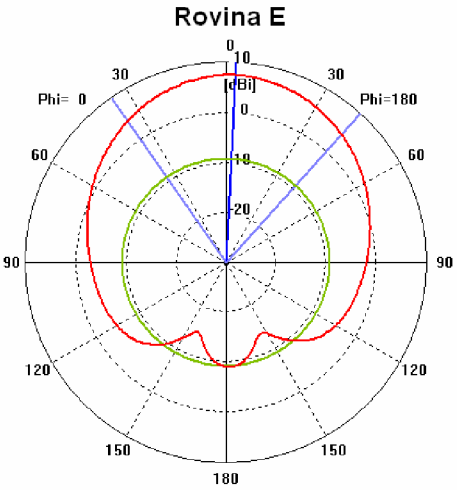
Přesné rozměry flíčku byly určeny jako L = 12,65 mm a W = 11,55 mm (tyto hodnoty byly použity i pro pozdější výrobu. Přesah pahýlu napájecího vedení do kolmého průmětu flíčku do roviny napájecích vedení je 2,05 mm pro IF port a 1,9 mm pro RF port. Obě hodnoty jsou již po doladění a byly použity i pro pozdější výrobu. Rozptylové parametry odpovídající těmto hodnotám jsou na obr. 5.14.



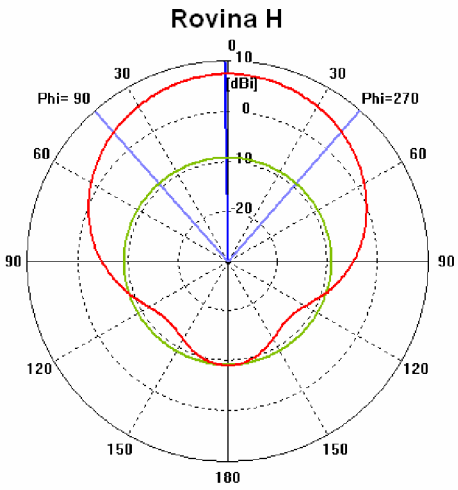
Obr. 5.14: Rozptylové parametry antény – CST Studio

Dále byly v programu CST Microwave Studio zobrazeny také směrové

charakteristiky antény. Tyto charakteristiky jsou na obr. 5.15 a 5.16. Zisk antény určený pomocí programu CST Microwave studio je 6,8 dB.

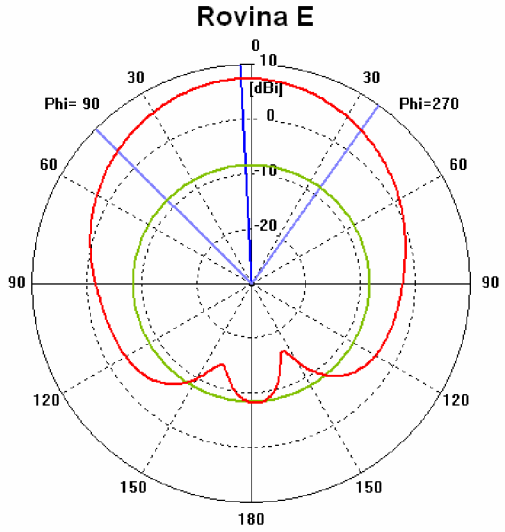


Frekvence: 5,75 GHz
Úroveň hlavního laloku: 7,5 dBi
Směr hlavního laloku: 3°
Úhlová šířka (3 dB): 76,8°
Vyzařování ve zpětném směru: -16,6 dB

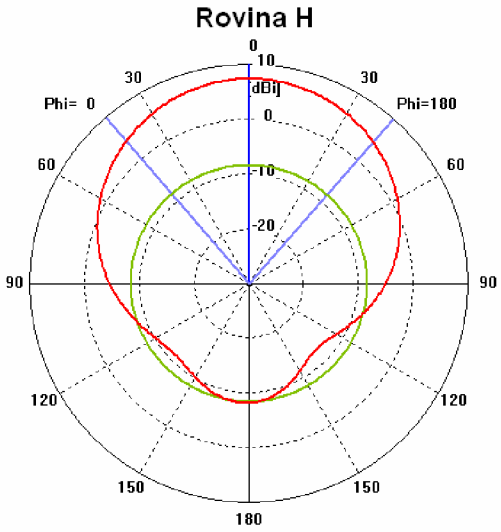


Frekvence: 5,75 GHz
Úroveň halvního laloku: 7,5 dBi
Směr hlavního laloku: 1°
Úhlová šířka (3 dB): 82,6°
Vyzařování ve zpětném směru: -16,6 dB

Obr. 5.15: Směrovost antény – IF port



Frekvence: 6,25 GHz
Úroveň hlavního laloku: 7,5 dBi
Směr hlavního laloku: 3°
Úhlová šířka (3 dB) = 80,5°
Vyzařování ve zpětném směru: -15,6 dB



Frekvence: 6,25 GHz
Úroveň hlavního laloku: 7,5 dBi
Směr hlavního laloku: 0°
Úhlová šířka (3 dB) = 81,8°
Vyzařování ve zpětném směru: -15,6 dB

Obr. 5.16: Směrovost antény – RF port

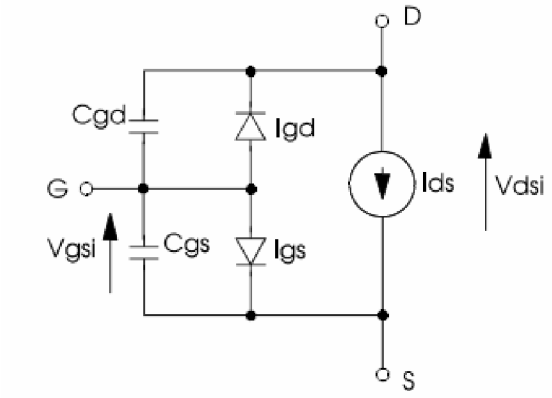
5.3 Návrh směšovače

5.3.1 Nelineární model tranzistoru ATF – 36163

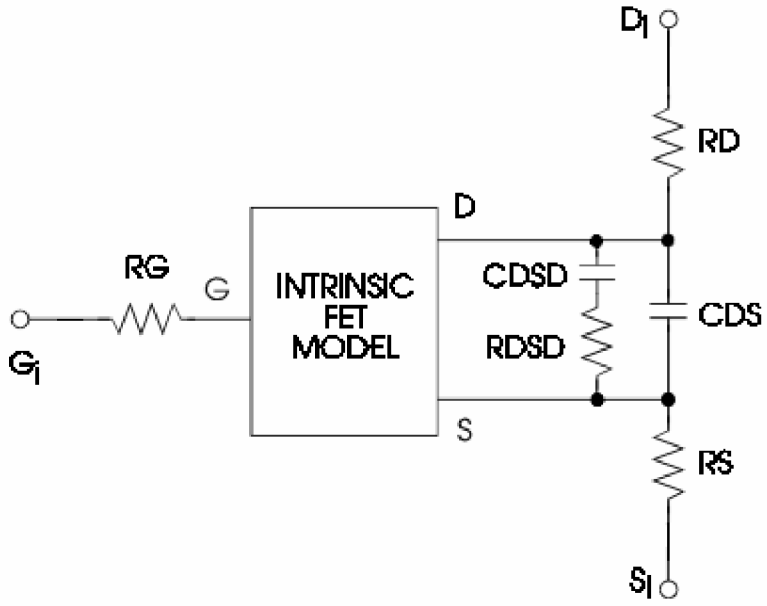
Používají se dva hlavní typy směšovačů s polem řízenými tranzistory – rezistivní a aktivní. Rezistivní směšovače neumožňují zesilování signálu (jejich konverzní zisk vyjádřený v dB je záporný). Jejich výhoda oproti pasivním diodovým směšovačům je zejména ve větším dynamickém rozsahu a lepších šumových vlastnostech. Zde navrhovaný směšovač je aktivní – tedy s kladným konverzním ziskem v dB.

Pro realizaci směšovače byl vybrán tranzistor ATF – 36163. Jedná se o tranzistor typu PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) vhodný pro použití v kmitočtovém rozsahu 1,5 – 18 GHz. Podrobně jsou jeho parametry popsány v datasheetu [25].

Jako nelineární model byl použit model typu Raytheon – Statz který je implementován v programu Ansoft Designer. Struktura tohoto modelu je zřejmá z obrázků 5.17 a 5.18. Popis obrázků odpovídá označení v programu Ansoft Designer.



Obr. 5.17: Raytheon – Statz model vnitřního tranzistoru [25]



Obr. 5.18: Raytheon – Statz model [26]

Tento model byl dále doplněn o parazitní vlastnosti pouzdra SOT – 363. Jeho konečná verze (po několika úpravách, které jsou uvedeny 5.3.3) je v příloze D.

Model pouzdra a parametry Raytheon – Statz modelu vychází z modelu zveřejněného výrobcem tranzistoru a určeného pro program Advanced Design System. Raytheon-Statz model se však v obou programech nepatrně liší, proto bylo potřeba udělat některé úpravy. Původní model obsahuje indukčnosti vývodů gate, source a drain. Nelineární model Ansoft Designeru však neumožňuje tyto indukčnosti modelovat. Proto byly indukčnosti připočítány k parazitním indukčnostem pouzdra.

Parametry použitého Raytheon – Statz modelu jsou uvedeny v příloze C. Parametry, které v tabulce chybí, byly ponechány na výchozí hodnotě. Význam jednotlivých parametrů je podrobněji popsán v nápovědě programu Ansoft Designer.

5.3.2 Návrh pracovního bodu

Aktivního směšovače obvykle pracují podobně jako zesilovače ve třídě B buzené signálem z lokálního oscilátoru.

Hodnoty klidového napájecího napětí na vstupu gate tranzistoru je přibližně daná hodnotou napětí *V*p.

V_P představuje tzv. pinch off voltage, tedy minimální napětí V_{GS}, při kterém se proud I_D dostává do saturace a blíží se nule. Podle katalogového listu [24] je typická hodnota V_p = -0,35 V.

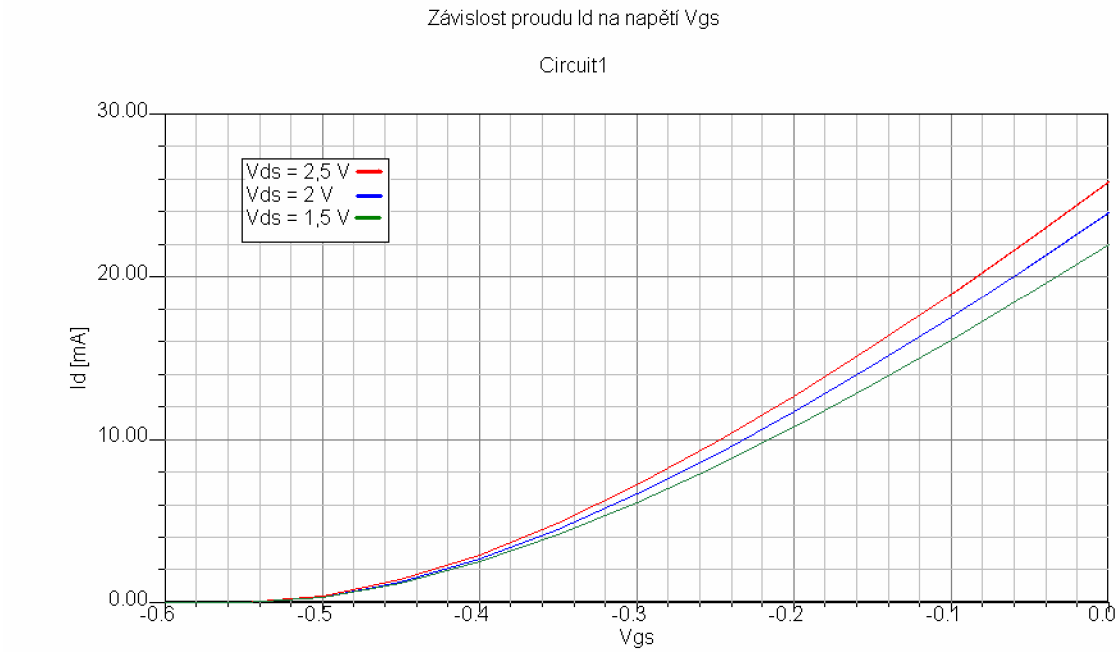
Další významná hodnota je maximální možné napětí na vstupu gate V_{MAX}.

Napětí V_{MAX} je dáno hodnotou, při které začíná docházet k velkému nárustu šumu a může docházet k poškození, či zničení tranzistoru. Hodnota V_{MAX} není v katalogovém

listu uvedena, ale dá se odvodit podle maximálního povoleného proudu I_{MAX}. Typický maximální proud je typicky 0,25 mA, minimálně 0,15mA [24]. K tomu je potřeba znát závislost proudu tekoucího do vývodu drain na napětí na vstupu gate $I_D = f(V_{GS})$.

Tuto závislost je možné zobrazit pomocí analýzy nelineárního modelu tranzistoru, který byl stručně představen v kapitole 5.3.1. Je důležité provést porovnání těchto průběhů s význačnými hodnotami napětí a proudů udávaných výrobcem, aby byla potvrzena dostatečná přesnost modelu.

Závislost proudu I_D na napětí V_{GS} zjištěná pomocí nelineárního modelu popsaného je na obr. 5.19.



Obr. 5.19: Závislost $I_D = f(V_{GS})$ zjištěná analýzou nelineárního modelu tranzistoru

Tento průběh jet možné porovnat s některými význačnými hodnotami uvedenými v dokumentu [27]. Pro V_{GS} = -0,2 V by měla být odpovídající hodnota I_D = 10 mA. Odpovídající hodnota určená z průběhu na obr. 5.14 je 12 mA při napětí V_{DS} = 2V. Obě hodnoty jsou si velmi blízké. Z obrázku 5.14 je také zřejmé, že průběhy nejsou příliš výrazně ovlivněny velikostí napětí V_{DS}.

Na základě průběhů z obr. 5.15 a datasheetu [25] byl zvolen klidový pracovní bod s těmito hodnotami napětí:

V_{DSQ} = 2 V,

V_{GSQ} = -0,45 V.

Této hodnotě odpovídá klidový proud I_{DQ} = 1 mA.

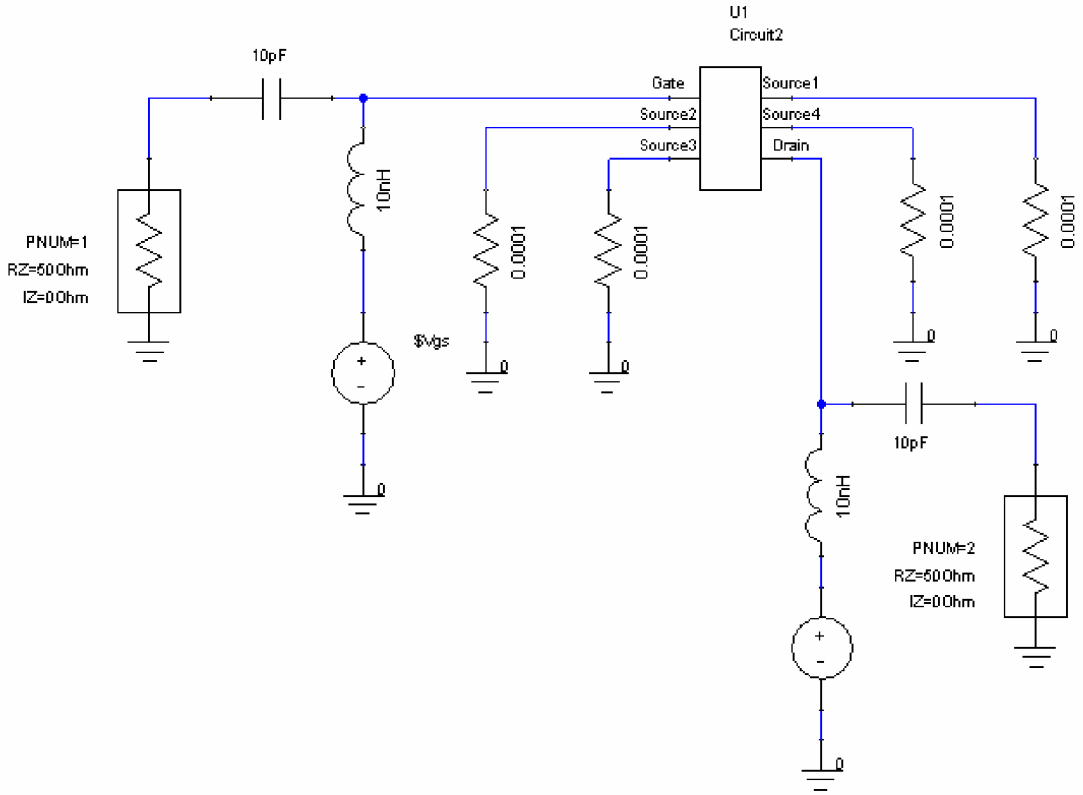
Hodnotě maximálního proudu I_{MAX} = 15 mA odpovídá hodnota napětí na elektrodě gate V_{GSMAX} = -0,14 V.

5.3.3 Ověření vysokofrekvenčních vlastností nelineárního modelu

Aby bylo možné nelineární model tranzistoru použít pro návrh a analýzu navrhovaného směšovače jet potřeba také ověřit jestli je dostatečně přesný z hlediska vysokofrekvenčních vlastností. K tomu slouží porovnání kmitočtových průběhů rozptylových parametrů nelineárního modelu s parametry konkrétního tranzistoru zjištěnými měřením, nebo s parametry linearizovaného modelu zveřejněného výrobcem tohoto tranzistoru (ty jsou také získány měřením).

Pro ověření vysokofrekvenčních vlastností byl vybrán linearizovaný model zveřejněný výrobcem pro pracovní bod V_{DS} = 2 V a I_D = 10 mA. Ten je nejblíže uvažovanému pracovnímu bodu ve funkci směšovače.

U nelineárního modelu byly připojeny zdroje stejnosměrného napětí, tak aby byl nastaven stejný pracovní bod jako u linearizovaného tranzistoru. Pro oddělení stejnosměrného napájecího zdroje od vysokofrekvenčního signálu byla použita jednoduchá struktura z ideálního kapacitoru a induktoru (obr. 5.20). Simulacemi bylo ověřeno, že tato struktura nemá pro kmitočty nad 1 GHz výrazný vliv na kmitočtové charakteristiky. Obvod na obr. 5.20 má mezi vývody source a zemí připojeny rezistory s velmi malým odporem. Ty jsou zde pouze kvůli tomu, aby zde nevznikala smyčka s nulovým odporem, která by znemožňovala DC analýzu. Tyto odpory byly později přidány k modelu pouzdra tranzistoru.



Obr. 5.20: Zapojení pro testování vysokofrekvenčních vlastností nelineárního modelu

Stejná struktura z ideálního kapacitou a induktoru byla připojena i na vstup a

výstup linearizovaného modelu, aby bylo možné oba modely přesně porovnávat.

V datasheetu [25] se uvádí, že v rozptylových parametrech linearizovaného modelu nejsou započítány indukčnosti propojek mezi vývody source a zemní plochou.

Kmitočtové závislosti rozptylových parametrů nelineárního a linearizovaného modelu byly dosti podobné, pokud byly vývody source přímo spojeny se zemí.

Pokud však byly u obou modelů mezi vývody source a zem připojeny indučnosti (představující indukčnost krátkých úseků vedení a propojek mezi horní a spodní stranou substrátu), přestaly se oba modely shodovat. V původním modelu pouzdra tranzistoru určeného pro program Advanced Design System se totiž vyskytovaly parazitní kapacity připojené přímo k zemi a připojení jakýchkoliv obvodů mezi vývody source a zem prakticky neměly vliv na kmitočtové charakteristiky, ani stabilitu obvodu.

Proto bylo nutné model pouzdra tranzistoru upravit tak, aby neobsahoval spojení se zemí. Výsledný model pouzdra tranzistoru je v příloze D. Simulacemi bylo ověřeno, že parametry výsledného nelineárního modelu tranzistoru ATF – 36163 se dostatečně přesně shodují s linearizovaným modelem zveřejněným výrobcem. Shoda mezi nelineáním a linearizovaným modelem je patrná z obrázků 5.21, 5.22 a 5.23.

Také byly testovány vlastnosti jednoduchého modelu pouzdra tranzistoru, které byly použity při návrhu směšovače s tranzistorem ATF – 36163 uvedeným v [28]. Tento model byl však navržen pro určité úzké pásmo kmitočtů a při simulacích se ukázal jako nepřesný.

U tranzistorů pracujících na vysokých kmitočtech se obvykle spojují vývody source se zemí pouze krátkým úsekem vedení a několika propojkami (prokovy). Tyto obvody představují indukčnost. Optimální hodnota této indukčnosti je důležitá pro výslednou stabilitu celého zapojení. Zvyšování indukčnosti způsobuje zlepšování stability pro nižší a střední kmitočty. Příliš velká indukčnost způsobuje snížení stability na vyšších kmitočtech (přibližně 12 GHz), kde může začít docházet k oscilacím. K hodnocení stability se používá činitel stability [29]

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|}, \tag{5.16}$$

kde Δ je determinant matice rozptylových parametrů, tedy

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}. \tag{5.17}$$

A činitel BI který je dán vztahem [29]

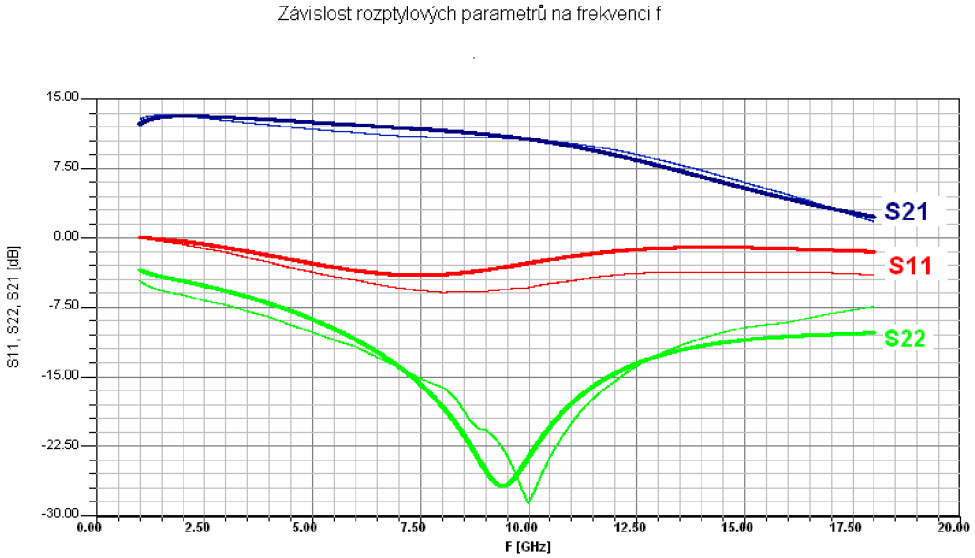
$$BI = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |\Delta|^2. \tag{5.18}$$

Aby byl obvod na daném kmitočtu stabilní, musí platit [29]

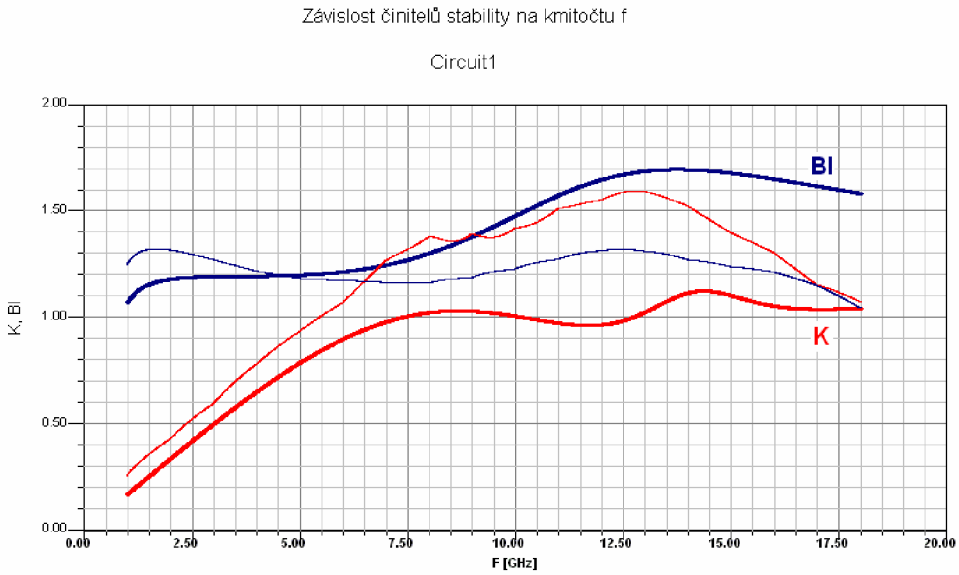
$$K > 1 \text{ a } BI > 0. \tag{5.19}$$

Optimální hodnota této indukčnosti byla experimentálně určena pomocí simulací v progamu Ansoft Designer jako 150 pH pro každou dvojici vývodů source. V dalším kroku byla tato ideální indukčnost nahrazena krátkými úseky vedení a prokovy.

Bylo zjištěno, že optimální délka vedení je $l = 0{,}7$ mm. Průměr prokovených otvorů nemá znatelný vliv na parametry. Pro další simulace byla použita hodnota $D = 0{,}8$ mm. Na obrázcích 5.21, 5.22 a 5.23 je porovnání modelu nelineárního a linearizovaného s krátkými úseky vedení a prokovy mezi vývody source a zemí. Parametry nelineárního modelu jsou vyznačeny silnější čarou. Protože nelineární model se ukázal dostatečně přesný, je tento model použit bez dalších úprav k návrhu směšovače a jeho simulacím.

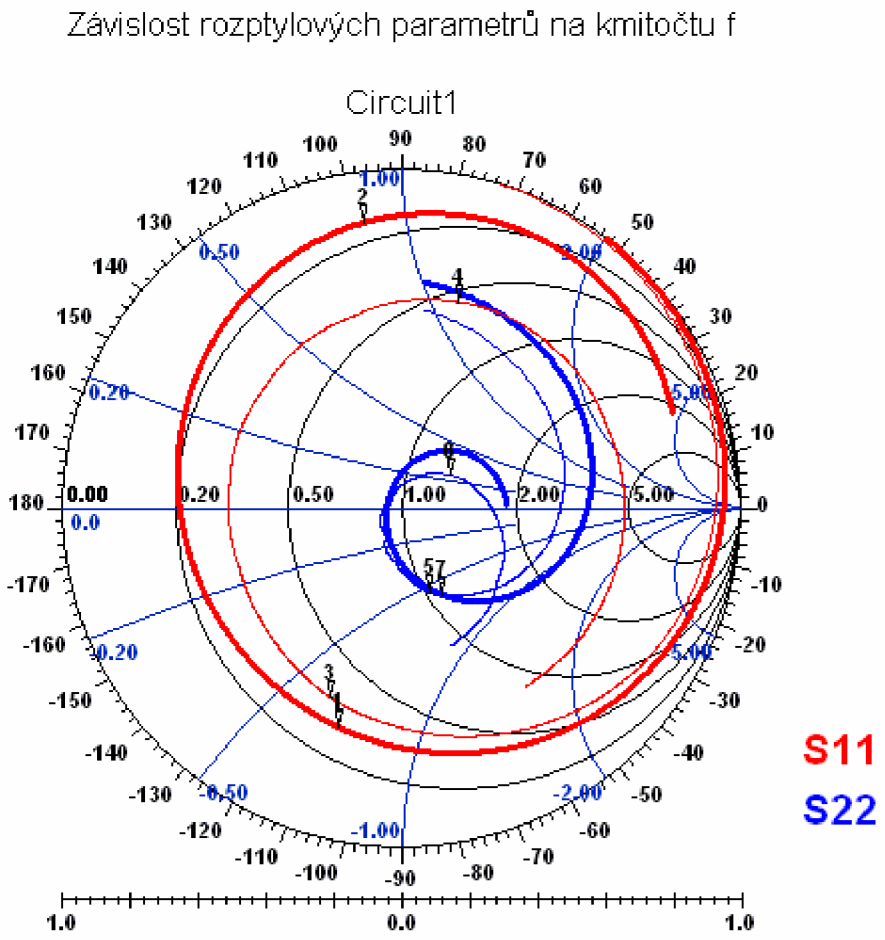


Obr. 5.21: Porovnání kmitočtových závislostí rozptylových parametrů obou modelů



Obr. 5.22: Porovnání kmitočtových závislostí činitelů stability obou modelů

Z obrázku je patrné, že nelineární model vykazuje nižší stabilitu, než model lineární (který vychází ze změřených průběhů a měl by proto být přesnější).



Obr. 5.23: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů obou modelů – Smithův diagram.

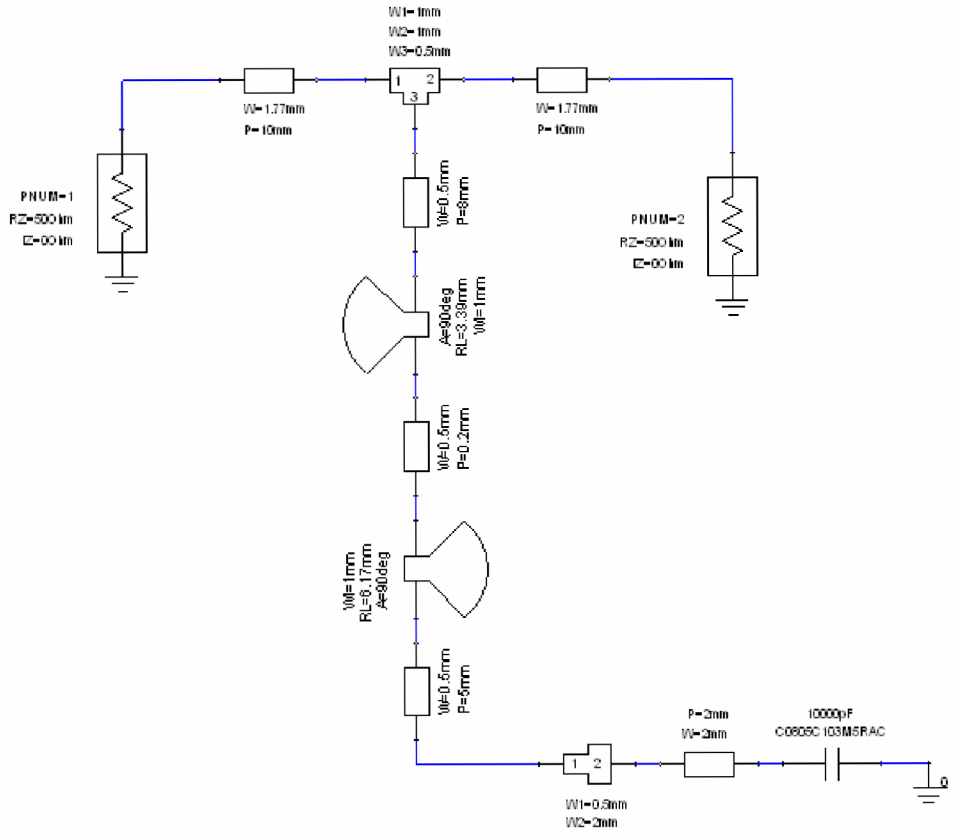
5.3.4 Napájecí a přizpůsobovací obvody

Napájecí obvody musí především zajišťovat přivedení stejnosměrného napájení k tranzistoru a současně dostatečné oddělení stejnosměrného napájení a vysokofrekvenční části směšovače. Další funkcí může být zvýšení stability na nízkých kmitočtech. Zde navrhované napájecí obvody se připojují k vedení s charakteristickou impedancí 50 Ω které je připojené ke vstupu a výstupu směšovače.

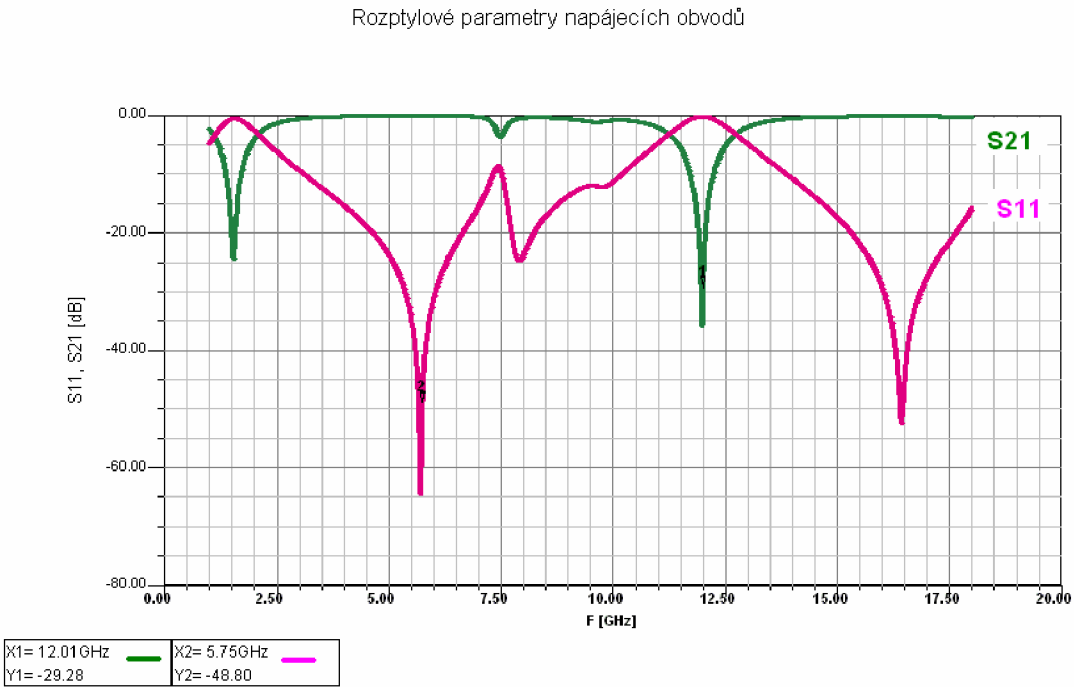
Výstupní napájecí obvod (obr. 5.24) byl navržen tak, aby bez útlumu propouštěl složku $f_{IF} = 5{,}75$ GHz a potlačoval složku $f_{LO} = 12$ GHz. Ideální by bylo i potlačení složky $f_{RF} = 6{,}25$ GHz, ale tento kmitočet je relativně blízký kmitočtu f_{IF} a jeho potlačení jednoduchým obvodem by bylo obtížné. Potlačení složky s kmitočtem f_{RF} je zajištěno pahýlem pracujícím na tomto kmitočtu s čtvrtvlnnou rezonancí zakončeným naprázdno, který je připojený přes úzké induktivní vedení s délkou $\lambda_{RF}/2$. Pahýl zakončený naprázdno pracující s čtvrtvlnnou rezonancí na kmitočtu f_{IF} je připojen přes vedení s délkou $\lambda_{IF}/4$ a proto je na kmitočtu f_{IF} impedance tohoto napájecího obvodu pro

procházející signál velmi vysoká a signál při průchodu ze vstupního na výstupní port téměř není tlumen. Krátký úsek vedení poblíž kondenzátoru slouží jako kontaktní ploška pro přivedení stejnosměrného napájení. Rozptylové parametry napájecího obvodu jsou uvedeny na obr. 5.25.

Jako čtvrtvlnné pahýly zakončené naprázdno byly použity pahýly radiální. Jejich výhodou je větší šířka pásma a menší fyzická délka.



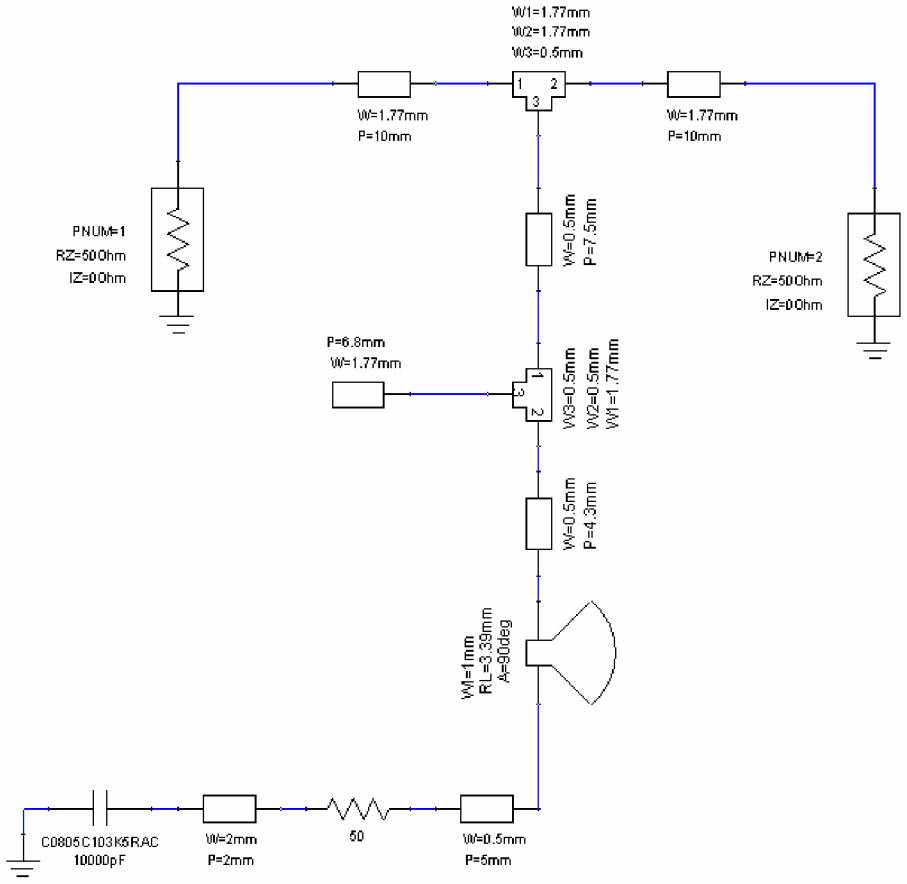
Obr. 5.24: Schéma výstupního napájecího obvodu.



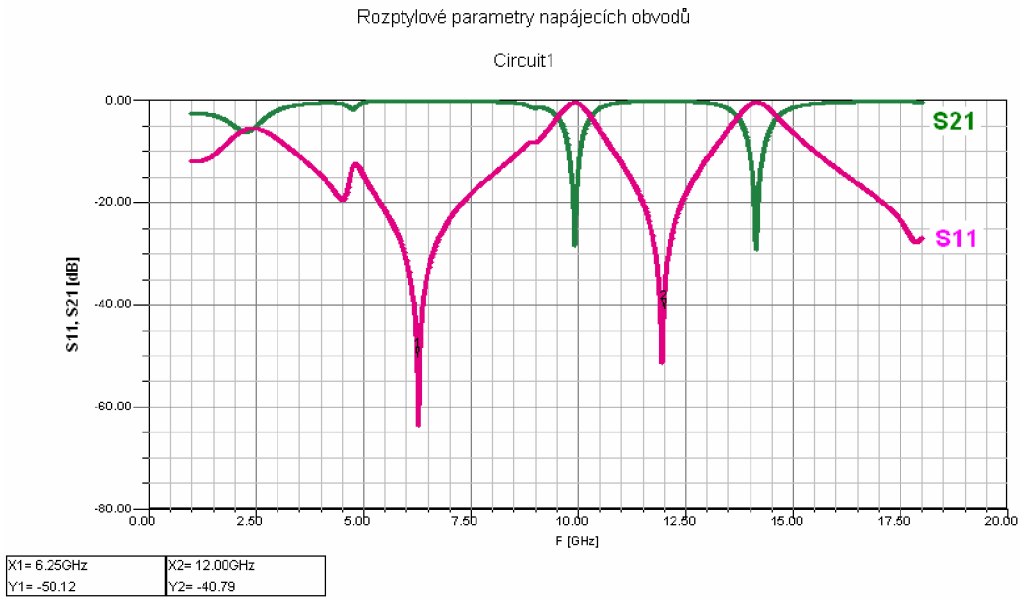
Obr. 5.25: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů výstupního napájecího obvodu

Vstupní napájecí obvod je na obr. 5.26. Byl navržen podobným způsobem. Čtvrtvlnný pahýl zakončený naprázdno, který je blíž mikrovlnným portům pracuje na kmitočtu f_{RF} = 6,25 GHz a k 50 Ω vedení je připojen přes induktivní vedení s délkou $\lambda_{RF}/4$. Vedení i pahýl s délkou $\lambda_{RF}/4$ má na kmitočtu f_{LO} = 12 GHz délku přibližně $\lambda_{LO}/2$.

Radiální čtvrtvlnný pahýl pracující na kmitočtu f_{LO} je k 50 Ω vedení připojen přes vedení s délkou $3\lambda_{LO}/4$. Signál s kmitočty f_{RF} i f_{LO} tedy při průchodu 50 Ω vedením z portu 1 na port 2 není téměř tlumen. Vstupní napájecí obvod obsahuje i 50 Ω rezistor který má pozitivní vliv na stabilitu obvodu na nízkých kmitočtech. Rozptylové parametry obvodu jsou uvedeny na obr. 5.27.



Obr. 5.26: Schéma vstupního napájecího obvodu.



Obr. 5.27: Kmitočtové závislostí rozptylových parametrů vstupního napájecího obvodu.

Dále byl navržen vstupní a výstupní přizpůsobovací obvod pro přizpůsobení tranzistoru použitého jako směšovače k vstupnímu a výstupnímu vedení s charakteristickou impedancí 50 Ω.

Rozptylové parametry tranzistoru se mění podle okamžité hodnoty napětí na vývodech gate a drain. Při návrhu přizpůsobovacích obvodů bylo napětí V_{GS} nastaveno na hodnotu -0,34 V. Této hodnotě odpovídá stejnosměrný proud I_D = 4,77 mA, který byl určen jako střední hodnota proudu při správné činnosti směšovače, při které se proud I_D mění mezi hodnotou $I_D = 0$ a $I_D = I_{MAX}$ = 15 mA (časový průběh proudu I_D má v první půlperiodě tvar funkce sinus a v druhé půlperiodě je tento proud nulový).

Návrh se poněkud liší od návrhu obvykle používaných směšovačů. To je dáno relativně velkou blízkostí kmitočtů f_{RF} a f_{IF}. Protože jsou oba kmitočty blízké, není kmitočet f_{RF} na výstupu a f_{IF} na vstupu směšovače zkratován. Tím, že vstupní a výstupní přizpůsobovací obvody pracují na blízkých kmitočtech se také snižuje stabilita obvodu. Součástí výstupního přizpůsobovacího obvodu je proto i rezistor s odporem 18 Ω velikosti 0603 připojený do série s vývodem drain tranzistoru. Toto zapojení se často používá při návrhu vysokofrekvenčních zesilovačů. Dále je výstupní přizpůsobovací obvod je tvořen vedením připojeným do série s výše popsaným rezistorem a paralelně připojeným pahýlem, který je na konci naprázdno.

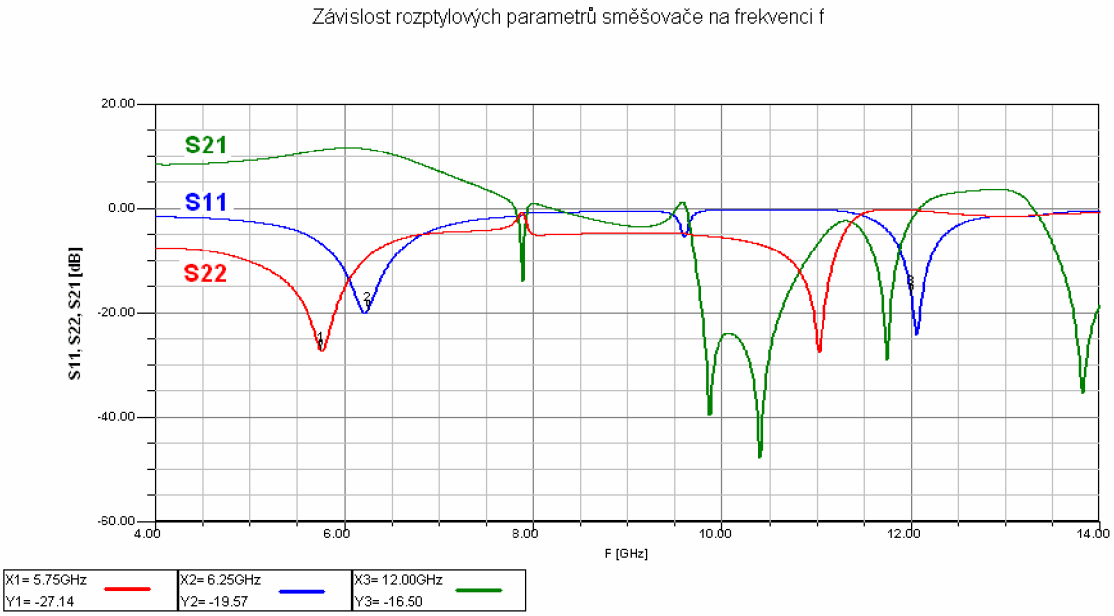
Vstupní přizpůsobovací by měl zajišťovat v ideálním případě impedanční přizpůsobení pro kmitočet f_{RF} i f_{LO}. Důležitější je však přizpůsobení na kmitočtu f_{RF}. Špatné přizpůsobení na kmitočtu f_{LO} je možné kompenzovat zvýšením výkonu generátoru.

Vstupní přizpůsobovací obvod je tvořen vedením připojeným do série s vývodem gate, které transformuje vstupní impedanci tranzistoru tak, aby její reálná hodnota na kmitočtu f_{RF} byla 50 Ω. Zbylá reaktance je kompenzovaná paralelním pahýlem na konci naprázdno. Šířky a délky vedení byly poté ručně doladěny, aby bylo dosaženo impedančního přizpůsobení na kmitočtech f_{RF} i f_{LO}.

Protože tranzistor není unilaterální (má nenulovou hodnotu parametru s_{12}), jakákoliv změna ve vstupních obvodech se projeví na výstupu a naopak. Proto bylo potřeba přizpůsobovací obvody mírně doladit.

Výsledné schéma směšovače je v příloze E. Vazební kondenzátor s kapacitou 2,4pF na vstupu směšovače je typu 100A2R4 od výrobce ATC.

Výsledné rozptylové parametry směšovače s připojenými přizpůsobovacími i napájecími obvody je na obr. 5.28. Směšovač je s napětím použitým při návrhu absolutně stabilní pro všechny frekvence.

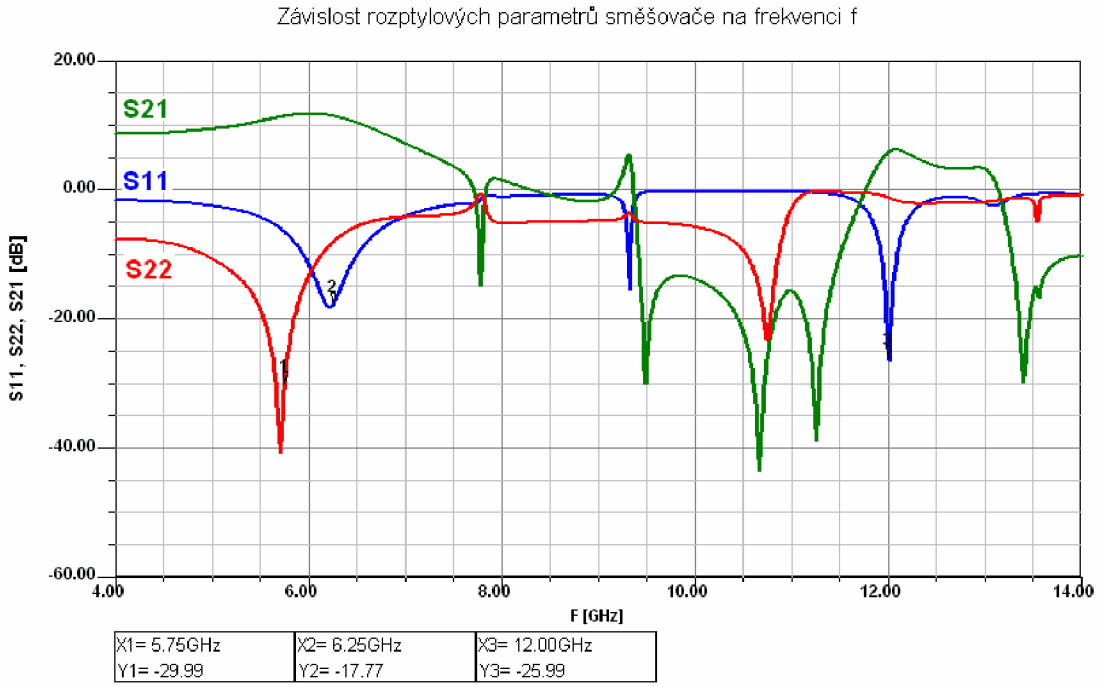


Obr. 5.28: Závislost rozptylových parametrů směšovače na kmitočtu *f*

Při návrhu směšovače vznikla otázka, jak co nejpřesněji modelovat připojení relativně širokých vedení k výrazně užším vývodům tranzistoru. Toto zúžení se často do modelů nezahrnuje. Předpokládá se, že pokud je na výstupu vedení zatíženo správnou vstupní impedancí tranzistoru, nebude docházet k odrazům.

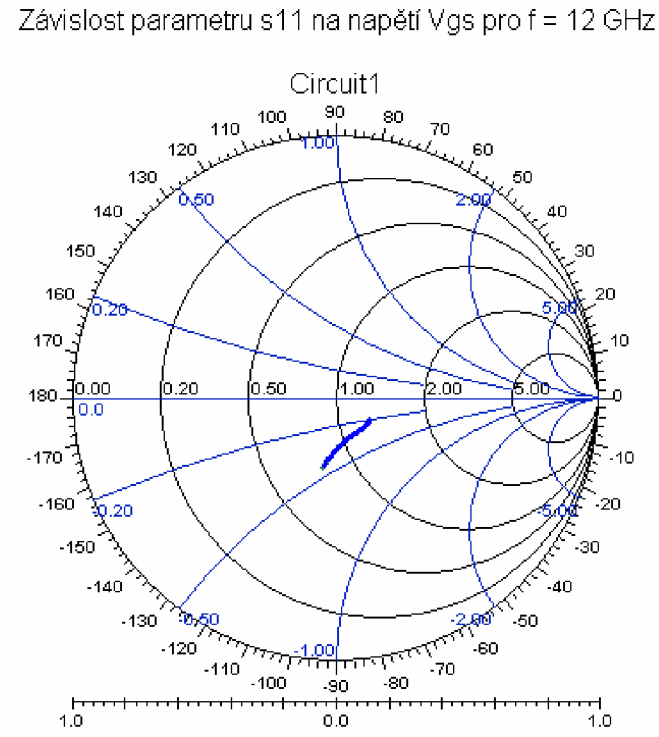
Pokud se však počítá i s přechodem mezi širším vedením a úzkým vývodem tranzistoru, naruší se tím funkce přizpůsobovacích obvodů (které byly navrženy bez přihlédnutí ke zúžení) natolik, že je přizpůsobení nevyhovující a přizpůsobovací obvody je potřeba doladit, změnou délek a šířek některých vedení. Schéma směšovače, který uvažuje i zúžení mezi vedením a úzkým vývodem tranzistoru je v příloze F.

Rozptylové parametry této verze směšovače po doladění délek a šířek přizpůsobovacích vedení na optimální hodnotu jsou na obr. 5.29.

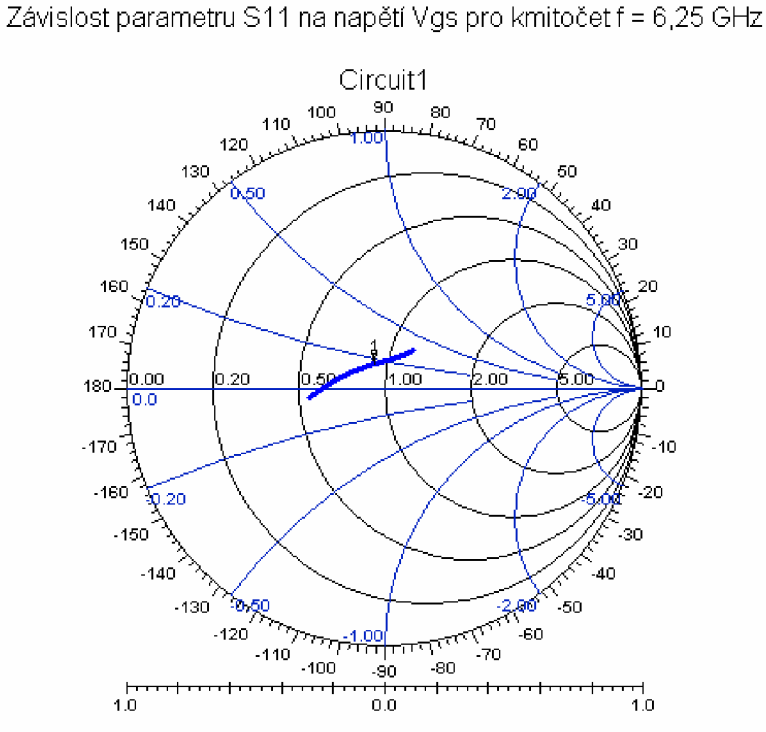


Obr. 5.29: Závislost rozptylových parametrů druhé verze směšovače na kmitočtu *f*

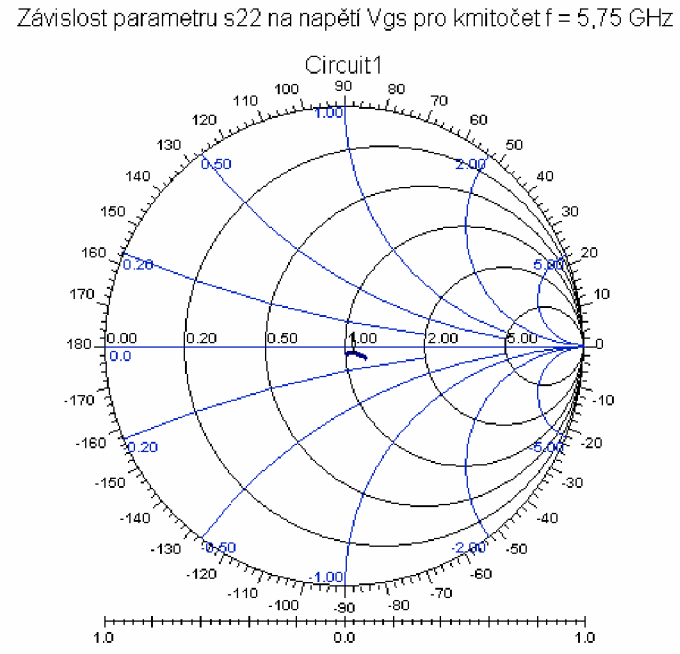
Po návrhu přizpůsobovacích obvodů bylo ověřeno, jak se mění impedanční přizpůsobení se změnou napětí V_{GS} od hodnoty V_{GSQ} po hodnotu V_{MAX}. Závislost rozptylových kmitočtů na napětí V_{GS} v tomto rozsahu jsou pro první verzi směšovače (tedy bez modelování zúžení) na obr. 5.30, 5.31, 5.32. Bylo zjištěno, že impedanční přizpůsobení v tomto rozsahu vyhovuje pro praktické použití.



Obr. 5.30: Závislost parametru s_{11} na napětí V_{GS} pro 12 GHz

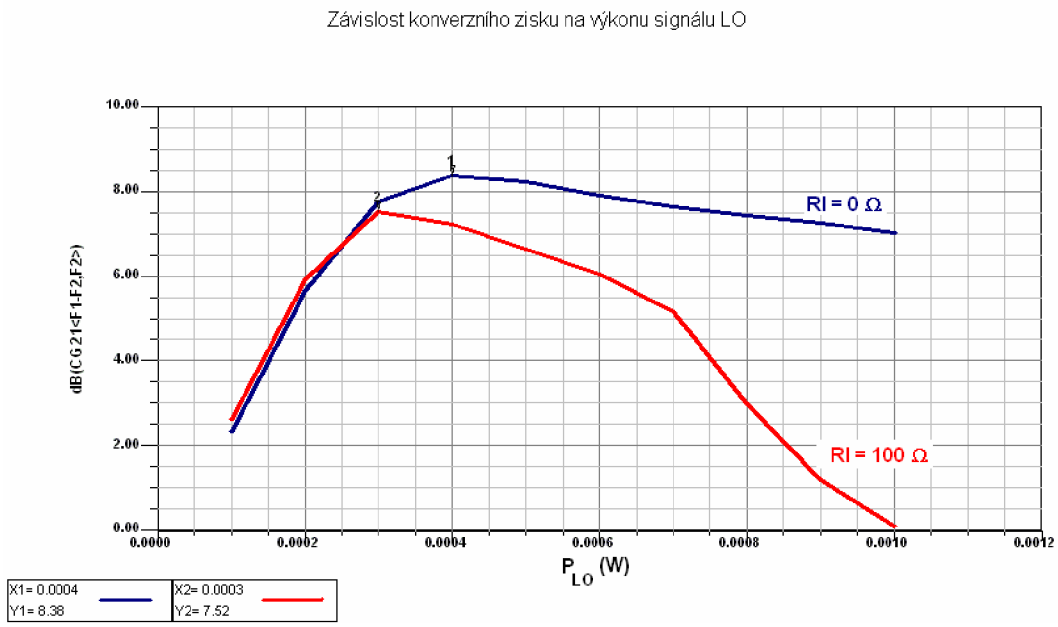


Obr. 5.31: Závislost parametru s_{11} na napětí V_{GS} pro 6,25 GHz



Obr. 5.32: Závislost parametru s_{22} na napětí V_{GS} pro 5,75 GHz

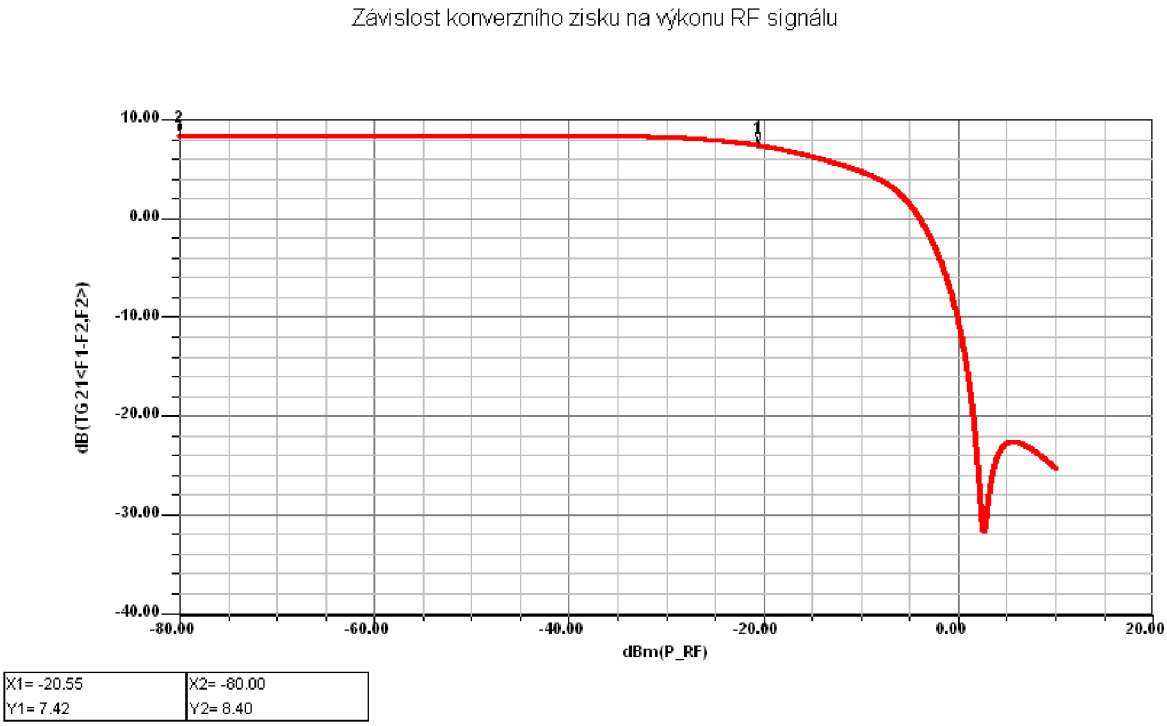
Dále byla určena závislost konverzního zisku na výkonu signálu z lokálního oscilátoru s frekvencí f_{LO} = 12 GHz pro velmi malý vstupní signál s frekvencí f_{RF}. Tato závislost pro je na obr. 5.33. Parametry směšovače jsou uvedeny pro první verzi směšovače, u které není modelováno zúžení mezi vedením a vývodem tranzistoru. Rozdíly v impedančním přizpůsobení u obou verzí jsou však relativně malé a prakticky se na zisku směšovače neprojeví.



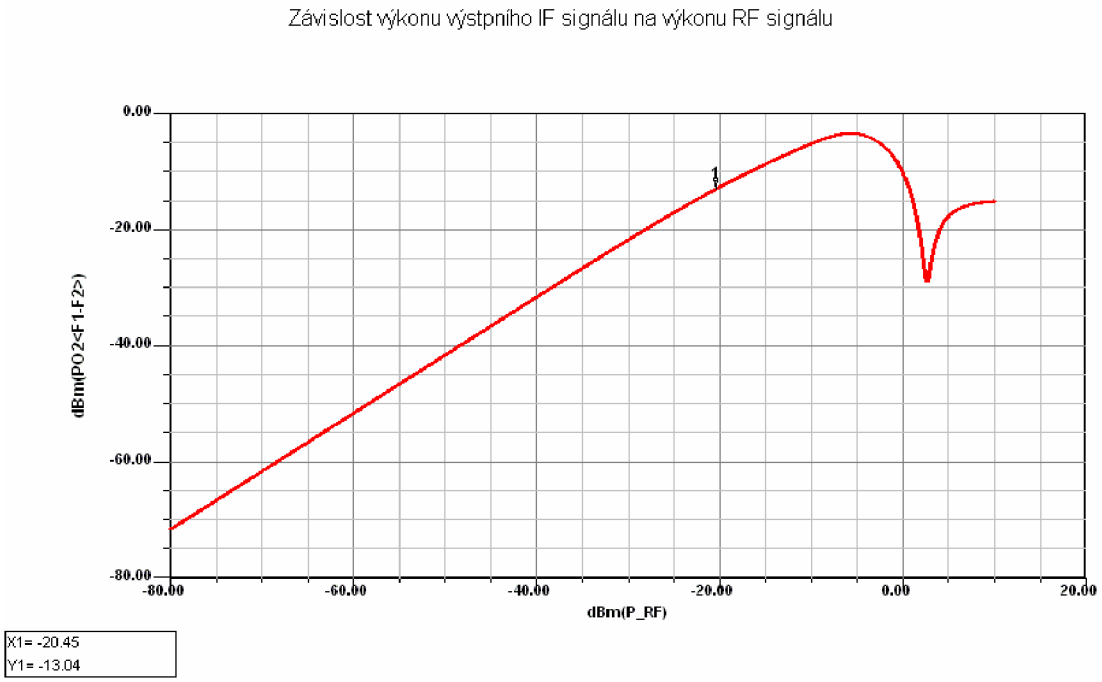
Obr. 5.33: Závislost konverzního zisku směšovače na výkonu signálu z oscilátoru

V tomto obrázku jsou dva průběhy pro ideální zdroj napětí V_{DS} s nulovým odporem a zdroj napětí V_{DS} připojený přes rezistor s odporem 100 Ω. Výhodné je používat tvrdý zdroj napětí. V dalších simulacích je uvažován ideální zdroj s nulovým vnitřním odporem. Optimální hodnota výkonu lokálního oscilátoru na vstupu navrženého směšovače je P_{LO} = 0,4 mW, tedy přibližně -4 dBm. Tato hodnota byla použita při dalších simulacích.

Na obrázku 5.34. je závislost konverzního zisku na výkonu vstupního RF signálu s kmitočtem f_{RF} = 6,25 GHz pro výkon P_{LO} = -4 dBm. Z této závislosti je možné určit bod jednodecibelové komprese vztažený ke vstupu směšovače jako $P1dB_I$ = -20,5 dBm. Bod jednodecibelové komprese vztažený k výstupu je možné určit podle obrázku 5.35, nebo přičtením hodnoty konverzního zisku. Hodnota $P1dB_O$ = -13 dBm.



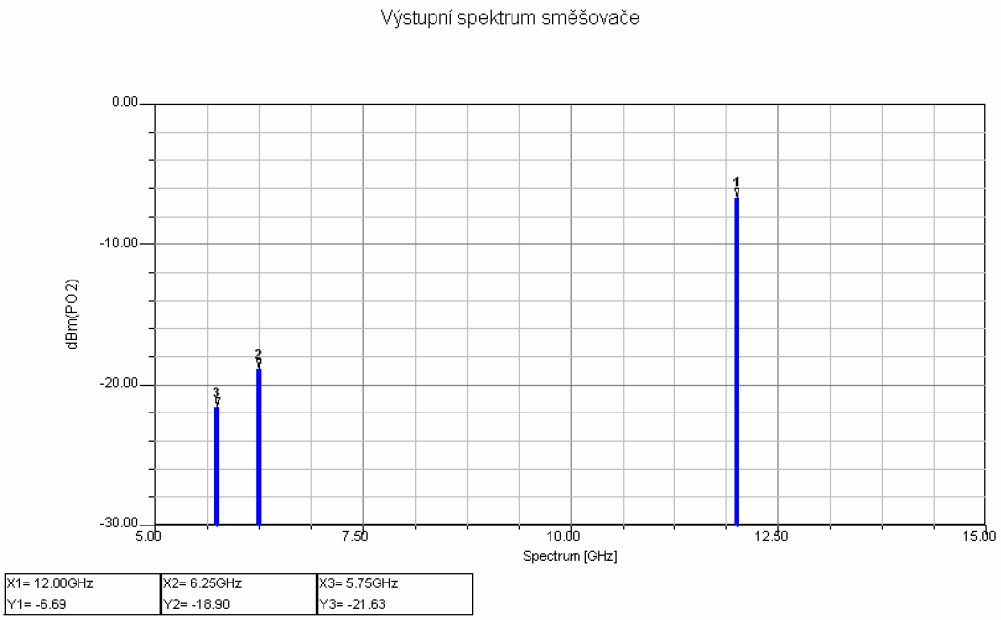
Obr. 5.34: Závislost konverzního zisku směšovače na výkonu RF signálu



Obr. 5.35: Závislost výkonu výstupního signálu IF na výkonu RF signálu

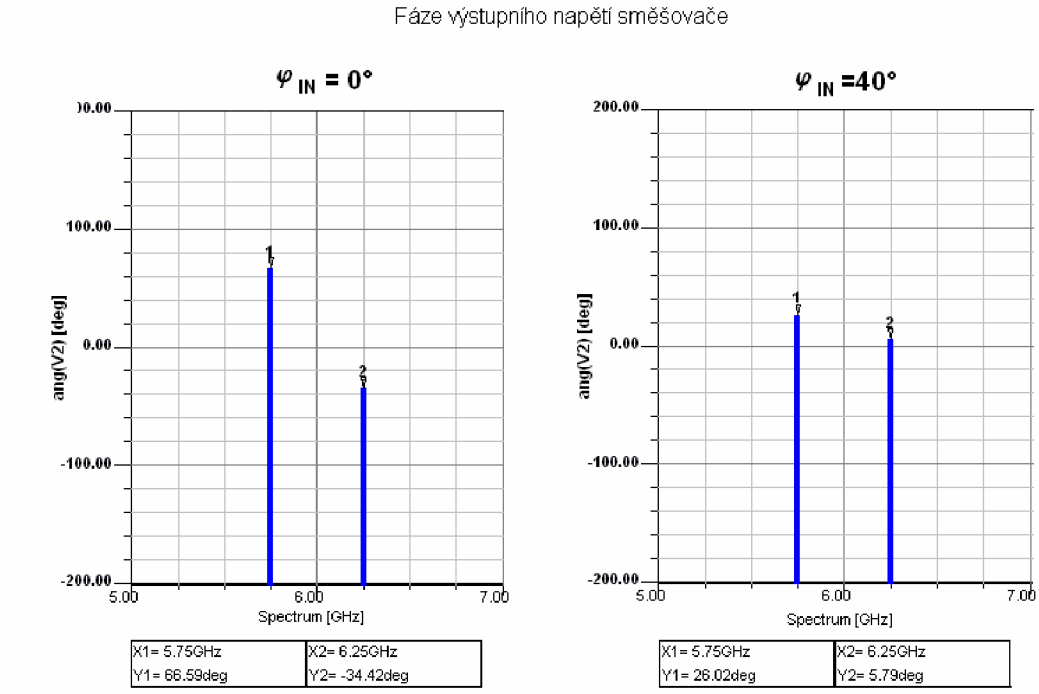
Na obr. 5.36 je výkonové spektrum na výstupu směšovače pro výkony vstupních signálu P_{RF} = -30dBm a P_{LO} = -4dBm. Přestože výstupní napájecí obvod byl navržen tak, aby potlačoval signál lokálního oscilátoru, dosahuje hodnota P_{LO} na výstupu směšovače stále dosti vysoké hodnoty. Anténa navržená v kapitole 5.2 má na kmitočtu 12 GHz hodnoty s_{11} a s_{22} blízké -6 dB. Je vhodné složky s kmitočtem 12 GHz potlačit filtry, aby tyto složky nebyly zbytečně vyzařovány do prostoru.

Složka s kmitočtem 6,25 GHz má sice vyšší hodnotu, než požadovaná IF složka s kmitočtem 5,75 GHz, ale anténa je na kmitočtu 6,25 GHz velmi špatně impedančně přizpůsobená, takže by k významnému vyzařování nedošlo. Odrazy od vstupu antény by však mohly narušit správnou funkci směšovače.



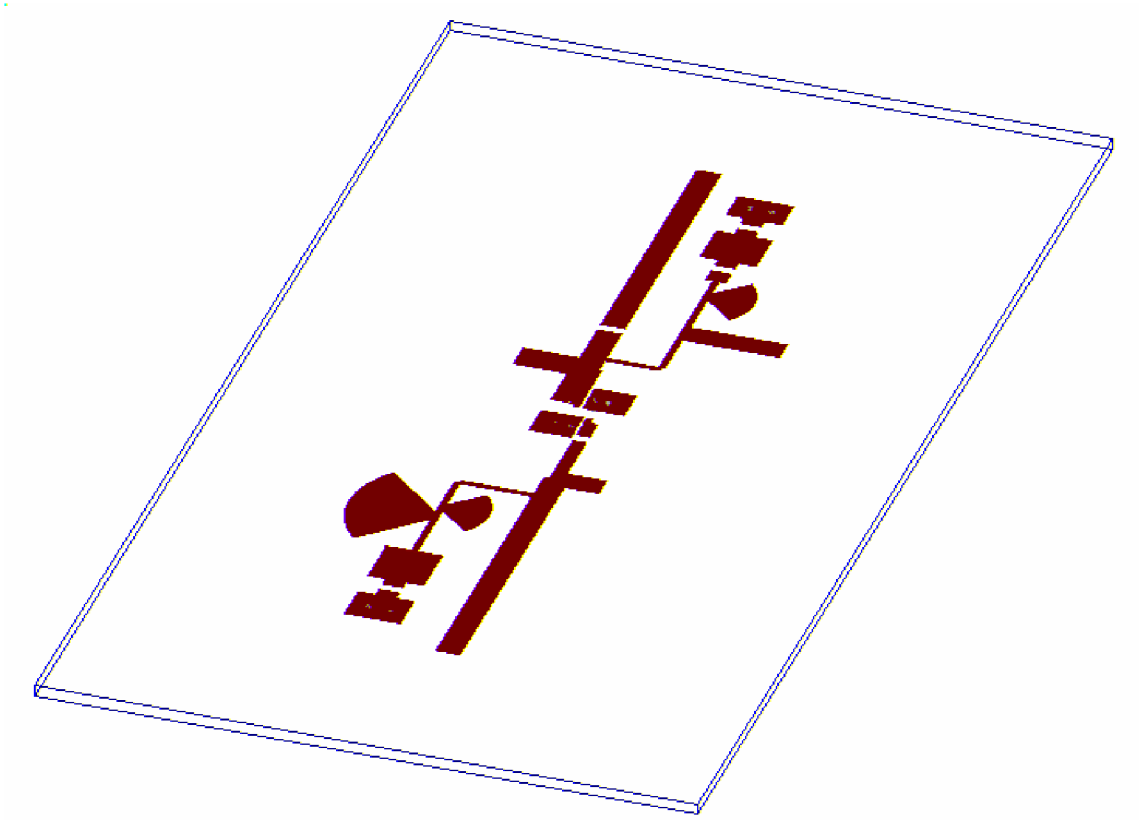
Obr. 5.36: Výstupní spektrum směšovače

U navrhovaného směšovače bylo dále simulacemi ověřeno, zda opravdu dochází k otáčení fáze, které je nutné pro zajištění retrodirektivity. Na obrázku 5.37 je zobrazeno fázové spektrum výstupního signálu pro dvě hodnoty fáze vstupního RF signálu – 0° (vlevo) a 40° (vpravo). Z porovnání obou spekter vyplývá, že při zvětšení fáze vstupního signálu o 40° se fáze výstupního IF signálu sníží o 40°. Směšovač tedy zajišťuje požadované otáčení fáze.



Obr. 5.37: Fáze výstupního napětí směšovače pro 2 hodnoty fáze vstupního RF signálu

Výsledný vzhled směšovače je na obr. 5.38. Rozměry layoutu jsou 64 x 21 mm. Obvodové schéma je v příloze E.



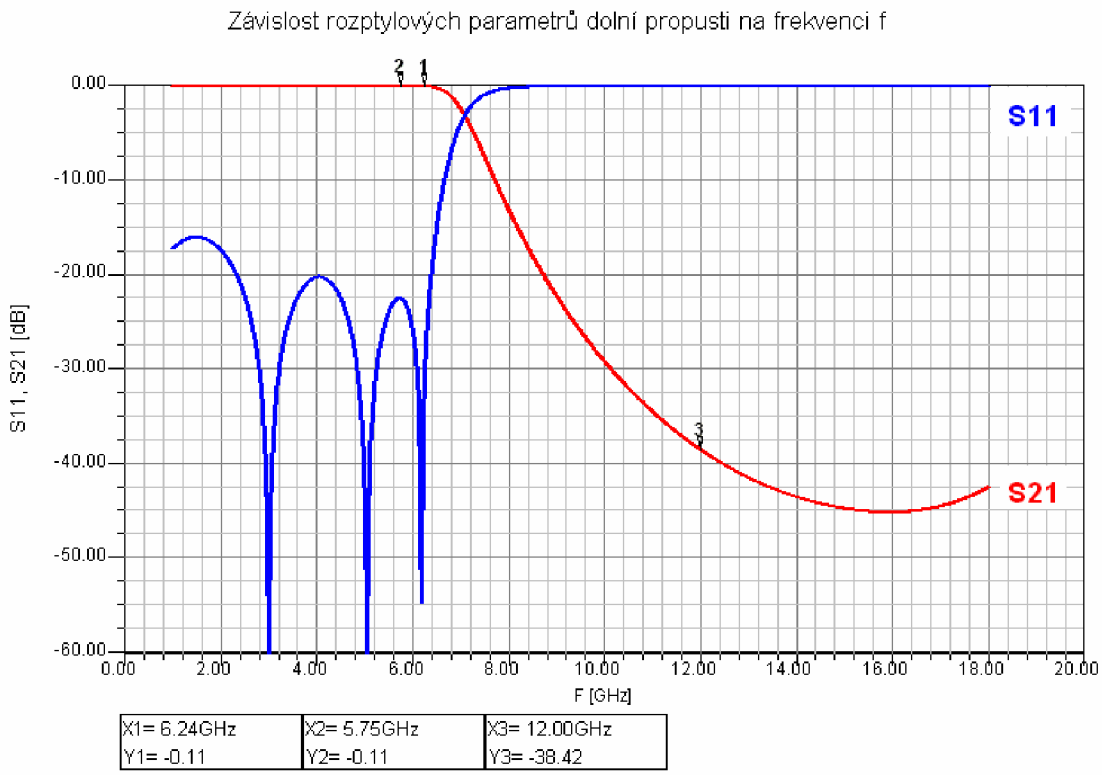
Obr. 5.38: Layout navrženého směšovače

5.4 Dolní propust

Pro potlačení vyzařování složek s kmitočtem f_{LO} = 12 GHz, byla navržena dolní propust sedmého řádu s Chebyshevovou aproximací. Použití filtru také snižuje potřebný výkon oscilátoru pro buzení směšovače. Kmitočty f_{RF} = 6,25 GHz a f_{IF} = 5,75 GHz jsou v propustném pásmu tohoto filtru a filtr je tedy možné použít v obou napájecích vedeních antény.

Pro návrh filtru byl použit program Ansoft Designer, který obsahuje i kalkulátor pro návrh filtrů. Výsledné rozměry filtru byly poté upraveny, aby bylo dosaženo dobrých vlastností a současně realizovatelných hodnot rozměrů filtru.

Rozptylové parametry navrženého filtru jsou na obr. 5.39. Obvodové schéma s rozměry jednotlivých vedení a vzhled filtru jsou v příloze G.



Obr. 5.39: Rozptylové parametry dolní propusti sedmého řádu

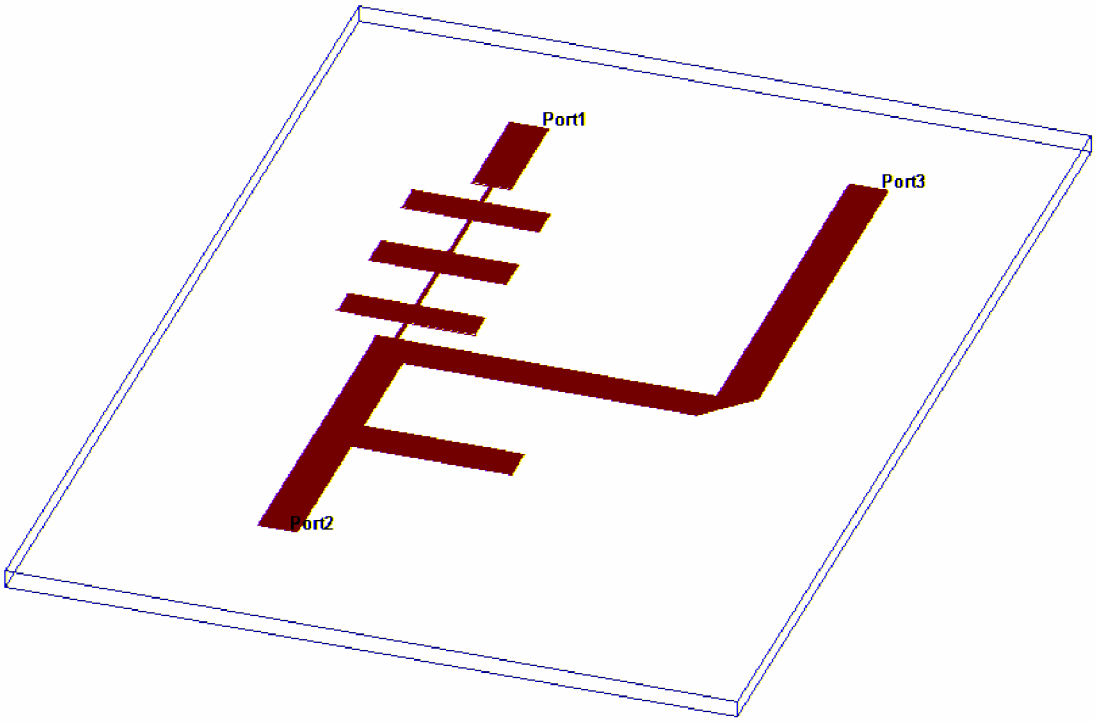
5.5 Slučovač signálů RF a LO

Na vstup směšovače musí být přiveden součet signálů z lokálního oscilátoru a RF signálu přijatého anténou. K sečtení obou signálů dochází ve slučovači, který musí být pro požadované signály na všech branách impedančně přizpůsoben. Vzhled navrženého slučovače je na obr. 5.40. Obvodové schéma s údaji o fyzických rozměrech jednotlivých vedení je v příloze G. Port 1 slouží jako vstup RF signálu přijatého anténou s kmitočtem 6,25 GHz. Za tímto vstupem následuje dolní propust, která byla navržena v kapitole 5.4. Port 2 označuje vstup signálu z lokálního oscilátoru s frekvencí 12 GHz. Paralelní pahýl u tohoto vstupu má délku $\lambda_g/4$ na kmitočtu 6,25 GHz a o stejnou délku je vzdálen od spojení všech tří vedení. Port 3 je výstup do směšovače signálů.

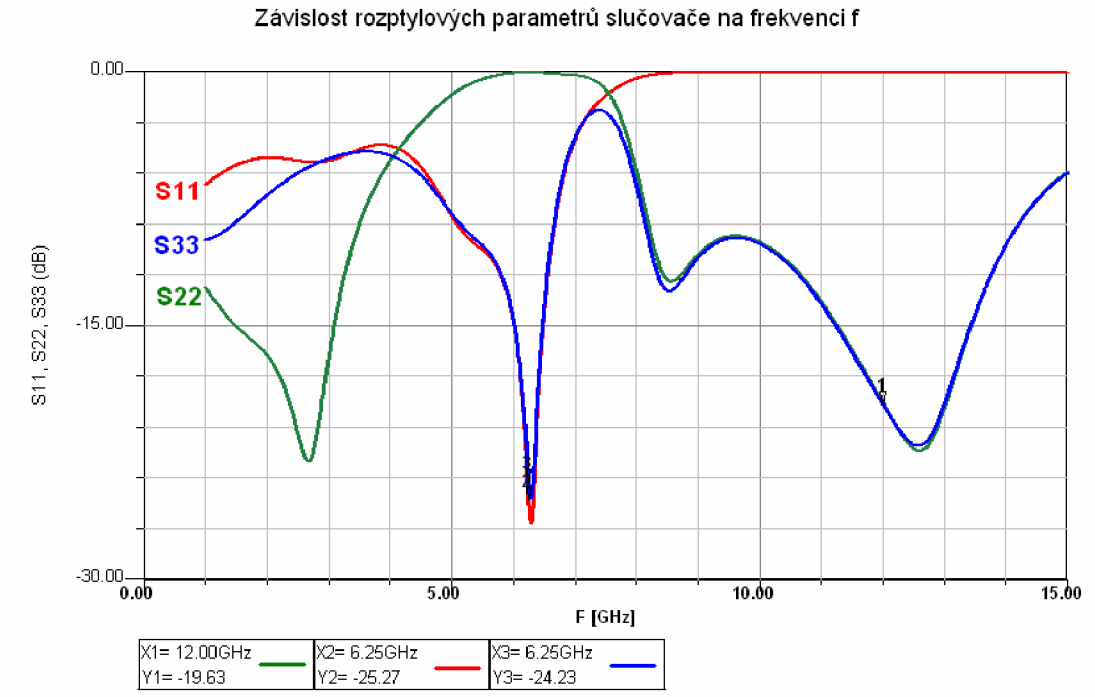
Pahýl zajišťuje, že z pohledu portu 1 je impedance směrem k portu 2 velmi vysoká a RF signál tedy postupuje na Port 3 pouze s malým útlumem. Délka tohoto pahýlu je na kmitočtu 12 GHz blízká hodnotě $\lambda_g/2$ a pro signál z oscilátoru LO se tedy pahýl téměř chová jako by zde nebyl.

Dolní propust snižuje pronikání signálu LO do antény. Z pohledu portu 2 je impedance směrem k Portu 1 vysoká a signál postupuje směrem k portu 3.

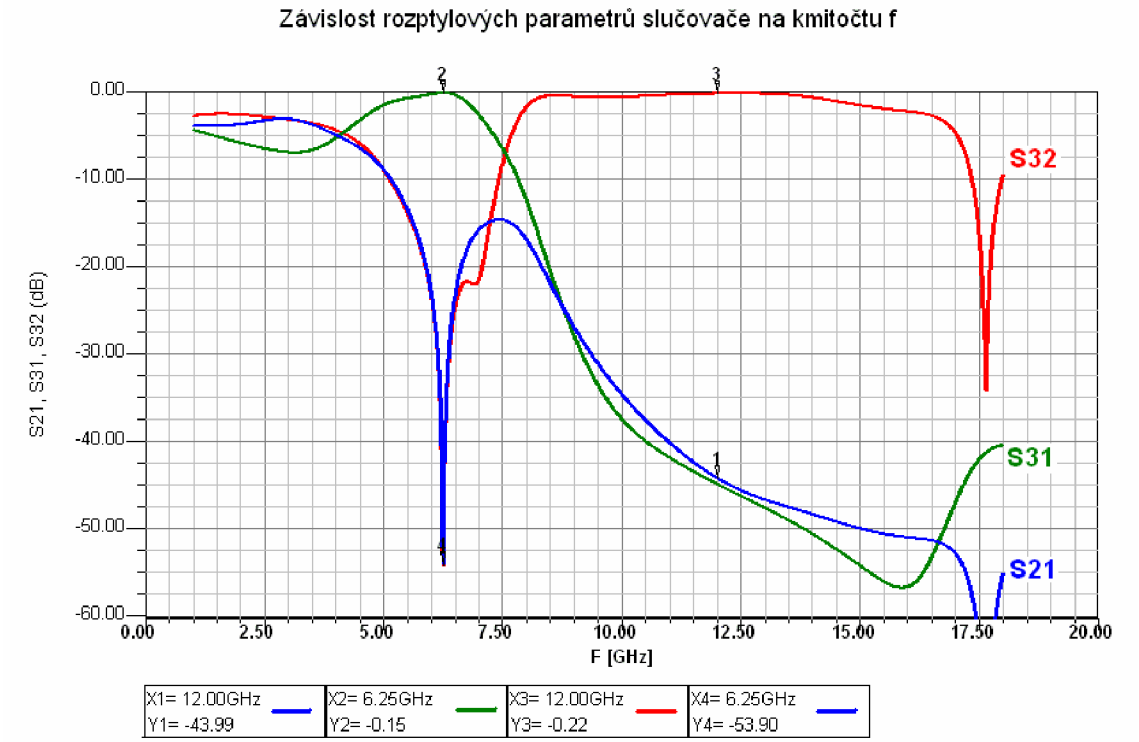
Rozptylové parametry navrženého slučovače jsou na obr. 5.41 a 5.42.



Obr. 5.40: Vzhled slučovače signálů



Obr. 5.41: Rozptylové parametry slučovače signálů – impedanční přizpůsobení vstupů

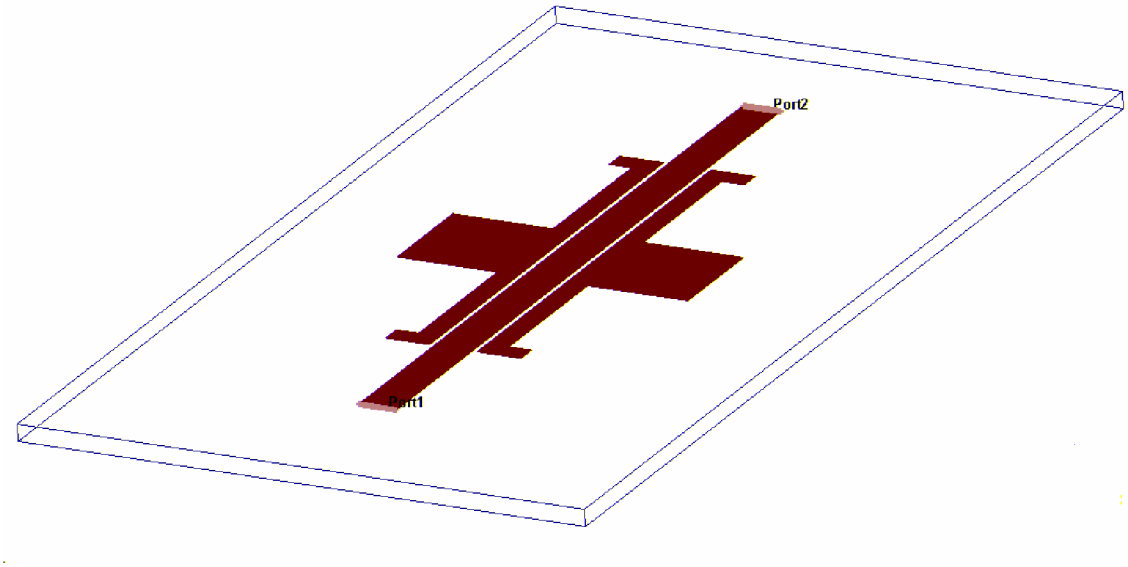


Obr. 5.42: Rozptylové parametry slučovače signálů – přenosy

5.6 Pásmová zádrž kmitočtu 6,25 GHz

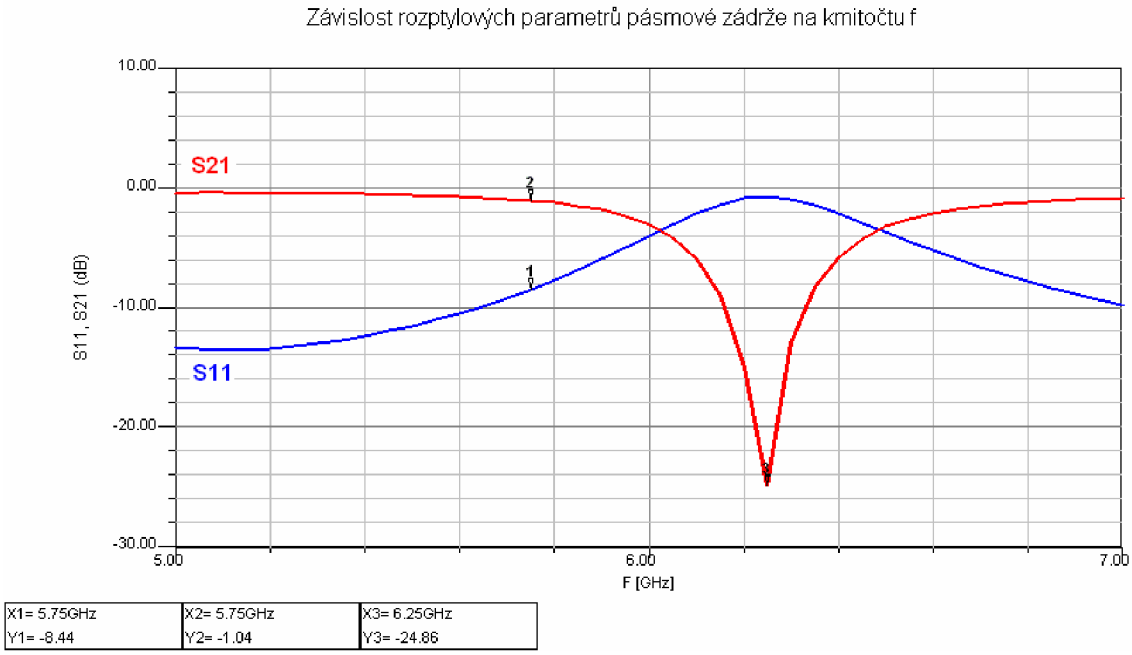
Retrodirektivní anténní pole obvykle pracují s velmi blízkými kmitočty RF a IF signálů (jako příklad je možné uvést retrodirektivní pole [16] a [17], které obě pracují s kmitočty 6,01 GHz a 5, 99 GHz) často se uvádí, že u retrodirektivních anténních polí je nutné používat vyvážené struktury směšovačů s hybridními členy ve kterých se složky s kmitočty f_{RF} odečtou a z důvodu blízkosti obou kmitočtů není možné zde používat filtry.

U retrodirektivního pole navrhovaného v této práci jsou však kmitočty dostatečně vzdálené. Vzhledem k tomu, že na kmitočtu f_{RF} = 6,25 GHz je vstup antény použitý pro vysílaní na kmitočtu f_{IF} = 5,75 GHz velmi špatně přizpůsoben, není dodatečné potlačení složky s kmitočtem f_{RF} nezbytně nutné. Přesto byla prozkoumána možnost dodatečného potlačení nežádoucího kmitočtu f_{RF} na výstupu směšovače filtry. Jako vhodný typ filtru byla vybrána pásmová zádrž, která je popsána v [30]. Vzhled filtru je na obr. 5.43. Celková délka filtru (i s procházejícím 50 Ω vedením) je 32 mm. Rozměry byly převzaty z původního zdroje a upraveny, aby tento filtr potlačoval účinně složku s kmitočtem 6,25 GHz.

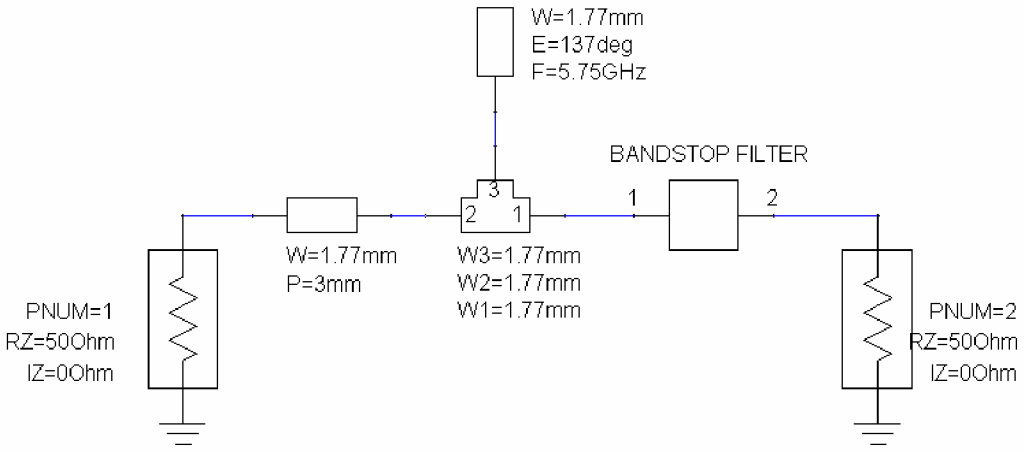


Obr. 5.43: Vzhled pásmové zádrže

Závislost rozptylových parametrů filtru na kmitočtu je na obr. 5.44. Na kmitočtu $f_{IF} = 5{,}75$ GHz dosahuje hodnota s_{11} pouze -8,4 dB. Přizpůsobení se však dá jednoduše zlepšit připojením paralelního pahýlu k průchozímu 50 Ω vedení jak je naznačeno na obr. 5.45. Hodnota s_{11} i s_{22} pak klesne pod -20 dB, bez znatelného vlivu na vlastnosti filtru v bezprostředním okolí kmitočtu 6,25 GHz.



Obr. 5.44: Rozptylové parametry pásmové zádrže

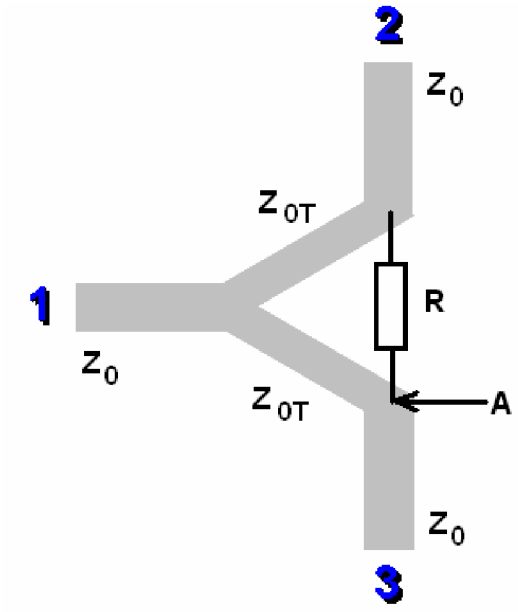


Obr. 5.45: Zlepšení impedančního přizpůsobení pásmové zádrže pomocí paralelního pahýlu

5.7 Wilkinsonův dělič výkonu

Retrodirektivní anténní pole je tvořeno větším počtem elementů. Anténní pole navrhované v této práci obsahuje čtyři směšovače, které zajišťují otáčení fáze. K jednotlivým směšovačům je potřeba přivést signál z jediného oscilátoru. K rozdělení signálu z oscilátoru do jednotlivých větví (k jednotlivým směšovačům) budou použity Wilkinsonovy mikropáskové děliče výkonu s rovnoměrným dělením.

Jedná se o trojbran, který je na všech bránách impedančně přizpůsobený. Při buzení do brány 1 (obr. 5.46) se výkon dělí na polovinu (obvod je z pohledu brány 1 symetrický) do bran 2 a 3. Při buzení do brány 2 je v bráně 3 v ideálním případě nulový výkon a výkon prochází pouze do brány 1 s 3 dB útlumem. Díky symetrii obvodu platí podobně při buzení do brány 3, že výkon v bráně 2 je nulový a do brány 1 se přenáší výkon s útlumem 3 dB.



Obr. 5.46: Wilkinsonův dělič výkonu

Při buzení do brány 2 se signál dostává do brány 3 dvěma cestami: přes rezistor *R* a přes dvojici vedení s charakteristickou impedancí Z_{0T}. Pro zjednodušení je možné uvažovat, že rezistor je ideální prvek se soustředěnými parametry a fáze signálu se při průchodu tímto prvkem nezmění. Aby brána 3 nebyla vybuzená, musí být celková délka obou vedení s charakteristickou impedancí Z_{0T} rovna $\lambda_g/2$, kde λ_g je délka vlny na vedení z charakteristickou impedancí Z_{0T}. Pokud je tato podmínka splněna, sečtou se signály z obou cest v bodě A (obr. 5.46) v protifázi a brána 3 zůstane nevybuzená. Vedení Z_{0T} představují tedy čtvrtvlnné transformátory.

Z podmínky, že všechny brány jsou impedančně přizpůsobené je možné určit charakteristickou impedanci vedení Z_{0T} a odpor rezistoru R. Musí platit [31]:

$$Z_{0T} = \sqrt{2} Z_0 \tag{5.20}$$

a zároveň [31]

$$R = 2Z_0 . \tag{5.21}$$

5.7.1 Návrh 12 GHz Wilkinsonova děliče výkonu

Ze vztahu 5.20 je možné určit charakteristickou impedanci čtvrtvlnného transformátoru jako $Z_{0T} = 70{,}7\ \Omega$. Podle vztahu 5.21 je potřebný odpor rezistoru $R = 100\ \Omega$.

Ze vztahu 5.6 byla určena relativní efektivní permitivita toho vedení jako 2,557. Této hodnotě odpovídá podle vztahu 5.13 délka vlny na vedení $\lambda_g = 31{,}24mm$. Délka čtvrtvlnného vedení tedy bude $l = 3{,}9mm$.

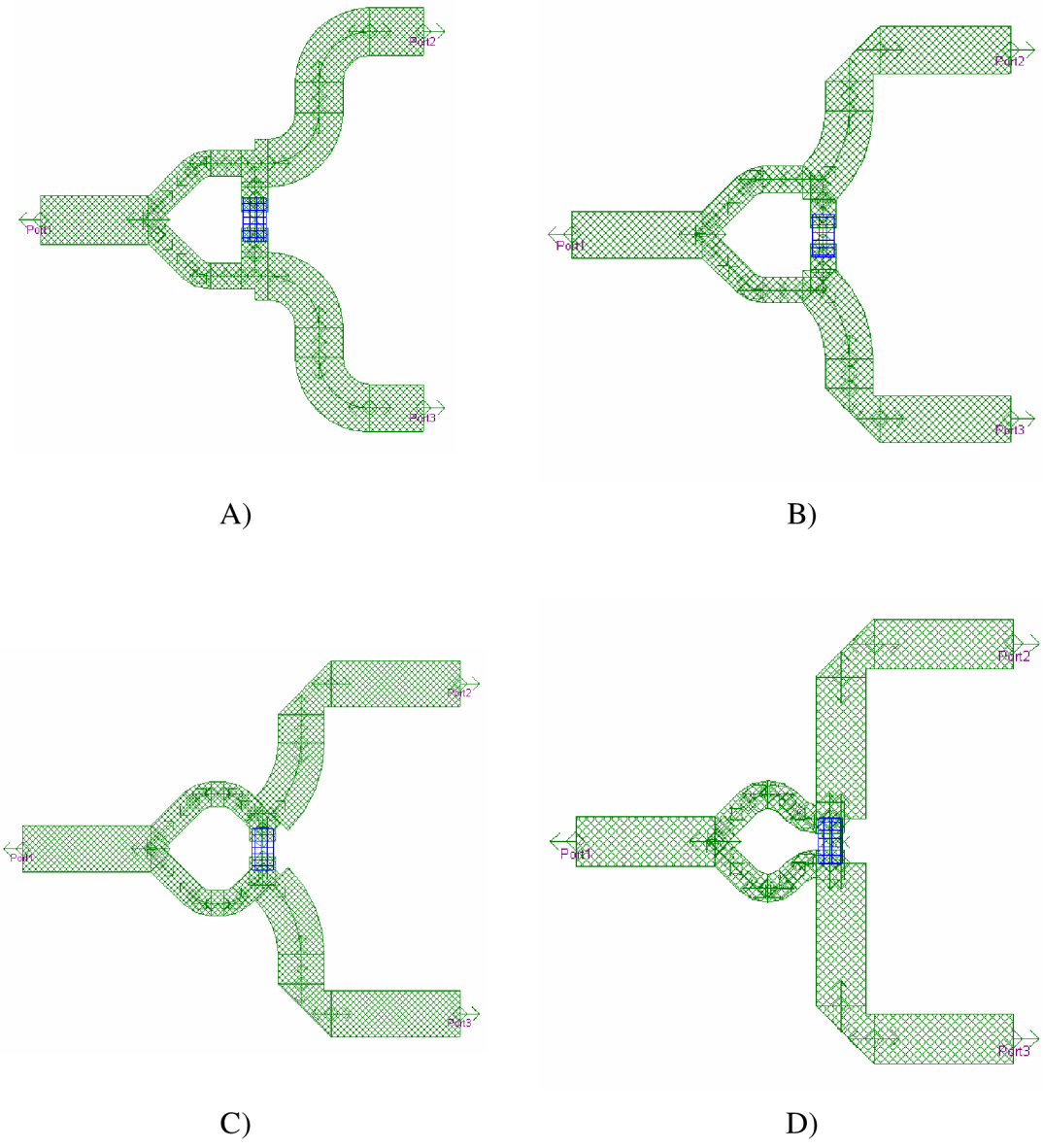
Délku vedení je možné považovat spíše za orientační hodnotu. Použitý rezistor

totiž na kmitočtu 12 GHz nelze považovat za prvek s nulovou délkou a i při průchodu rezistorem dojde k určitému posuvu fáze. Výsledné rozměry vedení je potřeba přesně doladit při simulacích. Aby byl vliv rezistoru co nejmenší, byl použit rezistor velikosti 0603, který je dostatečně malý, ale lze jej ručně pájet.

Mezi oběma mikropásky čvrtvlnných transformátorů by v ideálním případě neměla existovat elektromagnetická vazba. Je tedy vhodné, aby tyto vedení nevedly velmi blízko sebe.

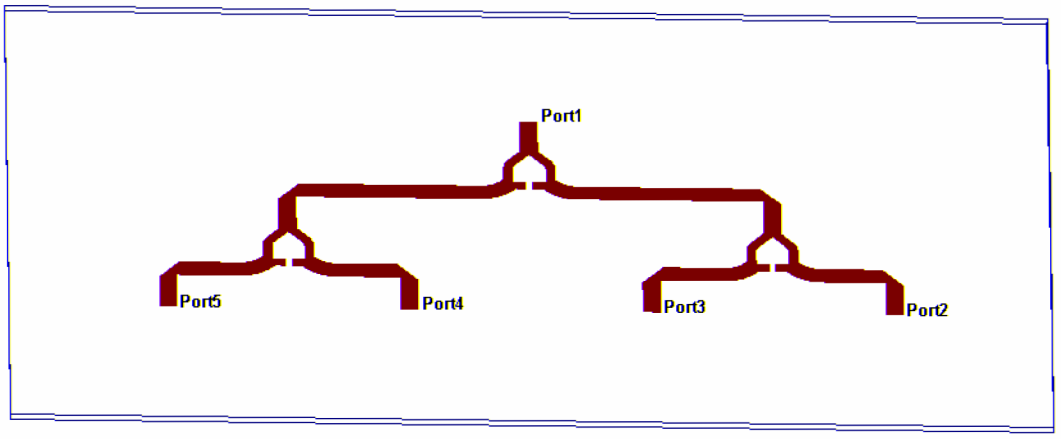
Na základě předchozích požadavků bylo v programu ansoft designer navrženo několik variant Wilkinsonova děliče výkonu. Délky čtvrtvlnných úseků vedení byly doladěny tak, aby minimum parametru s_{32} bylo přesně na kmitočtu 12 GHz.

Výsledný layout Wilkinsonovových děličů výkonu je na obr. 5.47. Šířka vstupních a výstupních 50 Ω vedení je 1,8 mm.



Obr. 5.47: Wilkinsonovy děliče výkonu – porovnání

Pro použití v navrhovaném retrodirektivním anténním poli je potřeba signál z jediného lokálního oscilátoru přivést do všech čtyř směšovačů (jednotlivých elementů). Výsledná struktura se proto sestává celkem ze tří Wilkinsonových děličů výkonu a její uspořádání je na obr. 5.48.



Obr. 5.48: Wilkinsonovy děliče výkonu

Aby bylo možné jednotlivé typy děličů výkonu porovnat, byly pomocí simulací zjišťovány jejich parametry jak pro jediný Wilkinsonův dělič výkonu dle obr. 5.47. Tak i pro uspořádání dle obr. 5.48. Zjištěné parametry jsou v tab. 5.1. Označení A až D odpovídá obr. 5.47. Stejně tak označení jednotlivých portů odpovídá obrázkům 5.47 a 5.48.

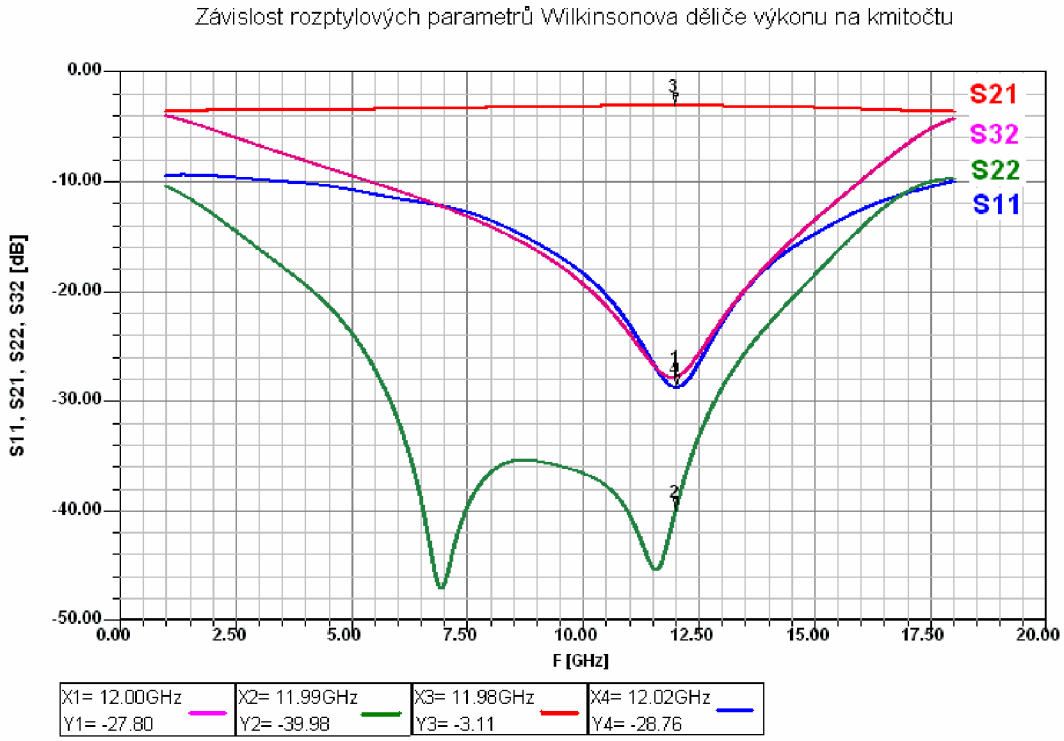
Tab. 5.1: Parametry Wilkinsonových děličů výkonu

	Samostatný (dle obr. 5.42)				Struktura dle obr. 5.43			
	A	B	C	D	A	B	C	D
S21	-3,1	-3,1	-3,1	-3,1	-6,4	-6,3	-6,4	-6,3
S11	-26,0	28,9	-25,5	-26,3	-15,8	-24,0	-15,5	-25,7
S22	-19,0	-39,5	-24,6	-26,7	-25,3	-37,3	-17,3	-29,5
S32	-20,4	-27,7	-27,6	-28,5	-14,7	-28,9	-23,4	-25,8

Při samostatném použití mají všechny navržené typy děličů výkonu uspokojivé výsledky. Při zapojení do struktury dle obr. 5.48 však u některých dochází ke zhoršování parametrů. Problémy způsobují zejména přechody relativně širokých 50 Ω vedení k užším vedením s charakteristickou impedancí přibližně 70,7 Ω a k rezistoru s menšími rozměry.

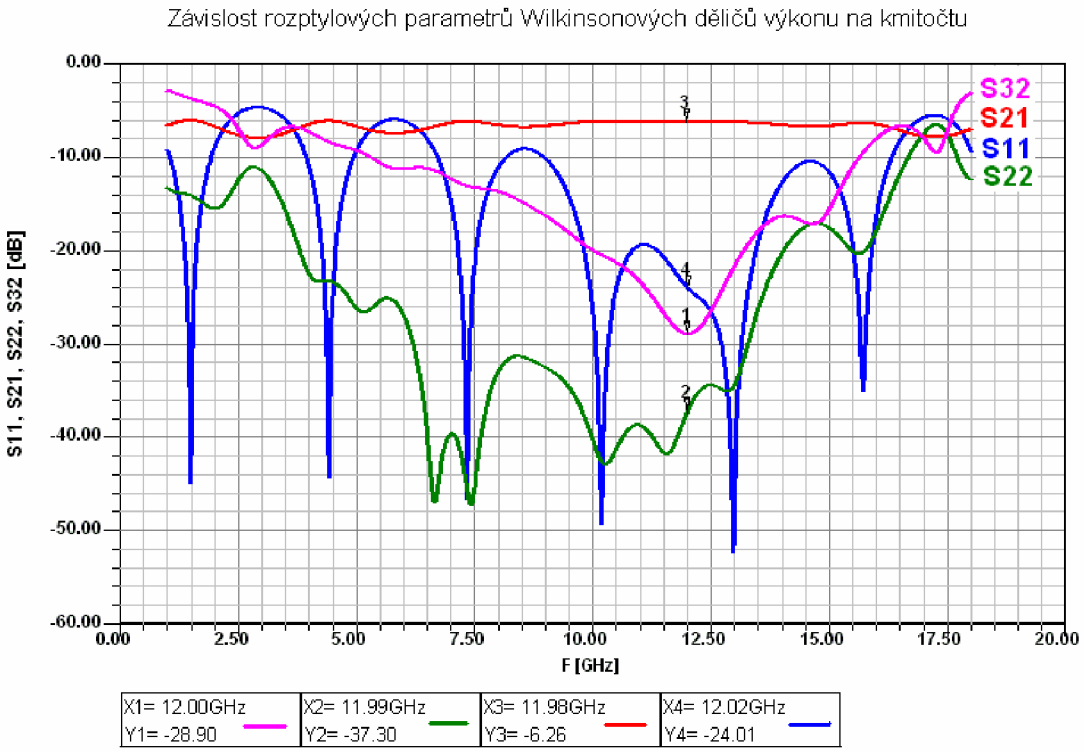
Nejlepší parametry mají Wilkinsonovy děliče s označením B a D. Jako nejvhodnější byl vybrán dělič výkonu s označením B. Tento dělič velmi nízkou hodnotu parametru s_{22}. To je výhodné, protože další bloky jsou navrhovány na impedanci 50 Ω a zatížení nesprávnou impedancí by mohlo narušit jejich správnou funkci. Podrobné porovnání parametrů symetrických Wilkinsonových děličů výkonu lišících se prostorovým uspořádáním vedení je možné nalézt v [32].

Rozptylové parametry Wilkinsonova děliče výkonu s označením B jsou na obr. 5.49. Z důvodu symetrie obvodu zde nejsou uváděny všechny rozptylové parametry.



Obr. 5.49: Wilkinsonův dělič výkonu – parametry

Pro stejný typ Wilkinsonova děliče výkonu jsou na obr. 5.50. uvedeny parametry pro zapojení děličů výkonu do kaskády podle obr. 5.48. Zapojení do kaskády se projeví zejména na průběhu parametru s_{11}. Nenarušuje to však správnou funkci. V okolí požadovaného kmitočtu 12 GHz je hodnota s_{11} nižší než -20 dB.



Obr. 5.50: Wilkinsonovy děliče výkonu v kaskádě – parametry

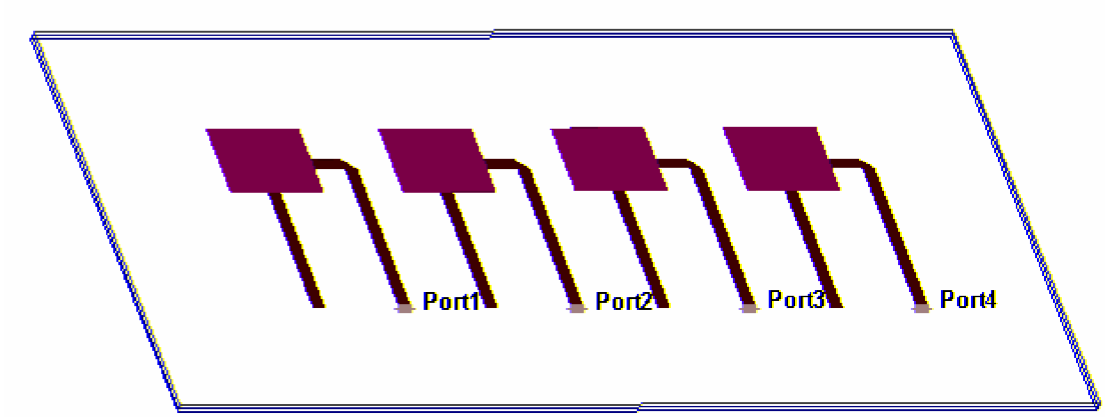
Wilkinsonovy děliče výkonu byly považovány za relativně nekritický blok a nebyly vyráběny samostatně pro odladění jejich funkce.

5.8 Porovnání analytického a numerického modelu

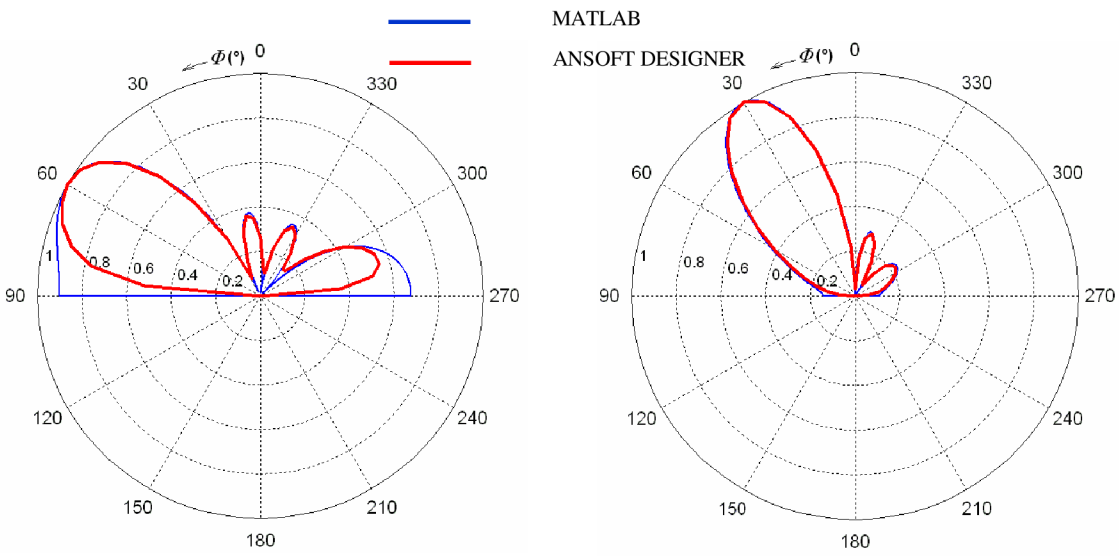
V programu Ansoft Designer byl vytvořen numerický model anténního pole umožňující zobrazení bistatických charakteristik odrazné plochy cíle. Cílem bylo ověřit, zda nedojde při použití numerického modelu k významnému zhoršení vlastností. Nežádoucí by bylo například výrazné zvýšení odchylky BPE. Výraznému zvýšení odchylky BPE by znamenalo, že analytické model flíčkové antény se od numerického výrazně liší a návrh pracovních kmitočtů pomocí analytického modelu nebyl příliš přesný.

Numerický model anténního pole se sestává ze čtyř elementárních flíčkových antén vysílajících na kmitočtu 5,75 GHz. Vzhled anténního pole je na obr. 5.51. Amplituda budících signálů je pro všechny antény stená. Fáze budících signálů jednotlivých antén jsou zadány jako proměnné. Pro výpočet potřebných fází slouží skript pro program MATLAB, který je uveden v příloze A.

Porovnání normovaných bistatických charakteristik odrazné plochy cíle analytického modelu retrodrektivního pole z programu MATLAB (modrá křivka) a numerického modelu z programu ANSOFT DESIGNER (červená křivka) je uvedeno na obrázku 5.52. Oba modely se dosti přesně shodují.



Obr. 5.51: Model anténního pole.

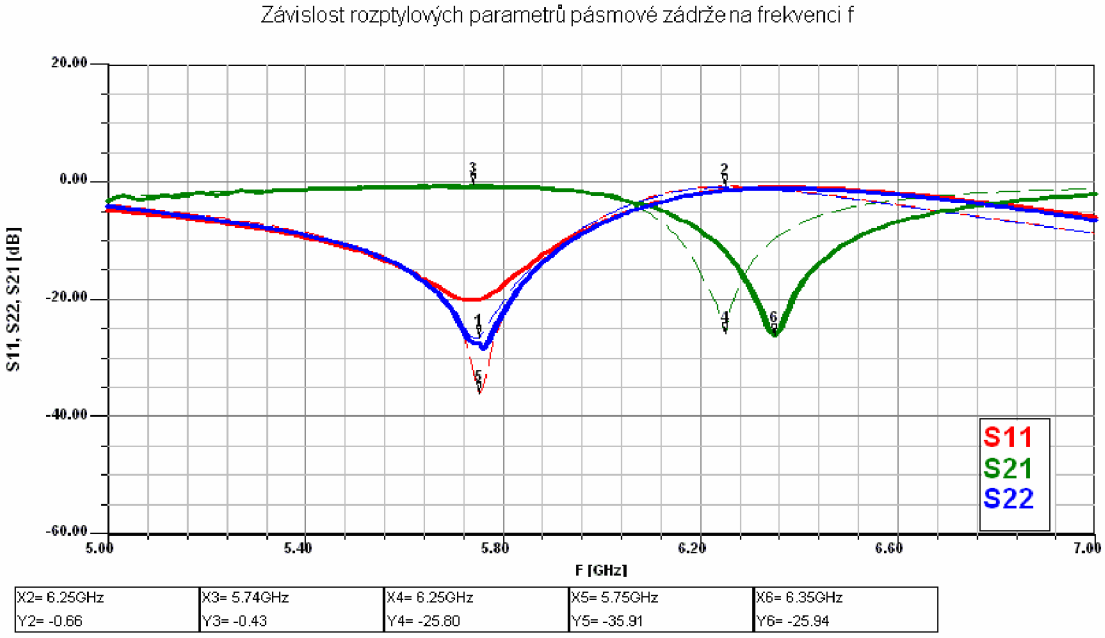


Obr. 5.52: Normovaná bistatická charakteristika odrazné plochy cíle pro úhel, pod kterým na retrodirektivní anténní pole přijímaná vlna dopadá: a) 60°, b) 30°.

6 POROVNÁNÍ S NAMĚŘENÝMI HODNOTAMI

6.1 Pásmová zádrž

Pásmová zádrž spolu s přizpůsobovacím pahýlem z kapitoly 5.6 byla realizována a byly změřeny její rozptylové parametry, které byly dále porovnány s parametry získanými simulací. Porovnání je na obr. 6.1. Přerušovanou čarou je vyznačen průběh rozptylových parametrů získaných simulacemi. Plná čára znázorňuje naměřený průběh rozptylových parametrů.



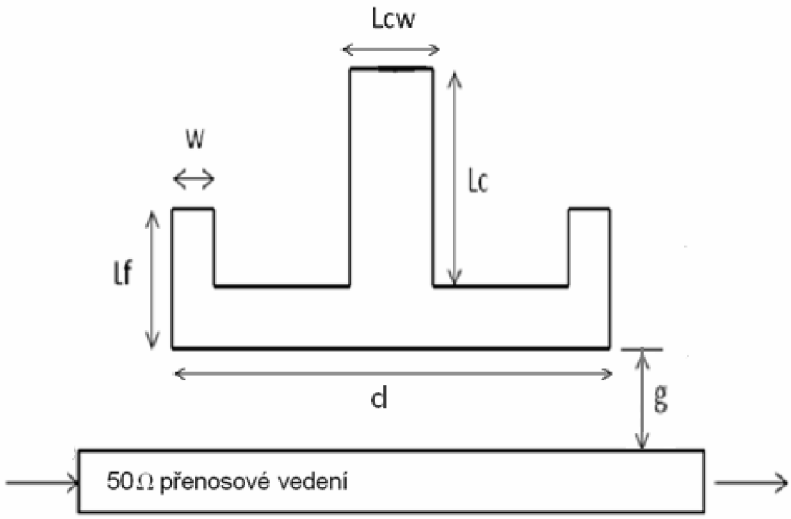
Obr. 6.1: Pásmová zádrž – porovnání naměřených hodnot

Zádržné pásmo vzniklo na kmitočtu přibližně o 100 MHz vyšším, než bylo očekáváno. Minimální naměřená hodnota průběhu s_{21} má však přibližně stejnou hodnotu jako je očekávaná hodnota, která byla získána pomocí simulací. V obou případech je to přibližně -26 dB.

Paralelní pahýl, zajišťující přizpůsobení filtru na kmitočtu 5,75 GHz vykazuje správnou funkci. Minimum naměřených hodnot průběhů parametrů s_{11} a s_{22} je přibližně na požadovaném kmitočtu 5,75 GHz a oba parametry dosahují na tomto kmitočtu hodnot okolo -20 dB a nižších.

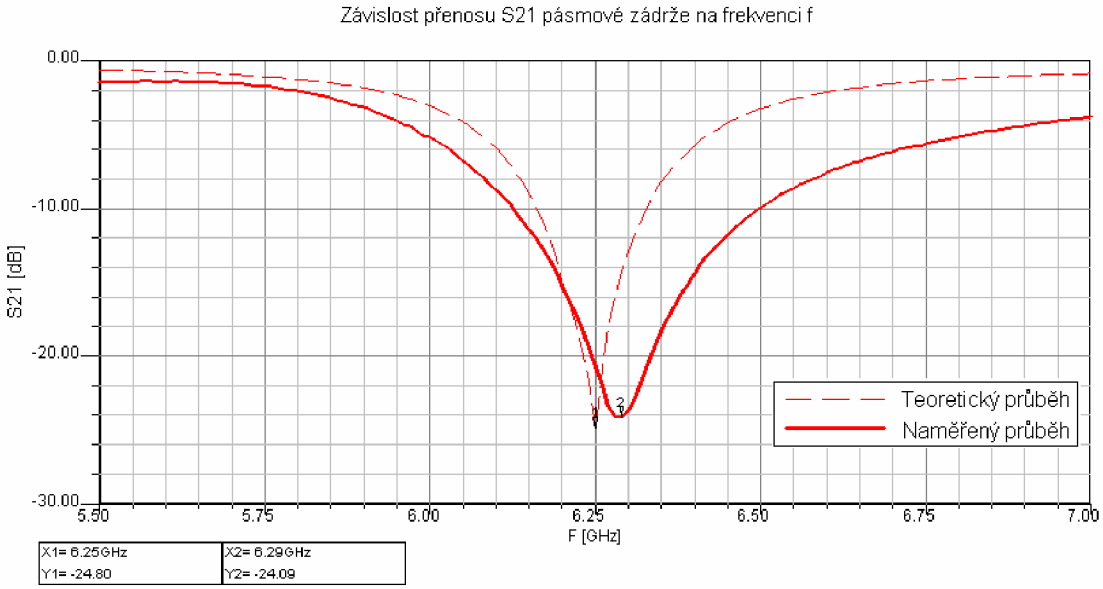
Na základě těchto naměřených hodnot byly navrženy úpravy filtru, které by měly

vést k doladění minima parametru s_{21} na požadovaný kmitočet 6,25 GHz. Použitá korekční metoda spočívala ve změně rozměrů modelu filtru tak, aby minimum přenosu s_{21} získaného pomocí simulací kleslo přibližně o požadovaných 100 MHz. Kmitočet minima přenosu s_{21} lze snadno upravit korekcí rozměru *Lc*, který je vyznačen na obr. 6.2.



Obr. 6.2: Pásmová zádrž – rozměry. Převzato z [30] a upraveno.

Prodloužení rozměru *Lc* vede ke snížení středního kmitočtu pásmové zádrže. Rozměr *Lc* byl zvětšen z hodnoty 4,6 mm na hodnotu 4,78 mm. Tím došlo k poklesu kmitočtu zádržného pásma filtru přibližně na požadovanou hodnotu 6,25 GHz.



Obr. 6.3: Průběh parametru S21 pásmové zádrže po doladění.

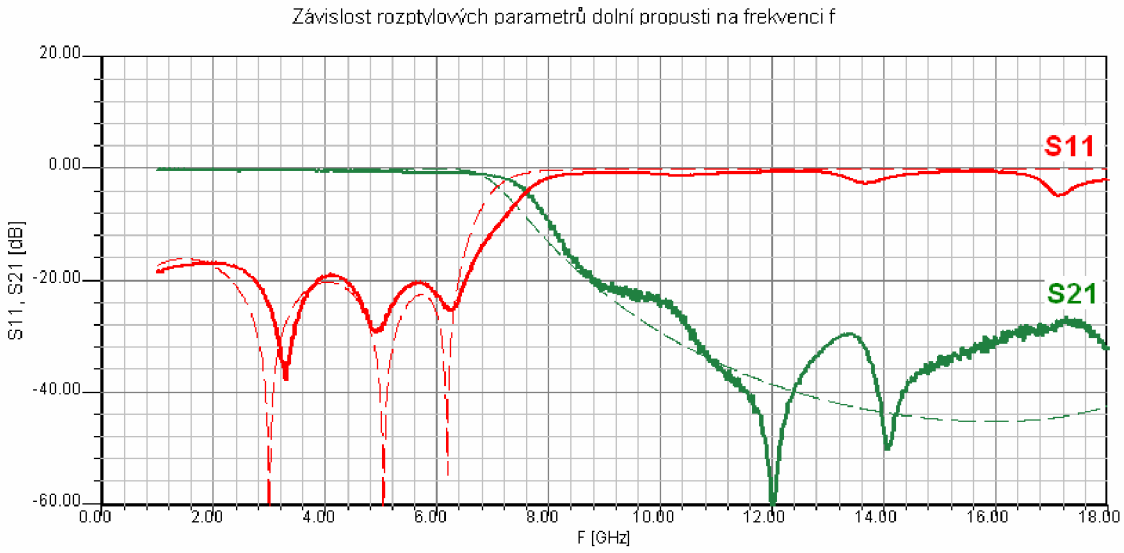
Na kmitočtu 5,75 GHz, kde je požadován v ideálním případě nulový útlum, má parametr s_{21} hodnotu -1,8 dB. Výsledné rozměry filtru po doladění jsou v tab. 6.1.

Tab. 6.1: Rozměry pásmové zádrže po doladění

Lc	w	Lf	Lcw	g	d
mm	mm	mm	mm	mm	mm
4,78	0,90	2,05	4,61	0,20	19,30

6.2 Dolní propust

Dolní propust z kapitoly 5.4 byla realizována a byly změřeny její rozptylové parametry. Porovnání naměřených průběhů rozptylových parametrů dolní propusti a průběhů získaných simulací je na obr. 6.4. Naměřené průběhy jsou vyznačeny plnými čarami. Přerušované čáry značí hodnoty získané pomocí simulací. Filtr je symetrický, průběh parametru s_{22} je stejný jako průběh s_{11}.



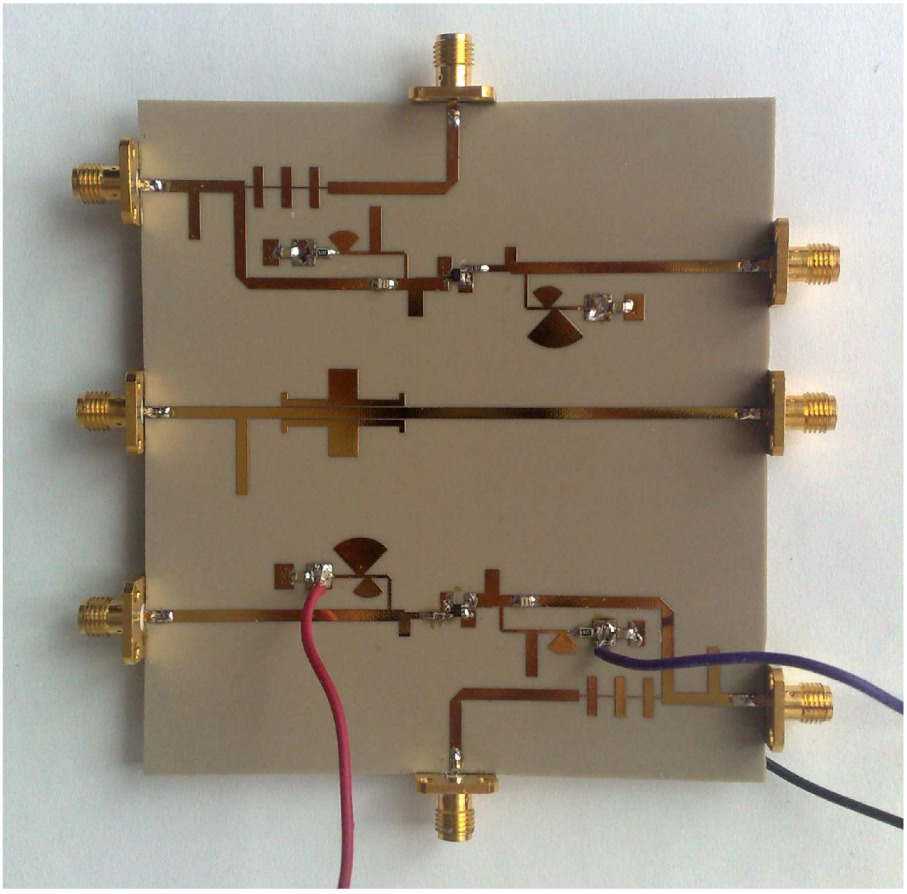
Obr. 6.4: Dolní propust – porovnání naměřených hodnot

Z průběhů je zřejmé, že dolní propust plní dobře svou funkci. Mezní kmitočet filtru se mírně posunul k vyšším frekvencím. To ovšem nenarušuje správnou funkci. Složky s kmitočty 5,75 GHz a 6,25 GHz leží v propustném pásmu filtru. Až po kmitočet přibližně 6,5 GHz je filtr velmi dobře přizpůsoben k 50 Ω vedení. Hodnoty s_{11} a s_{22} jsou na kmitočtech 5,75 GHz a 6,25 GHz nižší než -20 dB. Na kmitočtu f = 12 GHz je naměřená hodnota přenosu filtru s_{21} přibližně –60 dB. Dochází tedy výrazně lepšímu potlačení nežádoucího signálu z oscilátoru, než bylo očekáváno.

6.3 Směšovač

6.3.1 Rozptylové parametry

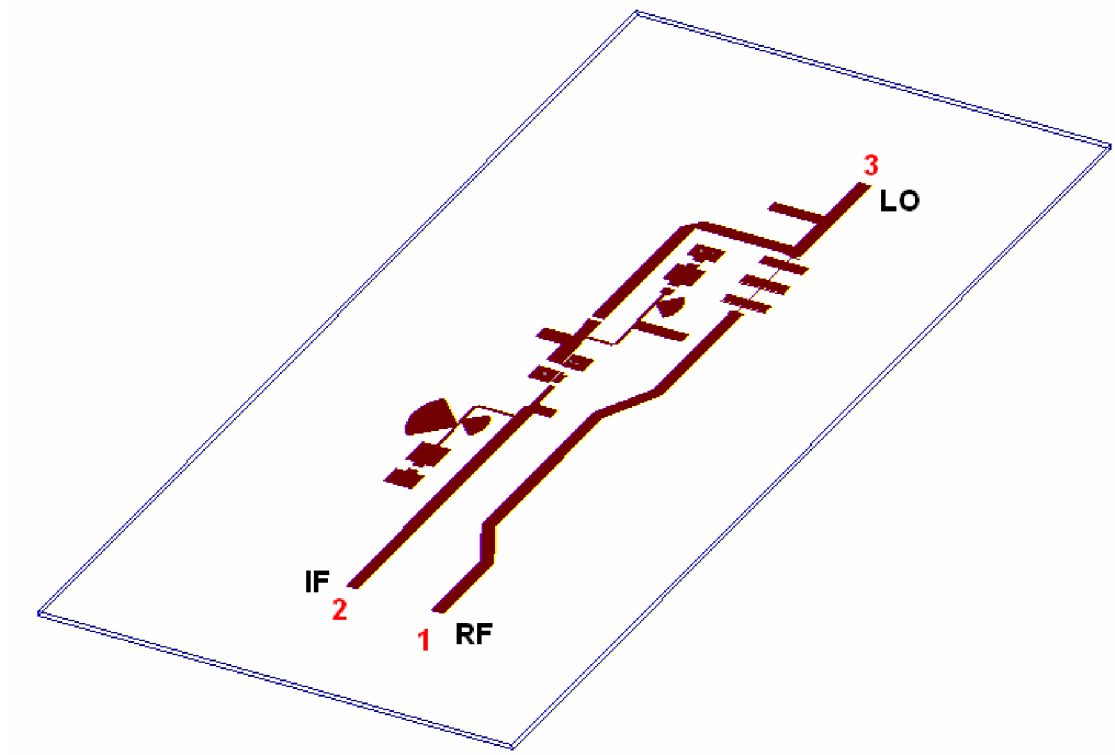
Byly vyrobeny dvě verze směšovače spolu se slučovačem. Verze vycházející z modelu, ve kterém zúžení nebylo modelováno (schéma je v příloze E) a verze uvažující i zúžení (příloha F). Oba směšovače byly pro potřeby měření vyrobeny na společném substrátu i s pásmovou zádrží (kapitoly 5.6 a 6.1). Vzhled tohoto přípravku je na obr. 6.5. Aby bylo možné snadno připojit vektorový analyzátor, bylo vedení u RF portu navrženo se zahnutím o 90°. Ve výsledném retrodirektivním anténním poli by však toto vedení bylo umístěno podle obr. 6.6.



Obr. 6.5: Přípravek se směšovači a pásmovou propustí

U modelu, který neuvažoval zúžení se předpokládané a naměřené průběhy značně lišily. Je možné konstatovat, že při návrhu přizpůsobovacích obvodů je v tomto případě nutné vzít v úvahu, že vývody tranzistoru se svou šířkou liší od připojených vedení a tyto vlivy nejsou zahrnuty do rozptylových parametrů modelu daného výrobcem.

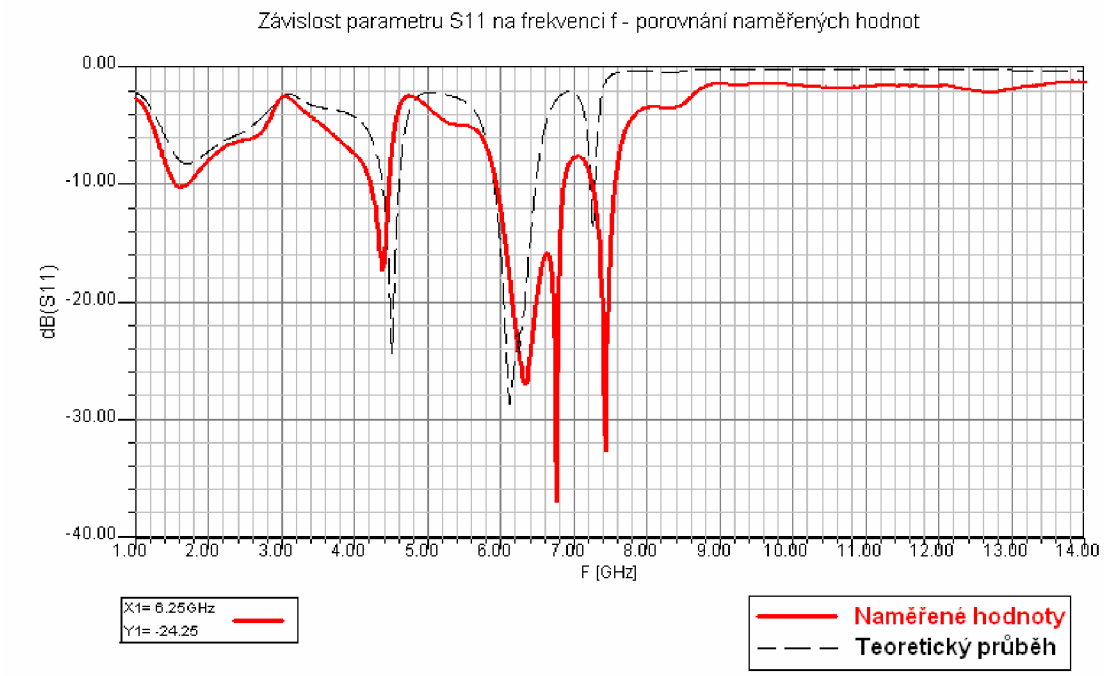
Dále jsou uvedeny parametry směšovače (spolu se slučovačem signálu), která uvažuje i se zúžením. Číslování jednotlivých portů odpovídá obr. 6.6.



Obr. 6.6: Směšovač spolu se slučovačem – číslování portů

U směšovače bylo mírně zvýšeno napětí V_{DS} na hodnotu 2,75 V, aby bylo dosaženo lepších parametrů. Měření i simulace byly prováděny s napětím V_{GS} = -0,34 V. které odpovídá odhadované střední hodnotě proudu I_D při nastaveném prahovém napětí V_{GS} = -0,45 V a optimálním buzení směšovače z lokálního oscilátoru. Podrobněji je volba tohoto napětí popsána v kapitole 5.3.4.

Kmitočtový průběh parametru s_{11}, který je měřítkem přizpůsobení na vstupní bráně pro přijímaný RF signál, je na obr. 6.7 a má podobný průběh jako bylo očekáváno. Dosažená hodnota s_{11} = -24,25 GHz na kmitočtu 6,25 GHz je velmi dobrá.



Obr. 6.7: Směšovač – přizpůsobení na RF portu

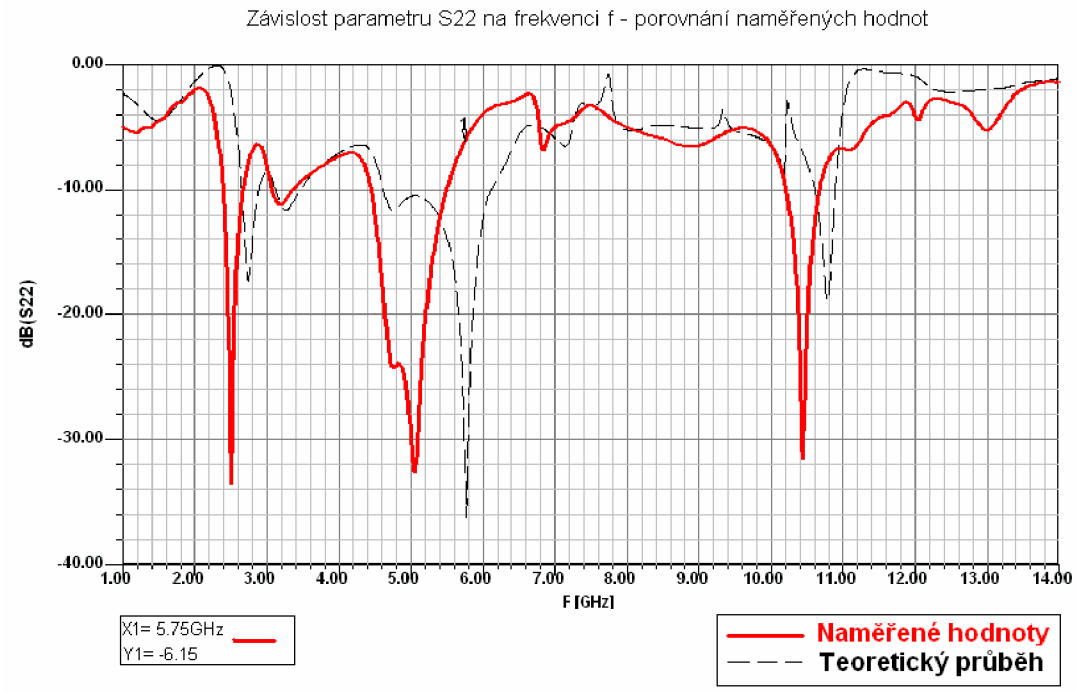
Kmitočtový průběh parametru s_{22} (přizpůsobení na výstupním IF portu) je na obr. 6.8. Tento průběh příliš neodpovídá očekávaným předpokladům. Výrazné odchylky jsou právě v okolí požadovaného kmitočtu 5,75 GHz. Příčinou by mohl být rezistor zapojený do série s vývodem drain tranzistoru. Tento rezistor byl navržen, aby sloužil jako součást přizpůsobovacího obvodu a také pro zvýšení stability směšovače. Při simulacích se změnou modelu reálného rezistoru nedocházelo k výrazným změnám v parametrech. Proto byl rezistor považován za nekritickou součástku. Byl použit obyčejný nízkofrekvenční rezistor v pouzdře 0603. Při simulacích byl však zvolen rezistor výrobce Dále s označením CRCW060318R0J.

Ztráty vzniklé nepřizpůsobením lze určit ze vztahů [29]

$$L_M\,(dB) = -10\log(1-\rho^2)\,, \tag{6.1}$$

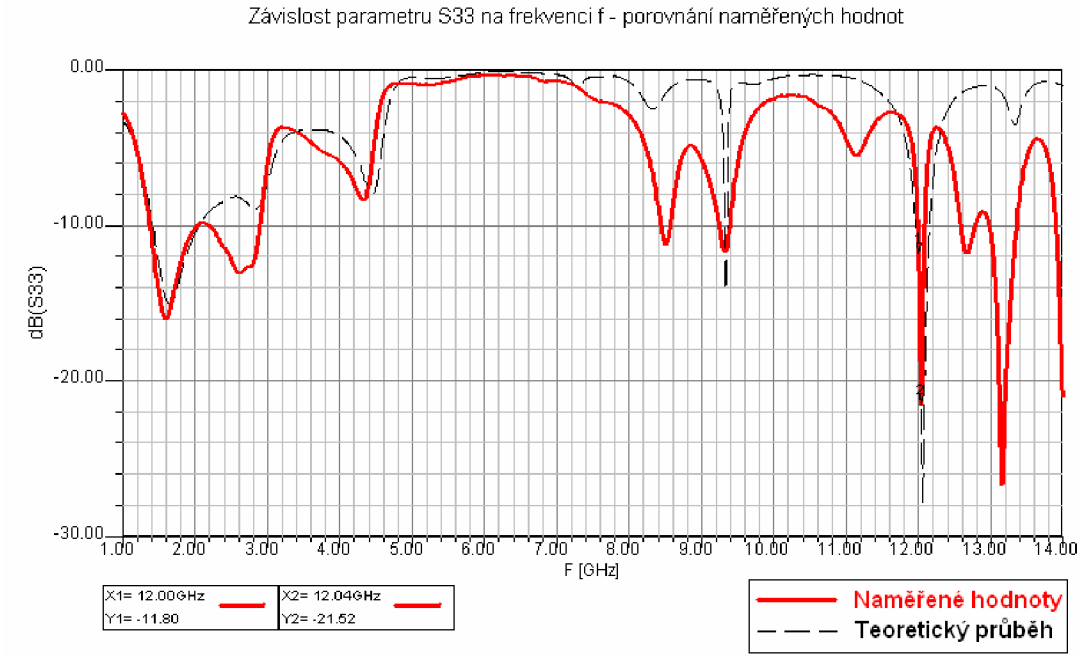
$$s_{11}\,(dB) = 20\log(\rho). \tag{6.2}$$

Hodnotě s_{11} = -6,15 dB určené z obr. 6.8 odpovídají ztráty 1,2 dB. Tato hodnota je dosti vysoká. Bylo by vhodné upravit výstupní přizpůsobovací obvody směšovače.



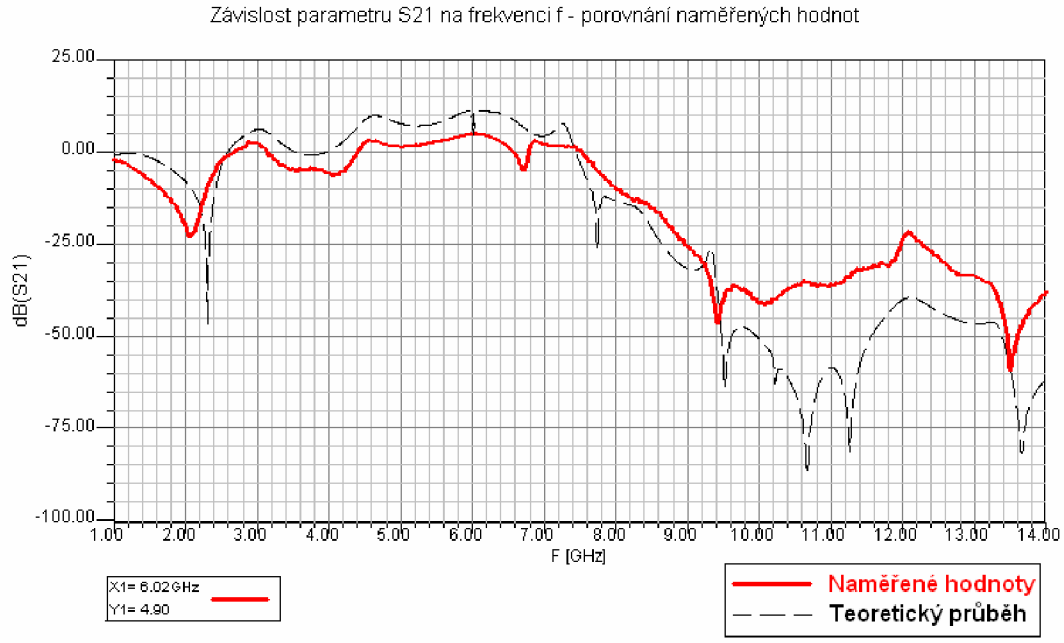
Obr. 6.8: Směšovač – přizpůsobení na IF portu

Porovnání teoretického a naměřeného průběhu parametru s_{33} je na obr. 6.9. Průběhy jsou dosti podobné. Na požadovaném kmitočtu 12 GHz je hodnota s_{33} = -11,8 dB. Minimum kmitočtového průběhu parametru s_{33} v okolí kmitočtu 12 GHz je na frekvenci 12, 04 GHz což představuje odchylku pouze 0,3 %. Toto minimum dosahuje hodnoty -21,5 dB.



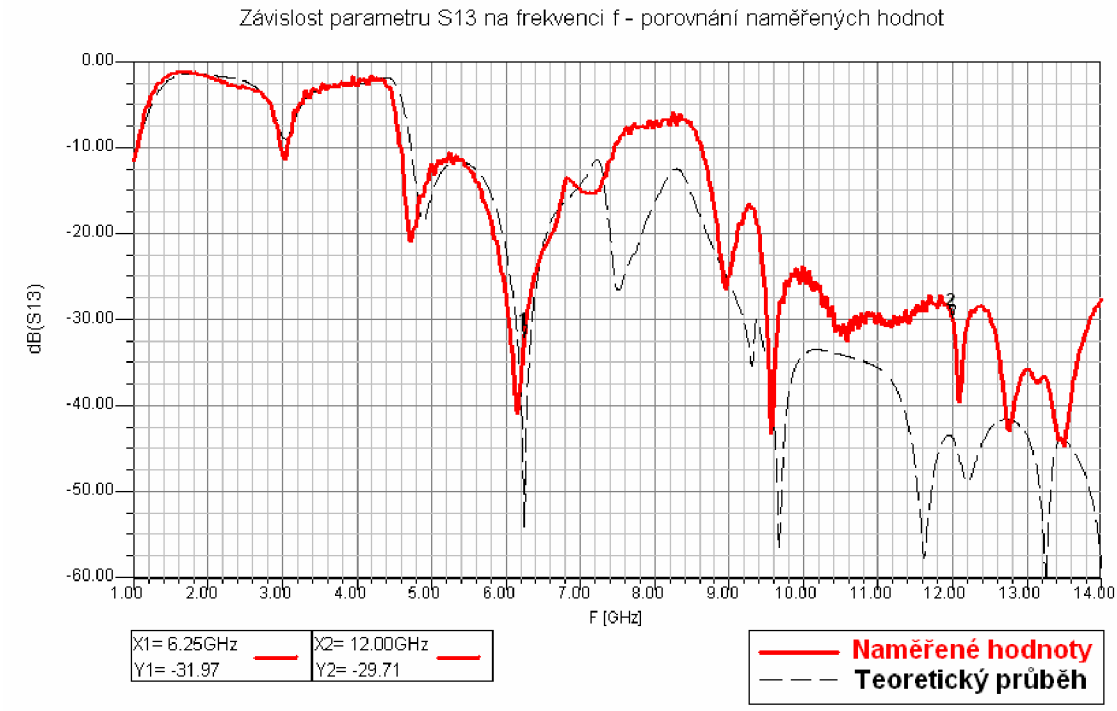
Obr. 6.9: Směšovač – přizpůsobení na LO portu

U závislosti parametru s_{21} na frekvenci *f,* která je na obr. 6.10, je možné si všimnout, že průběhy se do kmitočtu přibližně 10 GHz dosti shodují. U kmitočtů do 7 GHz se průběhy liší zejména tím, že naměřený přenos je celkově nižší. Nižší přenos je částečně dán horším impedančním přizpůsobením zejména na výstupním IF portu. Další příčinou tohoto jevu by mohly být odchylky mezi prahovým napětím reálného tranzistoru a jeho modelu. Měřením však bylo určeno, že napětí, při kterém dosahuje proud I_D hodnoty přibližně 1mA, je -0,45 V, což odpovídá i nelineárnímu modelu tranzistoru. Reálný tranzistor by také mohl mít o něco nižší strmost, než bylo předpokládáno u nelineárního modelu.



Obr. 6.10: Směšovač – přenos z RF do IF portu

Kmitočtová závislost parametru s_{13} je na obrázku 6.11. Z této závislosti je možné určit, že potlačení signálu LO z oscilátoru proti pronikání do antény není tak vysoké jako bylo předpokládáno a dosahuje hodnoty pouze okolo 30 dB. Na kmitočtu velmi blízkém 6,25 GHz je vidět výrazné minimum. Pro kmitočet 6,25 GHz je dosaženo hodnoty s_{13} přibližně -32 dB. Signál tedy neprochází z RF portu výrazně na LO port. Pokud by tomu tak bylo, docházelo by ke zbytečným ztrátám dělením vstupního relativně slabého RF signálu přijatého anténou a bylo by potřeba upravit délku pahýlu ve slučovači.



Obr. 6.11: Směšovač – přenos z RF do IF portu

6.3.2 Spektrum a konverzní zisk

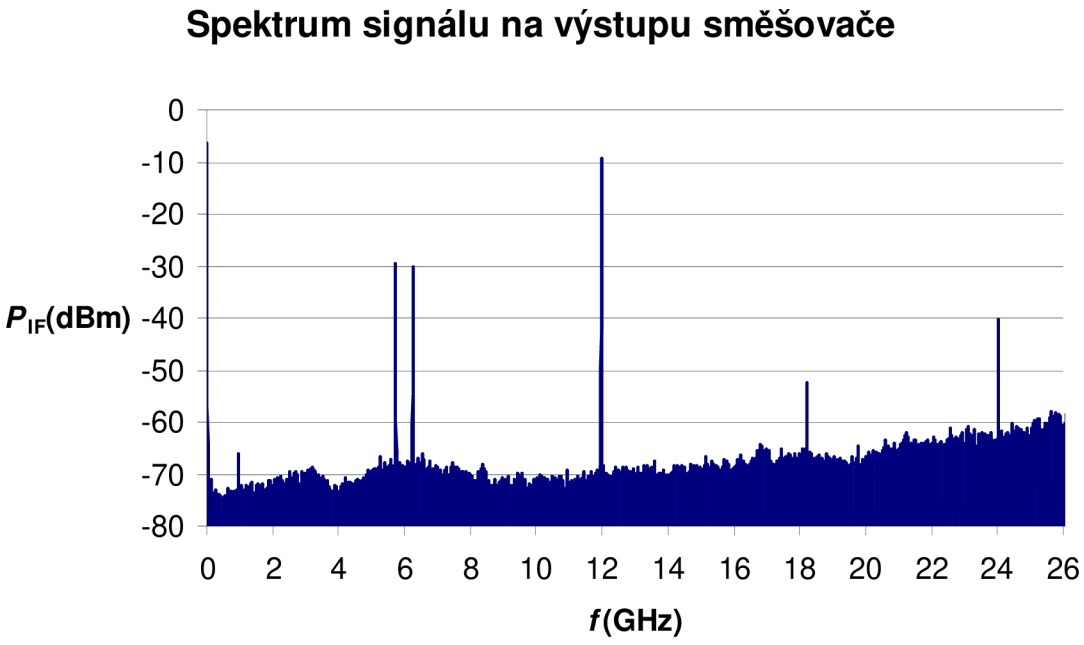
Pomocí dvou generátorů signálu a spektrálního analyzátoru byla ověřena činnost směšovače v nelineárním režimu.

Původně navržený směšovač má ve výstupním přizpůsobovacím obvodě rezistor s odporem 18 Ω, který zároveň zvyšuje stabilitu. Z naměřených hodnot přenosu s_{21} (obr. 6.10) a také změřením výstupního spektra bylo zjištěno, že zisk směšovače je nižší než se předpokládalo a směšovač je stabilní. Postupně byla zmenšena hodnota rezistoru zajišťujícího stabilitu až na 1 Ω. Tím dochází k nárůstu zisku směšovače, ale současně dochází ke změnám v přizpůsobení, zejména ve výstupním přizpůsobovacím obvodě. Vzrůst zisku daný odtlumením směšovače je výrazně vyšší, než pokles zisku daný zhoršujícím se přizpůsobením. I s rezistorem 1 Ω zůstává směšovač stabilní. Odtlumením směšovače narostl celkově zisk přibližně o 2 dB. Další charakteristiky jsou uvedeny pro verzi směšovače s tlumícím rezistorem s hodnotou pouze 1 Ω.

Výstupní spektrum směšovače pro napětí V_{GS} = -0,45V, V_{DS} = 2,75 V, P_{RF} = -30dB a P_{LO} = -4,4 dBm a je na obr. 6.12. Výstupní spektrum je mírně zkreslené kmitočtově závislým útlumem na připojených kabelech a přídavném kondenzátoru na výstupu směšovače, který sloužil k oddělení stejnosměrné složky od vstupu spektrálního analyzátoru.

Úroveň RF a IF složky signálu se na výstupu směšovače liší přibližně o 0,5 dB. Po průchodu pásmovou zádrží popsanou v kapitolách 5.6 a 6.1 by tedy měl být RF signál s kmitočtem 6,25 GHz potlačen na výstupu přibližně o 20 dB oproti požadované složce s kmitočtem 5,75 GHz. Signál LO s kmitočtem 12 GHz má (při výše zmíněných vstupních parametrech) na výstupu úroveň o 4,2 dB nižší než na vstupu směšovače. Po

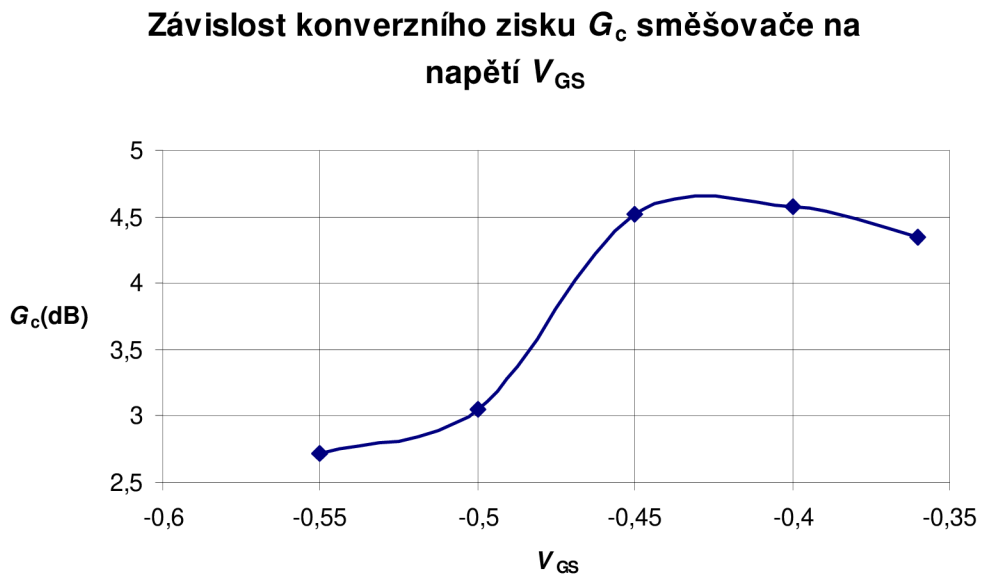
průchodu dolní propustí (kapitoly 5.4 a 6.2) která má na kmitočtu 12 GHz útlum přibližně 60 dB by byl tento signál dostatečně potlačen.



Obr. 6.12: Výstupní spektrum směšovače

Dále byly proměřeny závislosti konverzního zisku na výkonu signálu P_{LO}, P_{RF} a na napětí V_{GS}. Na kmitočtech 5,75 GHz, 6,25 GHz a 12 GHz byly změřeny i útlumy kabelů a přídavného vedení s kondenzátorem, který zajišťoval oddělení stejnosměrné složky od vstupu spektrálního analyzátoru a všechna dále uváděná měření na směšovači prošla korekcí. Uváděné výkony a konverzní zisk se tedy vztahují ke vstupům a výstupu směšovače.

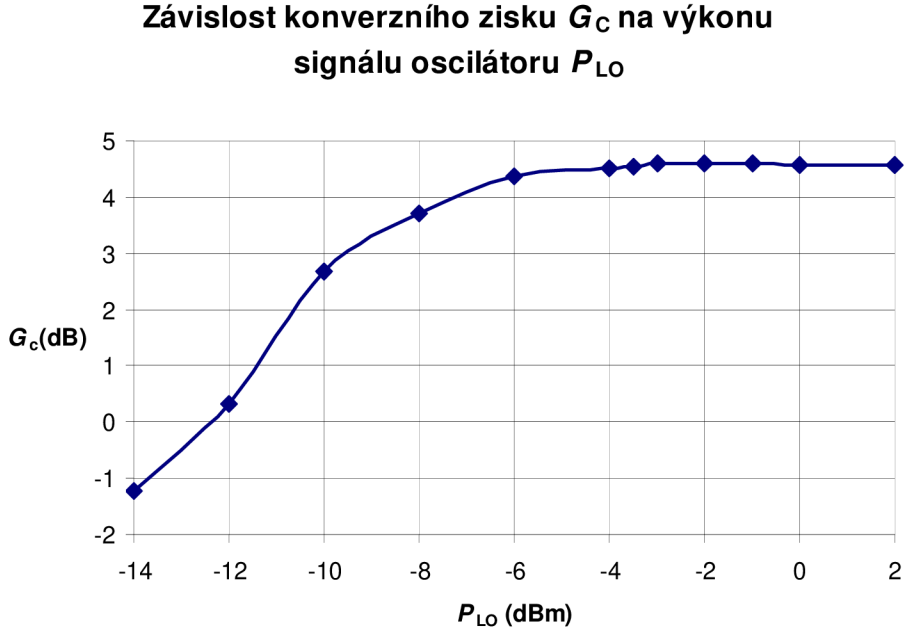
Závislost konverzního zisku směšovače na stejnosměrném napětí V_{GS} je na obr. 6.13. Měření bylo provedeno pro P_{RF} = -30 dBm, P_{LO} = -4,4 dBm, V_{DS} = 2,75 V. Statickým měřením stejnosměrného bodu bylo zjištěno, že při napětí V_{GS} = -0,45 V protéká přibližně proud $I_D \approx$ 1mA. Jedná se tedy přibližně o prahové napětí, kdy se právě začíná tranzistor otevírat. To odpovídá i nelineárnímu modelu tranzistoru a teoretickým předpokladům uvedeným v kapitole 5.3.2.



Obr. 6.13: Závislost konverzního zisku na napětí V_{GS}

Z charakteristik je patrné, že napětí V_{GS} by se mělo pohybovat v rozmezí -0,45 až -0,4 V. Pro další měření byly použity hodnoty V_{GS} = -0,45 V a V_{DS} = 2,75 V.

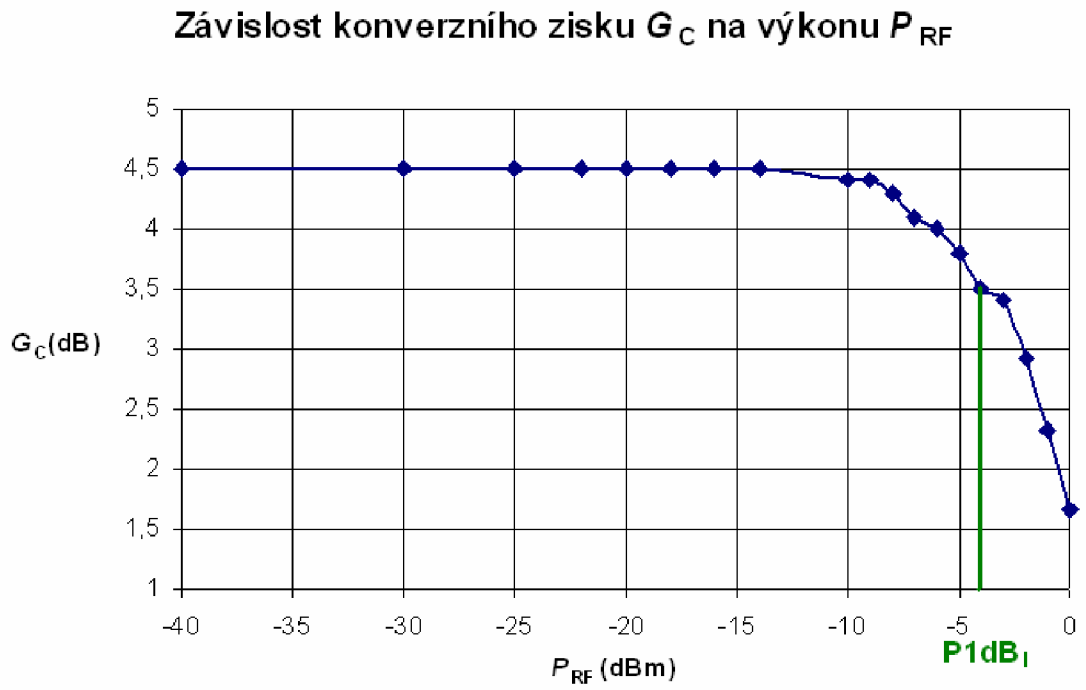
Na obrázku 6.14 je uvedena závislost konverzního zisku G_C na výkonu signálu P_{LO}, pro P_{RF} = -30 dBm. Z této charakteristiky je možné přibližně určit optimální výkon signálu z lokálního oscilátoru P_{LO} = -6 dBm. Při dalším zvyšování výkonu P_{LO} nad tuto hodnotu už konverzní zisk téměř neroste. Optimální hodnota určená pomocí nelineárního modelu byla P_{LO} = -4 dBm a od naměřených hodnot se téměř neliší.



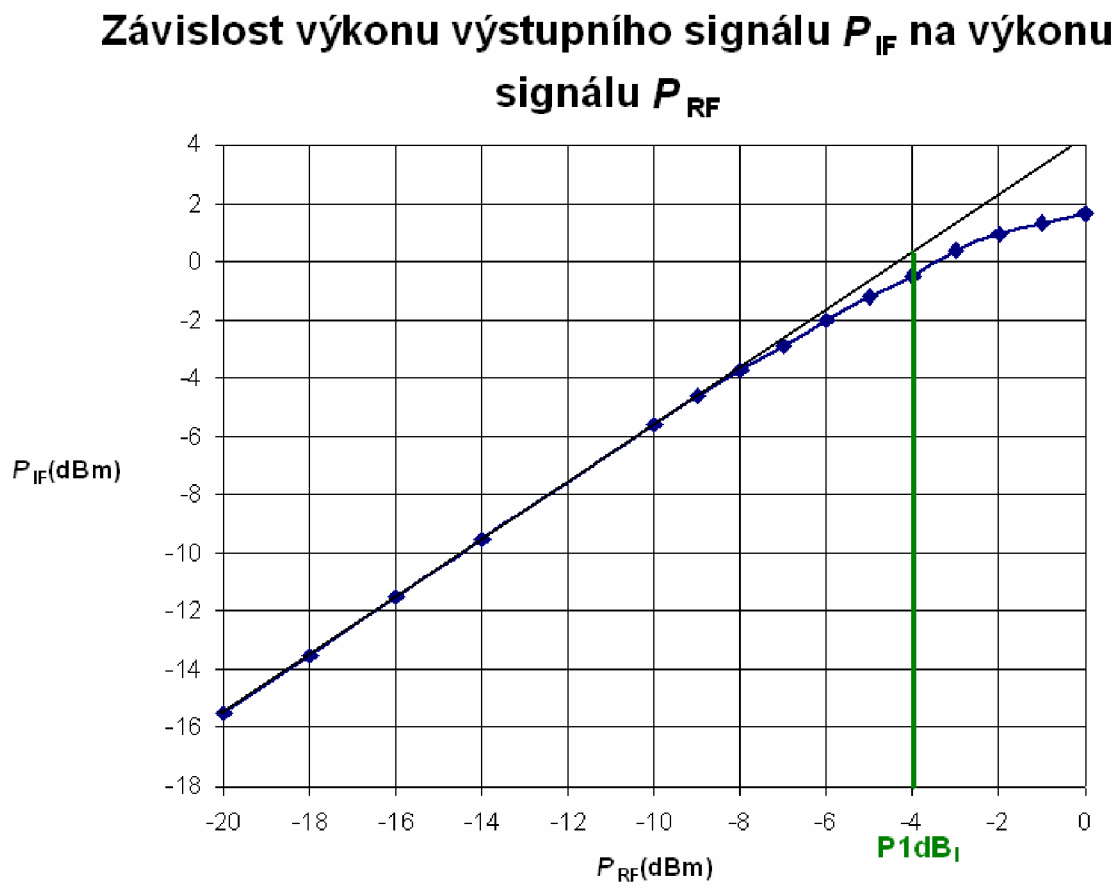
Obr. 6.14: Závislost konverzního zisku na výkonu oscilátoru P_{LO}

Dále byla proměřena závislost výkonu výstupního P_{IF} a konverzního zisku G_C na výkonu signálu P_{RF} . Tyto závislosti jsou na obr. 6.15 a 6.16. Vstupní bod jednodecibelové komprese má hodnotu přibližně $P1DB_I$ = -4 dBm. Pomocí nelineárního modelu byla obdržena hodnota $P1dB_I$ = -20,5 dBm, která se velmi liší od prakticky změřených hodnot. Částečně to je dáno tím, že teoretický zisk směšovače byl vyšší než jeho zisk změřený. Hlavní příčina této velké odchylky však pravděpodobně bude v nepřesnosti modelování komprese u nelineárního modelu.

Dosažený zisk směšovače je 4,5 dB, což je oproti teoretickým 8,4 dB nižší hodnota. Odchylka je daná z části horším přizpůsobením. Mohla by také být částečně způsobena nepřesností nelineárního modelu.



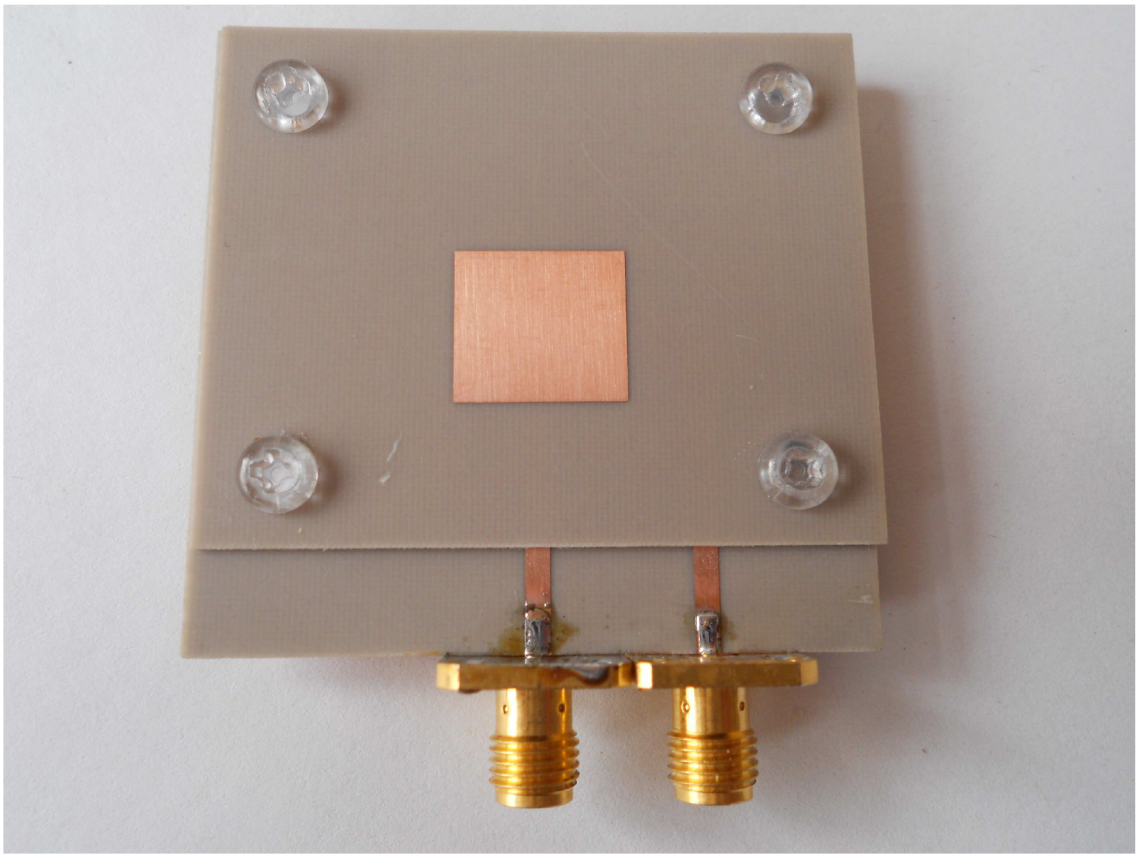
Obr. 6.15: Závislost konverzního zisku na výkonu přijímaného signálu P_{RF}



Obr. 6.16: Závislost výkonu výstupního signálu P_{IF} na výkonu signálu P_{RF}

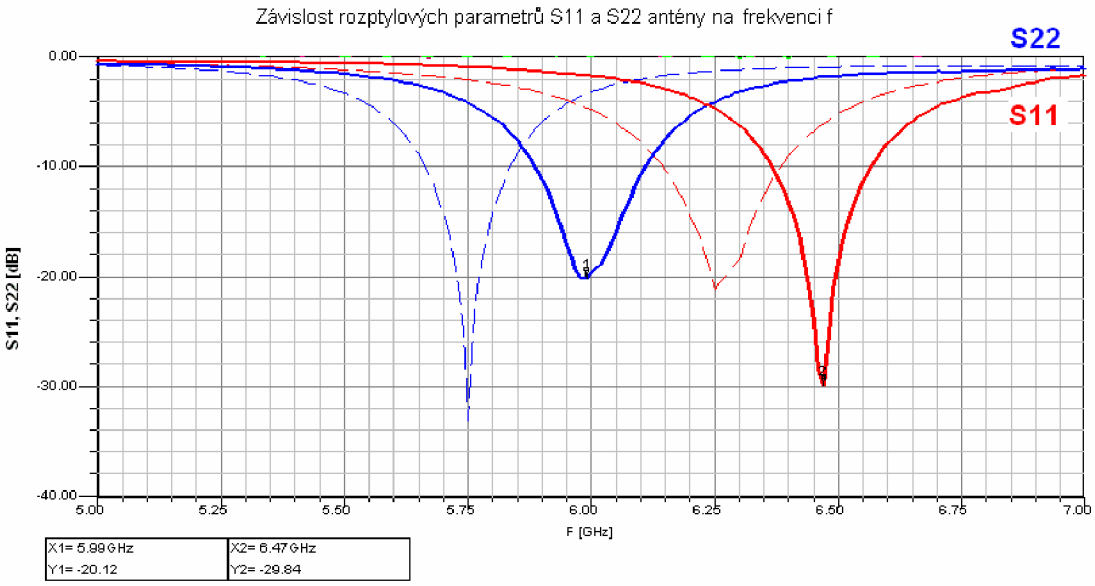
6.4 Parametry antény

Navržená anténa byla realizována. Vlastní zářič je umístěn na samostatném substrátu, který je ke spodnímu substrátu s napájecími vedeními uchycen pomocí plastových šroubů. Mechanické uspořádání je patrné z obr. 6.16.



Obr. 6.17: Realizace antény

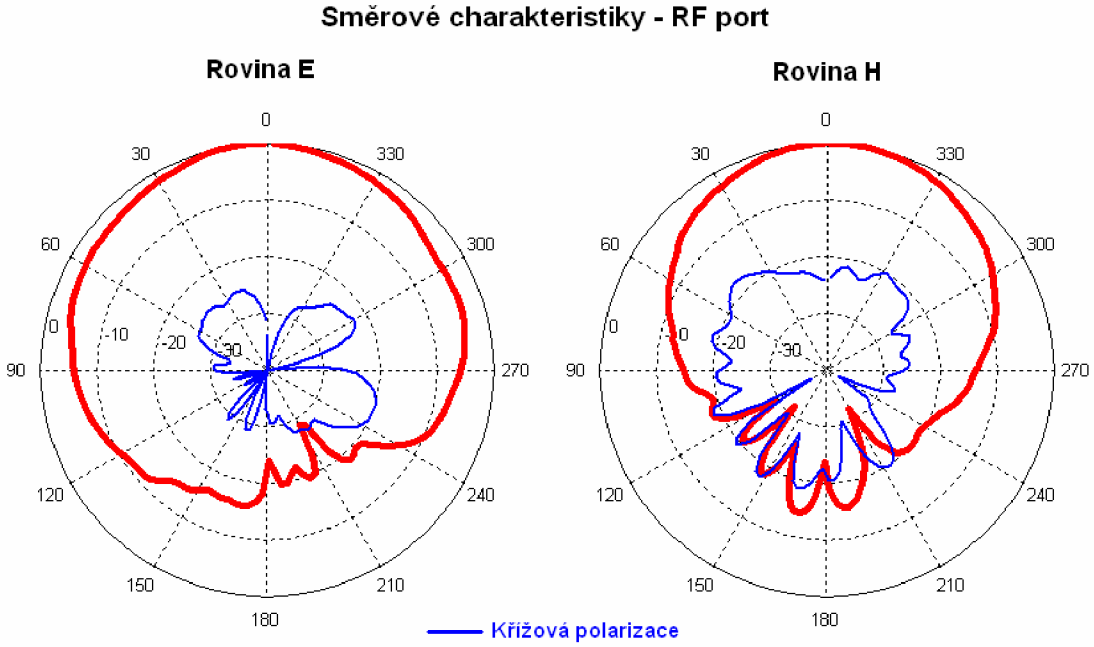
Změřené rozptylové parametry antény jsou na obr. 6.17. Přerušovanou čarou jsou vyznačeny teoretické hodnoty získané simulací v programu Ansoft designer. Přizpůsobení je velmi dobré a hodnoty minim rozptylových parametrů s_{11} a s_{22} přibližně odpovídají předpokladům na základě simulací. Mírným posunem horního substrátu vzhledem ke spodnímu substrátu by bylo možné v případě potřeby přizpůsobení dále upravit.



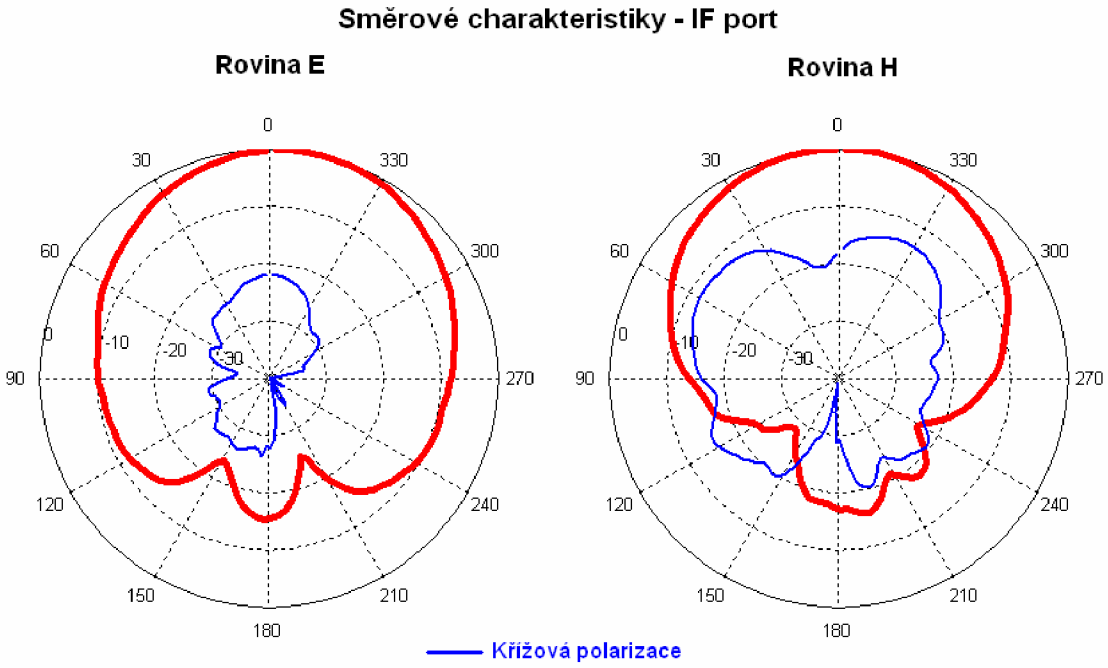
Obr. 6.18: Rozptylové parametry antény

Oba rezonanční kmitočty antény jsou však posunuty o přibližně 250 MHz k vyšším kmitočtům, než jsou kmitočty požadované.

Směrové charakteristiky v dB (vůči maximu) pro kmitočty na kterých bylo dosaženo nejlepšího přizpůsobení jsou na obr. 6.18 a 6.20.



Obr. 6.19: Směrové charakteristiky RF port



Obr. 6.20: Směrové charakteristiky IF port

Pomocí referenčních měření byl určen zisk antény jako 6,0 dBi pro IF port i pro RF port. Zisk určený pomocí programu CST Microwave studio je 6,8 dBi pro oba porty.

Aby došlo k poklesu rezonančních frekvencí na požadované kmitočty je potřeba zvětšit rozměry flíčku. Nově navržené rozměry flíčku jsou L = 13,25 mm a W = 12,1 mm. S těmito hodnotami klesnou rezonanční frekvence flíčku přibližně o 250 MHz. Po vyrobení by tedy měl flíček pracovat přibližně s požadovanými rezonančními frekvencemi 6,25 GHz a 5,75 GHz. Přesahy pahýlů napájecího vedení do kolmého průmětu flíčku do roviny napájecích vedení zůstavají stejné: 2,05 mm pro IF port a 1,9 mm pro RF port.

6.4.1 Vliv reálných antén na výsledné charakteristiky

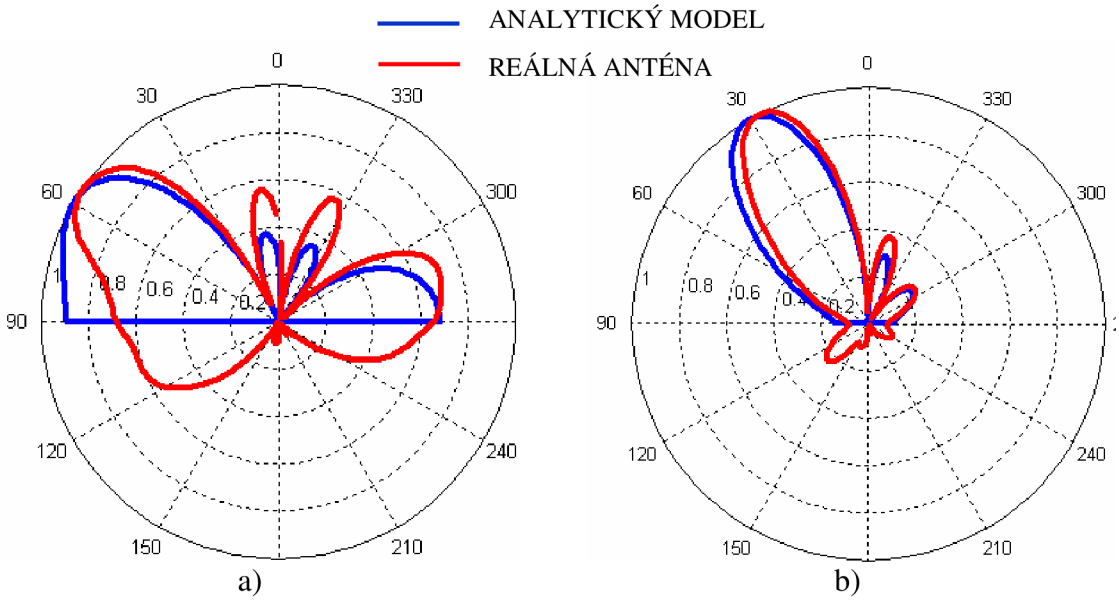
Změřené směrové charakteristiky byly využity k odhadu vlivu reálných flíčkových antén na výsledné charakteristiky odrazné plochy cíle celého retrodirektivního anténního pole. U této analýzy je předpokládáno, že po doladění antény na požadované kmitočty zůstanou směrové charakteristiky přibližně stejné.

Charakteristiky z obrázků 6.18 a 6.19 byly převedeny z decibelové míry do míry odpovídající intenzitě elektrického pole a dále byly zpracovány v programu MATLAB. V analytickém modelu celého retrodirektivního anténního pole, který byl popsán v kapitole 5.1., byl analytický model flíčkové antény nahrazen změřenými směrovými charakteristikami. Oba případy (vycházející z analytického modelu antény a vycházející ze změřených charakteristik) byly porovnány.

Vzhledem k orientaci flíčkové antény vůči rovině ve které je zajišťována retrodrektivita, mají na výsledné charakteristiky odrazné plochy cíle vliv směrová charakteristika v rovině E pro IF port a směrová charakteristika v rovině H pro RF port.

Normované bistatické charakteristiky odrazné plochy cíle pro oba případy jsou na obr. 6.21. Oproti teoretickému průběhu jsou patrné vyšší úrovně nežádoucích bočních laloků. Příčinou je zejména to, že směrové charakteristiky změřené antény jsou oproti analytickému modelu užší. Při vyšších úhlech dopadající vlny (obr. 6.21 a)) má hlavní lalok nižší úroveň, než podle analytického modelu a to se projeví na relativním zvětšení bočních nežádoucích laloků, které přibližně směřují do směru maxima vyzařovací charakteristiky flíčkové antény.

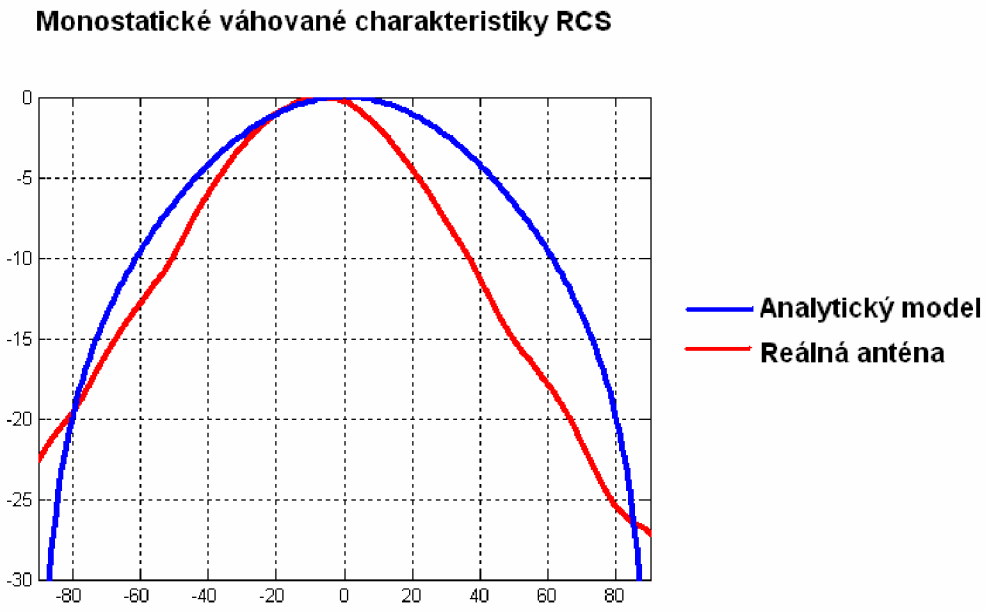
Z obr. 6.21 je také patrná úhlová odchylka mezi analytickým modelem a modelem uvažujícím reálné antény. Tato odchylka je způsobena z velké části nesymetrií směrové vyzařovací charakteristiky pro IF port v rovině E. Další příčinou jsou opět užší směrové charakteristiky reálné antény oproti jejímu analytickému modelu. Tím dochází k jevu zvanému beam pulling (kapitola 2.5).



Obr. 6.21: Normovaná bistatická charakteristika odrazné plochy cíle pro úhel, pod kterým na retrodirektivní anténní pole přijímaná vlna dopadá: a) 60°, b) 30°.

Nesymetrie směrové vyzařovací charakteristiky pro IF port v rovině E je patrná zejména na normované monostatické charakteristice odrazné plochy cíle, která je na obr. 6.22. Celá charakteristika uvažující reálné antény je vůči teoretické charakteristice posunutá. Celkové posunutí charakteristik by však bylo možné kompenzovat natočením celého retrodirektivního pole v prostoru o potřebný úhel.

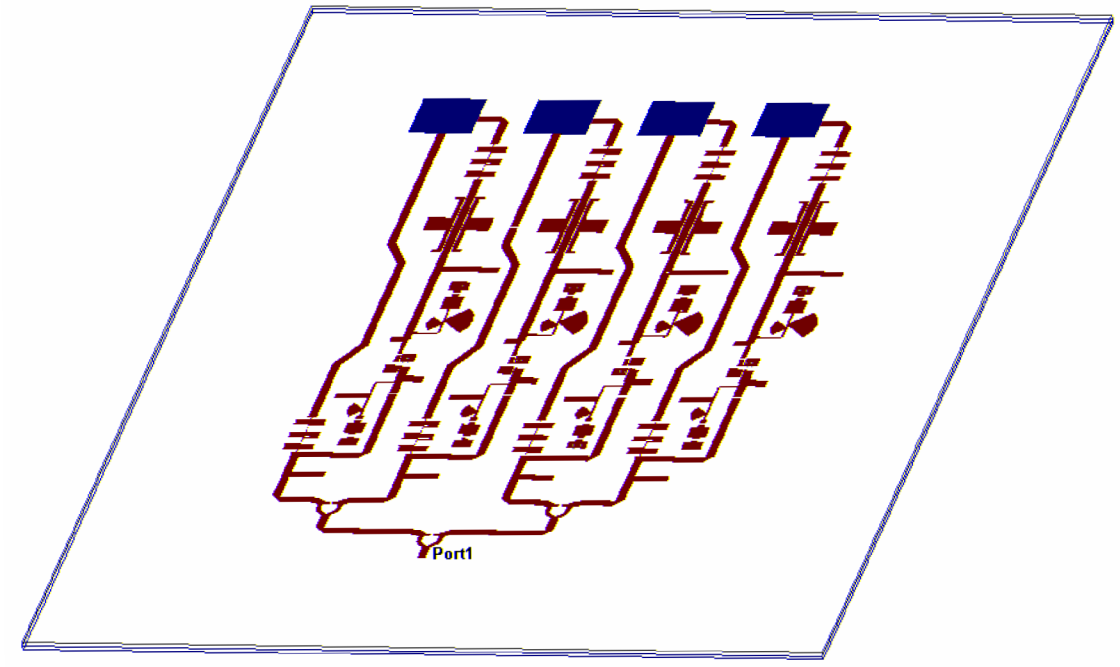
Všechny analýzy uvedené této kapitole jsou pouze přibližné. Největším zdrojem odchylky průběhů s reálnými anténami od průběhů vycházejících z analytického modelu flíčkové antény jsou užší směrové charakteristiky reálných antén. To je způsobeno zejména konečnou zemní plochou. Při výrobě celého retrodirektivního anténního pole by je možné očekávat zlepšení charakteristik oproti zde uváděným průběhům, protože antény které se nenacházejí na okraji anténní řady mají kolem sebe větší zemní plochu a proto se jejich směrové vyzařovací charakteristiky budou více přibližovat charakteristikám analytického modelu.



Obr. 6.22: Normovaná monostatická charakteristika odrazné plochy cíle – porovnání

7 CELKOVÉ USPOŘÁDÁNÍ

Vzhled kompletního retrodirektivního pole po spojení všech bloků je na obr. 7.1. Po celou dobu návrhu byl kladen důraz na to, aby vzdálenosti mezi středy antén nepřekročily hodnotu $\lambda_{RF}/2$ a nedocházelo tak ke vzniku difrakčních smyček. Před výrobou retrodirektivního pole jako celku by bylo nutné vyrobit a ověřit správnou funkci nové verze flíčkové antény s upravenými rozměry.



Obr. 7.1: Vzhled retrodirektivního anténního pole

ZÁVĚR

Cílem tohoto projektu bylo stručně popsat jednotlivé základní typy retrodirektivních anténních polí, jejich jednotlivé části a principy na kterých pracují a dále zvolit vhodnou strukturu pro budoucí realizaci a navrhnout vybraný typ elementárního zářiče a všechny potřebné signálové obvody a jejich vlastnosti ověřit simulacemi ve vhodném programu a praktickou realizací celého retrodirektivního anténního pole.

Prvním krokem návrhu bylo vytvoření analytického modelu retrodirektivního anténního pole v programu MATLAB. Pomocí tohoto modelu je možné ověřit vliv vzdáleností mezi jednotlivými anténami, použitých kmitočtů a typu elementární antény na výsledné charakteristiky a vlastnosti celého anténního pole. Z hlediska základní teorie je kmitočet vlny vysílané a přijímané retrodirektivním anténním polem totožný. Také většina dříve publikovaných retrodirektivních anténních polí používá pro vysílání a příjem pouze mírně odlišné kmitočty (např. v [16] a [17] je to 5,99 GHz a 6,01 GHz) a využívají vyvážených struktur s dvojící směšovačů pro každou anténu. Tato teorie však uvažuje ideální zářiče, které do požadované poloroviny vyzařují jako všesměrové zářiče. Použití reálných antén místo ideálních elementárních zářičů však způsobuje úhlovou chybu BPE (viz. kapitola 2.6). Tuto chybu je možné částečně kompenzovat pokud je pro vlnu vysílanou retrodirektivním anténním polem použit nižší kmitočet než pro příjem. Pomocí modelování těchto vlivů v programu MATLAB, byly určeny vhodné kmitočty pro vlnu vysílanou anténním polem tvořeným flíčkovými anténami s odlišnou polarizací pro vysílání a příjem jako $f_{IF} = 5{,}75$ GHz a $f_{RF} = 6{,}25$ GHz. Díky tomu, že tyto kmitočty jsou poměrně vzdálené, je možné použít k potlačení nežádoucích signálů filtry. Ke každé anténě pak stačí použít k otáčení fáze pouze jeden směšovač.

Na základě těchto informací byla pro návrh a budoucí realizaci zvolena struktura, která se skládá z antény, směšovače, dvou dolních propustí a jedné pásmové zádrže, slučovače signálu přijatého anténou a signálu z lokálního oscilátoru. Blokové schéma této struktury je na obr. 5.6.

Byly navrženy jednotlivé bloky této struktury a provedena jejich analýza pomocí programu Ansoft Designer a v případě antény i programu CST Microwave Studio. Také byl navržen Wikinsonův dělič výkonu pro 12 GHz, který slouží k rozdělení signálu z lokálního oscilátoru k jednotlivým elementům výsledného anténního pole.

Z hlediska simulací v programu Ansoft Designer vykazují navržené bloky správnou funkci. Jelikož celé zařízení pracuje na vysokých kmitočtech a je citlivé na přesné rozměry jednotlivých vedení a použitých součástek, byly vyráběny jednotlivé bloky zvlášť na zkušební desce, aby mohly být zjištěny jejich parametry a případně provedeny potřebné úpravy.

U všech filtrů bylo dosaženo požadovaných vlastností. Také slučovač signálů spolu se směšovačem vykazují správnou funkci. Dosažený zisk směšovače je 4,5 dB. Zlepšením přizpůsobení zejména na výstupu směšovače by bylo možné tuto hodnotu mírně zvýšit. Aktivní směšovače používané v retrodirektivních polích uvedené v [13] mají konverzní zisk v rozsahu 5-6 dB. Vstupní bod jednodecibelové komprese má

u směšovače realizovaného v této práci hodnotu přibližně $P1DB_I$ = -4 dBm. Potlačení nežádoucí složky pomocí navrženého filtru přibližně o 20 dB odpovídá vyváženým strukturám se směšovači uvedenými v [13]. V případě směšovače uvedeného v této práci se však jedná o relativně jednoduchou strukturu. Díky menší prostorové náročnosti lze snadno dodržet podmínku vzdálenosti mezi středy antén $\lambda_{RF}/2$, aniž by bylo potřeba používat substráty s vysokou permitivitou.

U navržené elementární flíčkové antény došlo k významnému frekvenčnímu posuv rezonančních frekvencí směrem k vyšším kmitočtům. Před výrobou celého retrodirektivního anténního pole by bylo potřeba upravit rozměry zářiče a ověřit měřením správnou funkci. Přizpůsobení antény je však vyhovující. Výhodou antény je, že využívá k napájení elektromagnetickou vazbu s napájecími vedeními a vlastní zářiče jsou umístěny na jiném substrátu. To umožňuje relativně snadné modifikace v případě možných nevyhovujících vlastností.

LITERATURA

[1] FUSCO, Vincent F.; KARODE, Shyam. *Self-phasing antenna array techniques for mobile communications applications* [online], 1999 [cit. 2011-3-10]. Dostupný z WWW:

< http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00815895&tag=1>

[2] GUO, Y. C.; SHI, X. W., CHEN L. *Retrodirective array technology* [online], 2008 [cit. 2011-3-21]. Dostupný z WWW: < http://www.jpier.org/PIERB/pierb05/10.08021704.pdf>

[3] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení*. 1. vyd. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav Radioelektroniky, 2006. 133 s. ISBN 80-214-3301-9.

[4] LEONG, Kevin; ITOH, Tatsuo. *Active retrodirrective arrays* [online], [cit. 2011-3-26]. Dostupný z WWW: < http://www.rish.kyoto-u.ac.jp/jusps/P15.pdf >

[5] PROKOP Jaroslav; VOKURKA Jaroslav. *Šíření elektromagnetických vln a antény*. 1. vyd. Praha : SNTL – Nakladatelsví technické literatury, 1980. 388 s.

[6] MILLIGAN, Thomas A. *Modern Antenna Design*. 2.vyd. Hoboken : John Wiley & Sons, 2005, 614 s. ISBN-13 978-0-471-45776-3.

[7] BALANIS, Constantin A. *Antenna Theory*. 3.vyd. Hoboken : John Wiley & Sons, 2005, 1165 s. ISBN- 0-471-66782-X.

[8] ORFANIDIS, Sophocles J. *Electromagnetic Waves and Antennas* [online], 2008

[cit. 2011-4-2]. Dostupný z WWW: < http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>

[9] ALLGON. *Basics of Dual Polarized Antennas* [online], [cit. 2011-4-2].

Dostupný z WWW: <http://paginas.ispgaya.pt/~jml/dual_polar.pdf>

[10] HSIEH, Sung-Nien; CHU, Tah-Hsiung. *Linear Retro-Directive Antenna Array Using 90° Hybrids* [online], 2008 [cit. 2011-4-4].

Dostupný z WWW: < http://ntur.lib.ntu.edu.tw/bitstream/246246/148446/1/15.pdf>

[11] PROKEŠ, Aleš. *Rádiové přijímače a vysílače*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 174s.

[12] HOFFMANN, Karel; HUDEC Přemysl; SOKOL, Vratislav. *Aktivní mikrovlnné obvody* 2. vyd. Praha : České vysoké učení technické v Praze Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2009. 200 s. ISBN 978-80-01-04226-7.

[13] CHEN, L.; GUO, Y. C. et al. *Overview on the Phase Conjugation Techniques of the Retrodirective Array* [online], 2010 [cit. 2011-4-15].

Dostupný z WWW: < downloads.hindawi.com/journals/ijap/2010/564357.pdf>

[14] POBANZ C.W. ; ITOH T. *A conformal retrodirective array for radar applications using a heterodyne phased scattering element* [online],1995 [cit. 2011-4-26]. Dostupný z WWW:

< http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=405902 >

[15] GOSHI, D. S.; LEONG K. M. K. H.; ITOH T. *A scheme for hardware reduction in wireless retrodirective transponders* [online], 2006 [cit. 2011-4-26]. Dostupný z WWW: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4014979>

[16] MIYAMOTO R. Y.; QIAN Y.; ITOH T. *An active integrated retrodirective transponder*

for remote information retrievalon-demand [online], 2001 [cit. 2011-4-26]. Dostupný z WWW: < http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=942580>

[17] MIYAMOTO R. Y.; QIAN Y.; ITOH T. *Retrodirective array using balanced quasi-optical FET mixers with conversion gain* [online], 1999 [cit.. 2011-4-26]. Dostupný z WWW:

< http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=779846>

[18] DIDOMENICO Leo D.; REBEIZ Gabriel M. *Digital Communications Using Self-Phased Arrays* [online], 2001 [cit. 2011-4-26]. Dostupný z WWW:

< http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=915442 >

[19] LEONG Kevin M. K. H.; WANG Yanxun. ITOH Tatsuo.*A Full Duplex Capable Retrodirective Array System for High-Speed Beam Tracking and Pointing Applications* [online], 2004 [cit. 2011-4-29]. Dostupný z WWW:

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=01295147>

[20] ORBAN D.; MOERNAUT G. J. K. *The Basics of Patch Antennas* [online], 2009 [cit.. 2011-11-19]. Dostupný z WWW:

< http://www.orbanmicrowave.com/The_Basics_Of_Patch_Antennas.pdf>

[21] TOH Bee Y., FUSCO Vincent F. *Assessment of Performance Limitations of PON Retrodirective Arrays* [online], 2002 [cit.. 2011-11-27]. Dostupný z WWW:

< http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1137539 >

[22] PON Chudl Y. *Retrodirective Array Using the Heterodyne Technique* [online], 1964 Dostupný z WWW: < http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1138191>

[23] RAIDA, Zbyněk. *Počítačové řešení komunikačních systémů* [online]. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006 [cit. 2009-11-29]. Dostupný z WWW: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/brks/index.htm> .

[24] SWICK, Gregory M. *An Electromagnetically Coupled Variable Position Feedline Within A Two Layer Microstrip Antenna* [online], 2001 [cit. 2012-03-23] Dostupný z WWW: <http://technology.niagarac.on.ca/staff/gswick/>

[25] AVAGO TECHNOLOGIES. *ATF-36163 datasheet* [online], 2008 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z WWW: < http://www.avagotech.com>.

[26] ANSOFT CORPORATION. *FET – GaAs MESFET and HEMT Model* [online], 2009 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z WWW:

<http://www.elektronikschule.de/~krausg/Ansoft/Ansoft_Serenade/help/harmonica/nl_fetme.pdf>

[27] AVAGO TECHNOLOGIES. *L and S band Amplifiers usány the ATF-36163 Low Noise PHEMT* [online], 2010 [cit. 2011-12-12]. Dostupné z WWW:

< http://www.avagotech.com>.

[28] KOSSEL, Marcel; STEINER Guido et. al. *A Gate Mixer and an Image Rejection Mixer for Wireless ATM* [online], 1997 [cit. 2011-12-15]. Dostupné z WWW:

< http://www2.ife.ee.ethz.ch/~endnote/publications/M+RF97.pdf>

[29] WHITE, Joseph F. *High Frequency Techniques*. Hoboken : John Wiley & Sons, 2004, 502 s. ISBN 0-471-45591-1.

[30] SAXENA Shefali, PORWAL Shikha, SONI Komal et. al. *Analysis and Design of Bandstop Filter using E–Shaped Dual Mode Resonator* [online], 2009 [cit. 2011-12-22].

Dostupné z WWW: < http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5385961 >

[31] SVAČINA Jiří. *Mikrovlnná integrovaná technika* 1. vyd. Brno : Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav Radioelektroniky, 2008. 125 s. ISBN 978-80-214-3751-7.

[32] HARTY, Daniel D. *Novel Design of a Wideband Ribcage-Dipole Array and Its Feeding Network* [online], 2010, [cit. 2012-3-24]. Dostupné z WWW:

<http://www.wpi.edu/Pubs/ETD/Available/etd-011411-110214/>

SEZNAM PŘÍLOH

A Analytický model retrodirektivního anténního pole pro MATLAB **91**

B Analýza BPE pomocí programu MATLAB **96**

C Parametry Raytheon - Statz modelu tranzistoru ATF-36163 **98**

D Model pouzdra ATF - 36163 **99**

E Schéma směšovače 1 **100**

F Schéma směšovače 2 **101**

G Dolní propust **102**

G.1 Schéma 102

G.2 Vzhled 103

H Schéma slučovače signálů LO a RF **104**

I Wilkinsonův dělič výkonu – schéma **105**

A ANALYTICKÝ MODEL RETRODIREKTIVNÍHO ANTÉNNÍHO POLE PRO MATLAB

```
close all;
clear all;
clc;

%----------------------bistaticka smer. char.-------------------------

th = -179:1:180;  %uhel pod kterym zkoumame smerovou char. ve stupnich
alfa =30;         %uhel dopadajici vlny ve stupnich
f_rf = 6.25e09;   %frekvence v Hz prijmane vlny
f_if = 5.75e09;   %frekvence v Hz vysilane vlny

c = 299792458;    %rychlost svetla ve vakuu
lambda_rf = c/f_rf;
lambda_if = c/f_if;
d = 0.5*lambda_rf;   %vzdalenosti anten v metrech

k_rf = 2*pi/lambda_rf;
k_if = 2*pi/lambda_if;
th = th*pi/180;
alfa = alfa*pi/180;

F0i = ones(size(th));           %izotropni zaric
F0i = abs(F0i/(max(F0i)));

%---------------------------mikropaskova antena----------------------

er = 3.38; %relativni permitivita
L = (0.5*lambda_if)/sqrt(er), %delka
W = (0.5*lambda_rf)/sqrt(er), %sirka

vx = (W/lambda_rf) * sin(th); %normalizovane vlnove cislo pro rovinu E

%Smer. char. v rovine E:
F0E = abs(cos(pi*vx));
F0E_alfa = abs(cos(pi*((W/lambda_rf)*sin(alfa))));

vy = (W/lambda_if) * sin(th); %normalizovane vlnove cislo pro rovinu H

%smer char v rovine H
F0H = abs(cos(th).*(sin(pi*vy)./(pi*vy)));
vy_a = (W/lambda_if)*sin(alfa);
F0H_alfa = abs(cos(alfa).*(sin(pi*vy_a)./(pi*vy_a)));

for i=-179:1:180,
    if(abs(i)>90),
        F0E(i+180) = 0;
```

```
        F0H(i+180) = 0;
        F0i(i+180) = 0;
    end;
end;



%-----------------------------------------------------------------------

%zobrazeni fazi potrebnych pro buzeni jednostlivych anten v rad
phase1 = (-k_rf*1.5*d*sin(alfa)),%*180/pi,
phase2 = (-k_rf*0.5*d*sin(alfa)),%*180/pi,
phase3 = (k_rf*0.5*d*sin(alfa)),%*180/pi,
phase4 = (k_rf*1.5*d*sin(alfa)),%*180/pi,


%skupinova funkce zareni:
Fsk = 2*cos(1.5*d*(k_if*sin(th)-
k_rf*sin(alfa)))+2*cos(0.5*d*(k_if*sin(th)-k_rf*sin(alfa)));

bistatickaE = abs(Fsk).*F0E*F0E_alfa; %vypocet smerove charakteristiky
- flickova antena - rovina E
bistatickaE = bistatickaE/(max(bistatickaE));
bistatickaH = abs(Fsk).*F0H*F0H_alfa; %vypocet smerove charakteristiky
-flicek - rovina H
bistatickaH = bistatickaH/(max(bistatickaH));
bistatickaHE = abs(Fsk).*F0E*F0H_alfa; %smerova charkteritika -
flickova antena - pro prijem a vysilani se pouziva opacna pollarizace
bistatickaHE = bistatickaHE/(max(bistatickaHE));
bistatickai = abs(Fsk/(max(Fsk))).*F0i; %vypocet smerove
charakteristiky - izotropni zaric

bE_dB = 20*log10(bistatickaE);
bH_dB = 20*log10(bistatickaH);
bHE_dB = 20*log10(bistatickaHE);
bi_dB = 20*log10(bistatickai);

%--------------------monostaticka smer. char.-----------------------
alfa = th;

%skupinova funkce zareni:
Fsk = 2*cos(1.5*d*(k_if*sin(th)-
k_rf*sin(alfa)))+2*cos(0.5*d*(k_if*sin(th)-k_rf*sin(alfa)));

monostatickaE = abs((Fsk)/max(Fsk)).*power(F0E,2);      %vypocet
smerove charakteristiky -flickova rovina E
monostatickaH = abs((Fsk)/max(Fsk)).*power(F0H,2);      %flicek rovina
H
monostatickaHE = abs((Fsk)/max(Fsk)).*F0H.*F0E;
monostatickai = abs((Fsk)/max(Fsk)).*power(F0i,2);      %izotropni
zaric


mE_dB = 20*log10(monostatickaE);
mH_dB = 20*log10(monostatickaH);
mHE_dB = 20*log10(monostatickaHE);
mi_dB = 20*log10(monostatickai);
```

```
%==============================grafy=================================

osa_x = th*180/pi;



figure(1);
    subplot(2,3,1);
    polar(th, bistatickaE),

    subplot(2,3,2);
    plot(osa_x, bistatickaE),
    title('Bistaticka smer.char. - flicek rovina E pro vysilani i
prijem');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    AXIS([-90 90 0 1]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,3);
    plot(osa_x, bE_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,4);
    polar(th, monostatickaE),

    subplot(2,3,5);
    plot(osa_x, monostatickaE),
    title('Monostaticka smer.char. - flicek rovina E pro vysilani i
prijem');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    AXIS([-90 90 0 1]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,6);
    plot(osa_x, mE_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

figure(2);
    subplot(2,3,1);
    polar(th, bistatickaH),

    subplot(2,3,2);
    plot(osa_x, bistatickaH),
    title('Bistaticka smer.char. - flicek rovina H pro vysilani i
prijem');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    AXIS([-90 90 0 1]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,3);
    plot(osa_x, bH_dB),
```

```
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,4);
    polar(th, monostatickaH),

    subplot(2,3,5);
    plot(osa_x, monostatickaH),
    title('Monostaticka smer.char. - flicek rovina H pro vysilani i
prijem');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    AXIS([-90 90 0 1]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,6);
    plot(osa_x, mH_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

figure(3);
    subplot(2,3,1);
    polar(th, bistatickai),

    subplot(2,3,2);
    plot(osa_x, bistatickai),
    AXIS([-90 90 0 1]);
    title('Bistaticka smer.char. - idealni zaric');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    GRID ON;

    subplot(2,3,3);
    plot(osa_x, bi_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,4);
    polar(th, monostatickai),

    subplot(2,3,5);
    plot(osa_x, monostatickai),
    AXIS([-90 90 0 1]);
    title('Monostaticka smer.char. - idealni zaric');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    GRID ON;

    subplot(2,3,6);
    plot(osa_x, mi_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

figure(4);
    subplot(2,3,1);
    polar(th, bistatickaHE),
```

```
    subplot(2,3,2);
    plot(osa_x, bistatickaHE),
    AXIS([-90 90 0 1]);
    title('Bistaticka smer.char. - flickova antena - pro vysilani i
prijem se pouziva opacna polarizace');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    GRID ON;

    subplot(2,3,3);
    plot(osa_x, bHE_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;

    subplot(2,3,4);
    polar(th, monostatickaHE),

    subplot(2,3,5);
    plot(osa_x, monostatickaHE),
    AXIS([-90 90 0 1]);
    title('Monostaticka smer.char. - flickova antena - pro vysilani i
prijem se pouziva opacna polarizace');
    xlabel = ('th(stupne)');
    ylabel = ('abs(F/Fmax)');
    GRID ON;

    subplot(2,3,6);
    plot(osa_x, mHE_dB),
    AXIS([-90 90 -30 0]);
    GRID ON;


%-------smerova charakteristika elementarniho zarice------------------
figure(5);
polar(th, F0i);

figure(6);

subplot(1,2,1);
polar(th, F0E);

subplot(1,2,2);
polar(th, F0H);

L,
W,
d,
```

B ANALÝZA BPE POMOCÍ PROGRAMU MATLAB

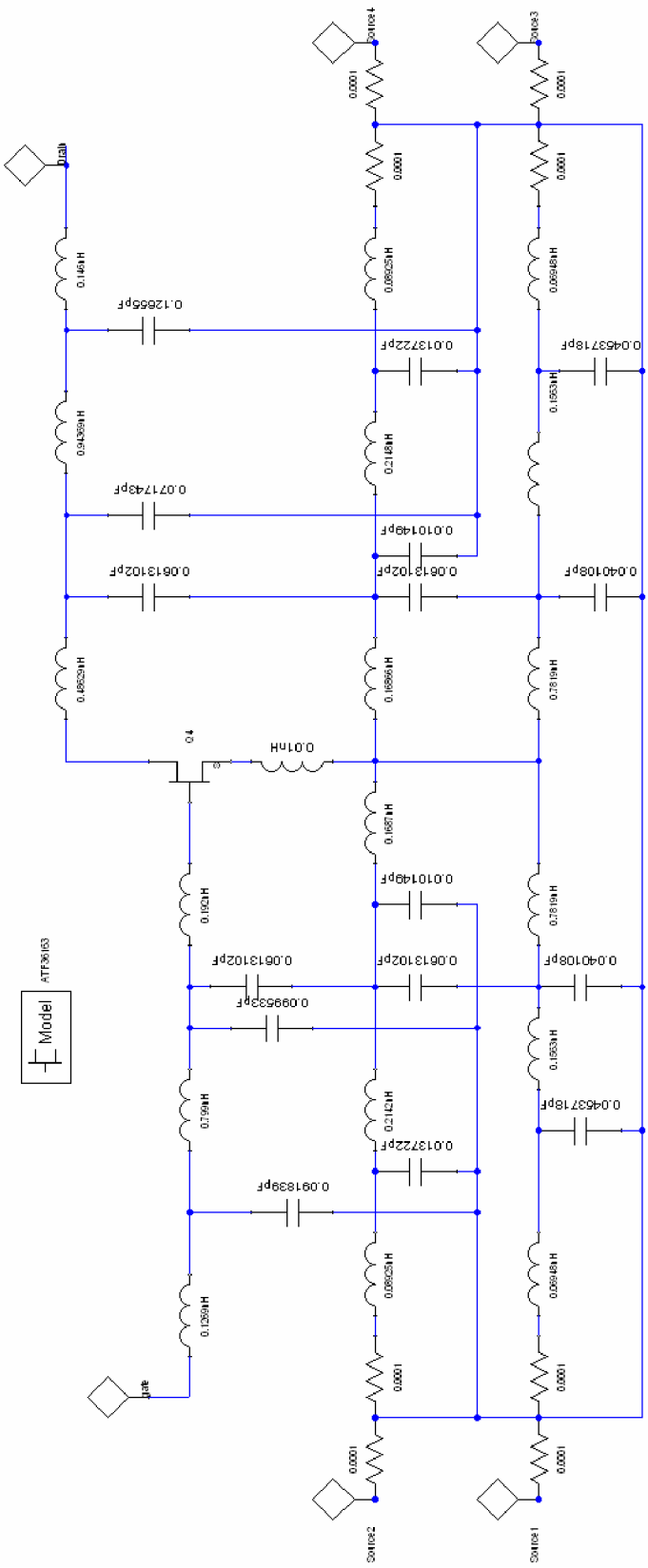
```
%---------------------bistaticka smer. char.--------------------------

th = -179.9:0.1:180;     %uhel pod kterym zkoumame smerovou char. ve
stupnich

f_rf = 6.25e09;          %frekvence v Hz prijmane vlny
f_if = 5.75e09;          %frekvence v Hz vysilane vlny

f_rf = 6e09;
f_if = 6e09;

c = 299792458;     %rychlost svetla ve vakuu
lambda_rf = c/f_rf;
lambda_if = c/f_if;
d = 0.499*lambda_rf;    %vzdalenosti anten v metrech

k_rf = 2*pi/lambda_rf;
k_if = 2*pi/lambda_if;
th = th*pi/180;
j = 1;
for alfa_deg = 0:0.1:90,

    alfa = alfa_deg*pi/180;

    %---------------------mikropaskova antena-------------------------

    %zadavani parametru:
    er = 3.38; %relativni permitivita
    L = (0.5*lambda_if)/sqrt(er); %delka
    W = (0.5*lambda_rf)/sqrt(er); %sirka


    vx = (W/lambda_rf) * sin(th); % normalizovane vlnove cislo pro
rovinu E

    %smer char v rovine E:
    F0E = abs(cos(pi*vx));
    F0E_alfa = abs(cos(pi*((W/lambda_rf)*sin(alfa))));

    vy = (W/lambda_if) * sin(th); % normalizovane vlnove cislo pro
rovinu H

    %smer char v rovine H:
    F0H = abs(cos(th).*(sin(pi*vy)./(pi*vy)));
    vy_a = (W/lambda_if)*sin(alfa);
    F0H_alfa = abs(cos(alfa).*(sin(pi*vy_a)./(pi*vy_a)));
```

```
    for i=-1799:1:1800,
        if(abs(i)>900),
            F0E(i+1800) = 0;
            F0H(i+1800) = 0;
            F0i(i+1800) = 0;
        end;
    end;

    %-----------------------------------------------------------------

    Fsk = 2*cos(1.5*d*(k_if*sin(th)-
k_rf*sin(alfa)))+2*cos(0.5*d*(k_if*sin(th)-k_rf*sin(alfa)));
%skupinova funkce zareni

    bistatickaHE = abs(Fsk).*F0E*F0H_alfa; %smerova charkteritika -
flickova antena - pro prijem a vysilani se pouziva opacna pollarizace
    bistatickaHE = bistatickaHE/(max(bistatickaHE));

    %======================vyhledavani uhlu maxima====================
    for i = 1:1:length(bistatickaHE),
        if bistatickaHE(i)==1;
            max_val(j) = th(i);
            osa_x(j) = alfa_deg;
            j=j+1;
        end;
    end;
end;

%================================grafy=================================

figure(1);
%    xlabel = ('th(stupne)');
%    ylabel = ('BPE(°)');
plot(osa_x, osa_x-max_val*180/pi, 'r');

GRID ON;
%hold on;
```

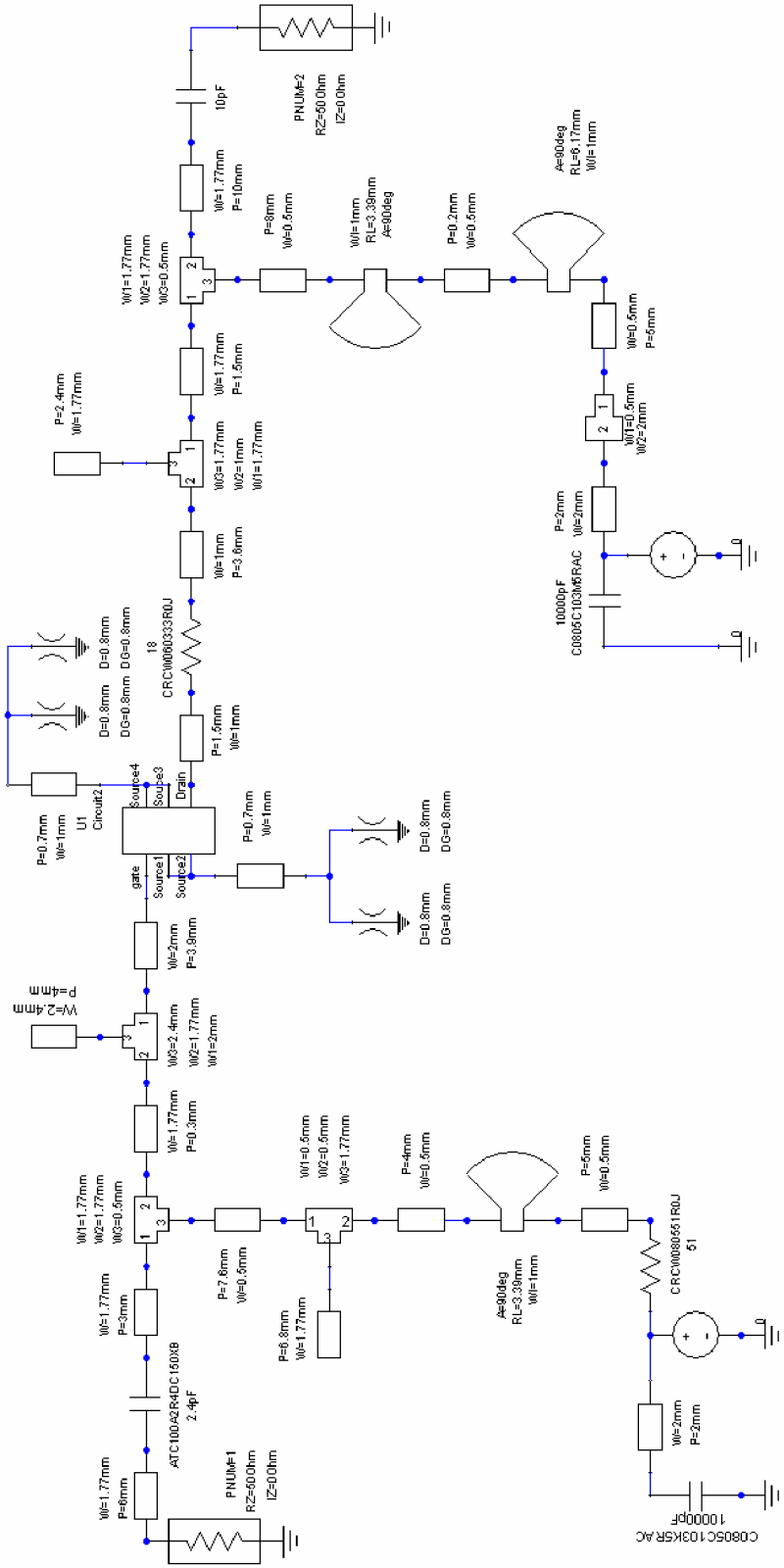
C PARAMETRY RAYTHEON - STATZ MODELU TRANZISTORU ATF-36163

Název v Ansoft Designeru	Hodnota	Jednotka
BETA	0,1	
VT0	-0,55	V
B	1,5	
LAMB	0,25	
ALFA	5	
VBD	1,0E+30	V
IS	1,0E-09	A
N	1	
NR	10	
RG	1	
RD	0,5	
RS	0,5	
CGS0	1,30E-13	F
CGD0	4,00E-14	F
VBI	0,7	V
VMAX	0,5	V
VDELTA	0,2	V
CDS	5,00E-14	
CDSD	0,1	
RDSD	350	
TNOM	27	
XTI	2	
EG	0,8	V
M	0,5	

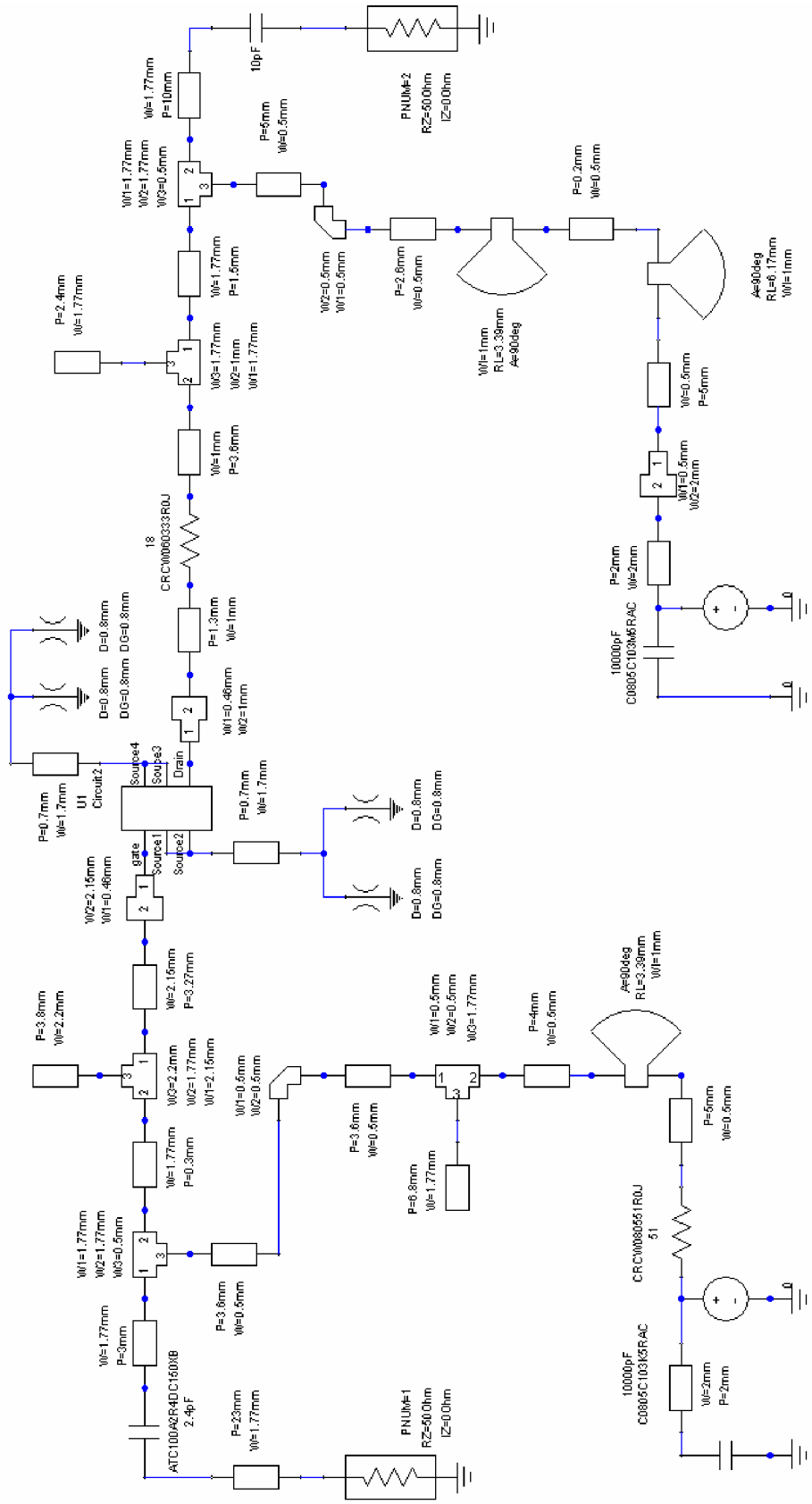
D MODEL POUZDRA ATF - 36163



E SCHÉMA SMĚŠOVAČE 1

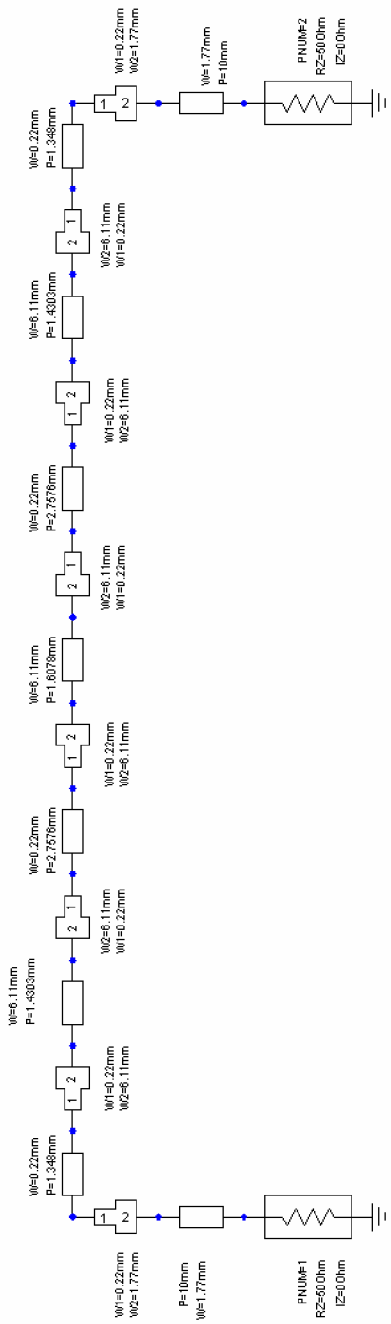


F SCHÉMA SMĚŠOVAČE 2

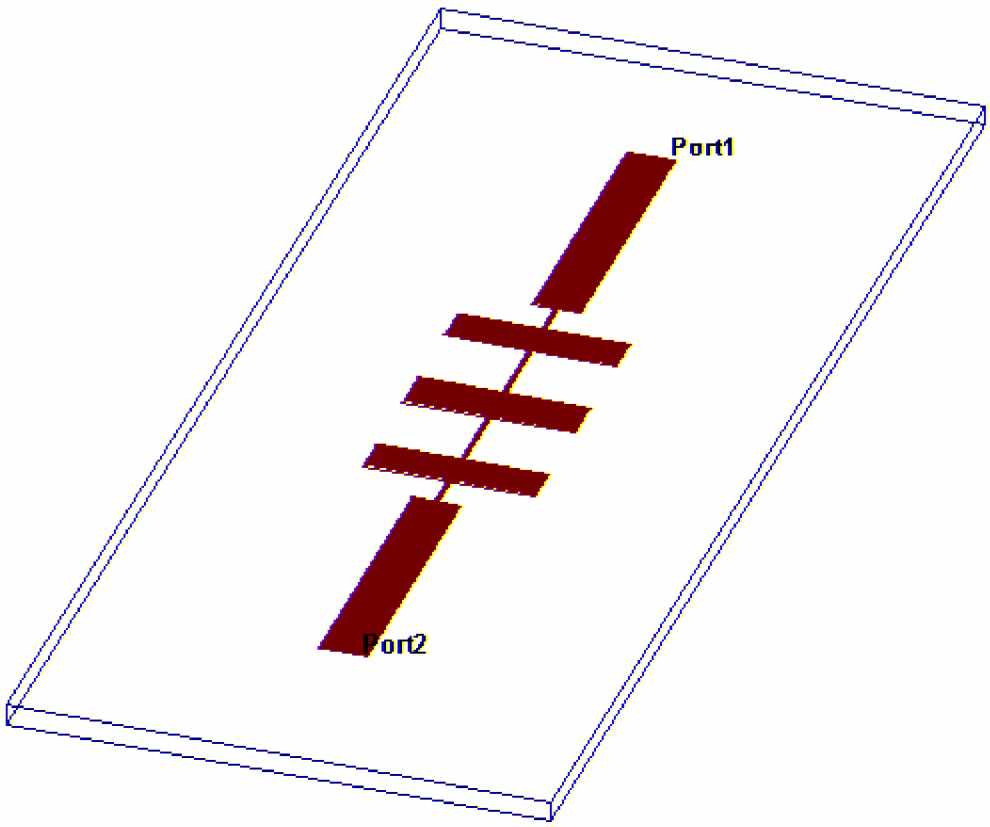


G DOLNÍ PROPUST

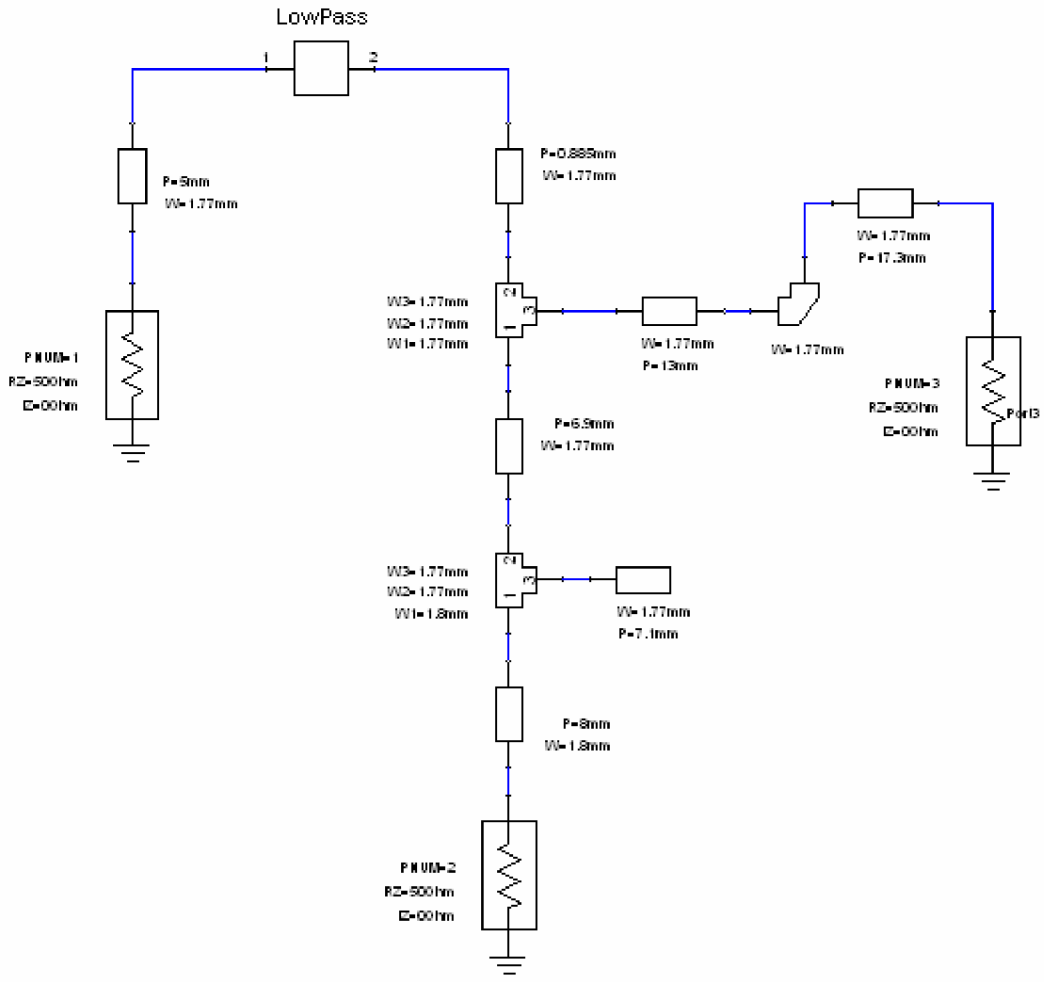
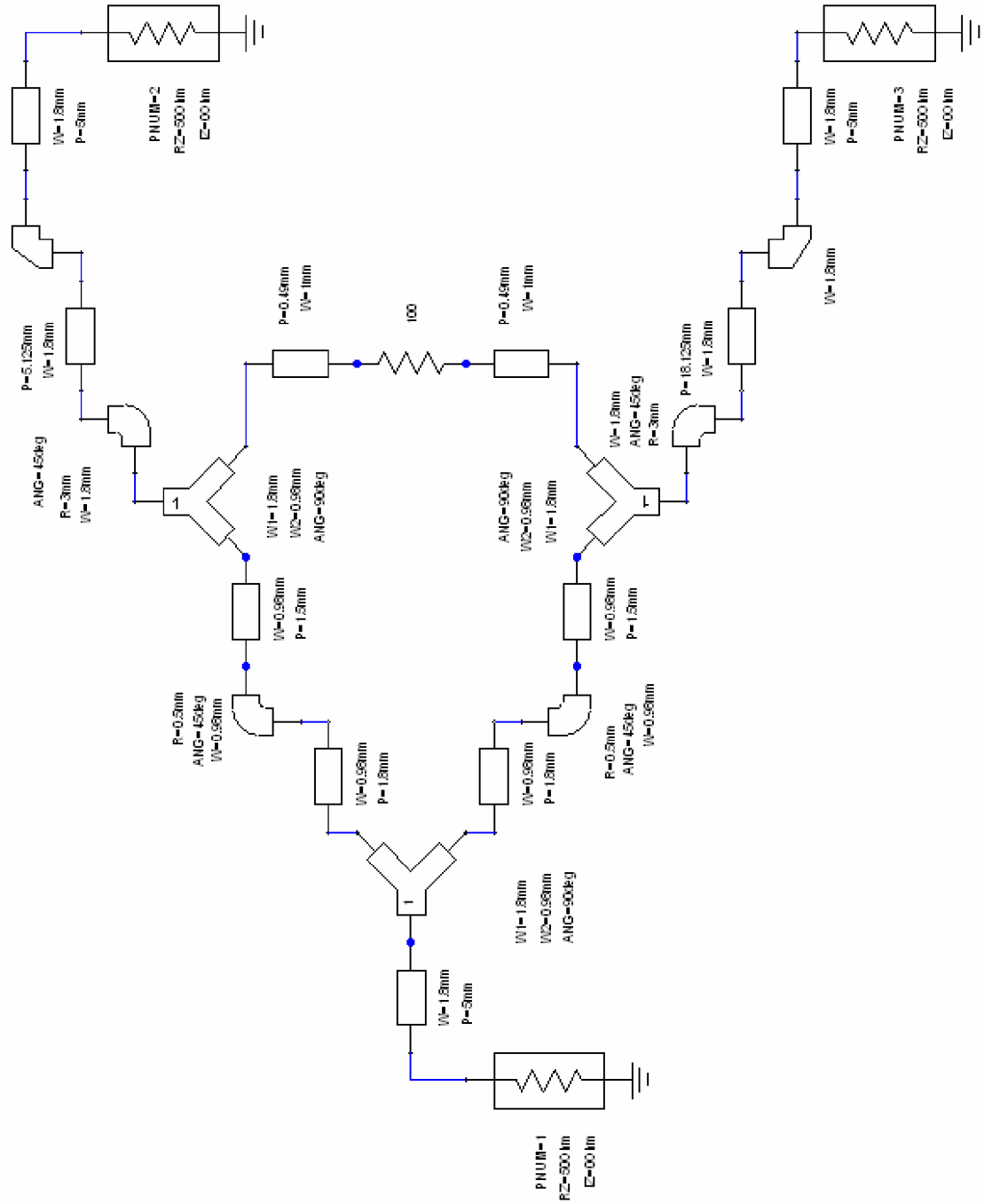
G.1 Schéma



G.2 Vzhled



H SCHÉMA SLUČOVAČE SIGNÁLŮ LO A RF



I WILKINSONŮV DĚLIČ VÝKONU – SCHÉMA