



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELETRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIOELECTRONIC

AKTIVNÍ ANTÉNA SE ZDVOJOVAČEM KMITOČTU

FREQUENCY DOUBLING ACTIVE ANTENNA

Diplomová práce
MASTER'S THESIS

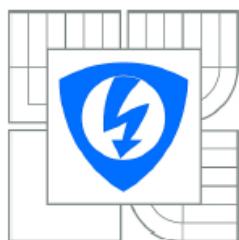
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Martin Tomíček

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Martin Tomíček
Ročník: 2

ID: 74896
Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Aktivní anténa se zdvojovačem kmitočtu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s konceptem aktivní antény se zdvojovačem kmitočtu. Zdvojovač je založen na využití tranzistoru s vysokou mobilitou elektronů (HEMT), pracujícím v nelineárním režimu. Nízkofrekvenční signál na hradle tranzistoru vytváří BPSK modulaci. Koncept antény vytvořte v programu ANSOFT Designer.

Anténu optimalizujte pro práci na kmitočtech 900 MHz a 1 800 MHz s dvěma ortogonálními polarizacemi. Při optimalizaci se mimo jiné zaměřte na výběr optimálního anténního prvku.

Navrženou anténu vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CABRIA, L., GARCIA, J. A., MALAVER, E., TAZON, A. A PHEMT frequency doubling active antenna with BPSK modulation capability. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2004, vol. 3, p. 310-313.

[2] MAAS, S. A. The RF and Microwave Circuit Design Cookbook. Norwood: Artech House. 1998. ISBN 0-8900-6973-5.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato práce je zaměřena na analýzu planární antény pracující na dvou kmitočtech s využitím zdvojovače kmitočtu. Je zde popsán návrh antény i její modelování v programu ANSOFT Designer. Je zde kladen požadavek, aby pracovní frekvence byly 900 MHz a 1,8 GHz a aby anténa pracovala s vidy TM_{10} a TM_{01} .

KLÍČOVÁ SLOVA

Planární anténa, zdvojení kmitočtu, ANSOFT Designer, aperturové buzení, osový poměr, HEMT.

ABSTRACT

This thesis deals with the analysis of a planar antenna operating at two frequencies with use frequency doubling. The design and simulation of the antenna in ANSOFT Designer is described. The antenna is designed for two operating frequencies 900 MHz and 1.8 GHz. The antenna is required to operate TM_{10} mode and TM_{01} modes.

KEYWORDS

Planar antenna, frequency doubling, ANSOFT Designer, aperture feeding, axial ratio, HEMT.

TOMÍČEK, M. *Aktivní anténa se zdvojovačem kmitočtu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 37 s. Semestrální práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

PROHLÁŠENÍ

Jako autor diplomové práce na téma „*Aktivní anténa se zdvojovačem kmitočtu*“ 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 jsem si 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.

V Brně dne 20. 5. 2011

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 20. 5. 2011

.....

podpis autora

OBSAH

Seznam obrázků a tabulek	vii
Úvod	1
1 Mikropáskové antény	2
1.1 Fličková anténa	2
1.2 Napájení fličkové antény	3
1.3 Návrh fličkové antény	4
1.4 Aperturové buzení antény	5
1.5 Osový poměr	6
2 Zdvojovač kmitočtu	7
2.1 Nastavení pracovního bodu tranzistoru	7
2.2 Tranzistory HEMT	8
3 Wilkinsonův dělič výkonu	9
4 Modelování v programu ansoft designer	10
5 Návrh fličkové antény pracující na dvou kmitočtech	12
5.1 Teoretický návrh	12
5.2 Návrh a simulace antény v programu Ansoft Designer	14
5.3 Návrh zdvojovače kmitočtu	23
5.4 Realizace a měření	27
6 Závěr	33
Literatura	34
Seznam symbolů, veličin a zkratk	35
Seznam použitých součástek	36
Seznam příloh	37
Obsah DVD	37

SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK

Obr. 1.1 Tvary flíčkových antén: a) čtverec (square); b) obdélník (rectangle); c) dipól (dipole); d) kruh (circle); e) elipsa (ellipse); f) trojúhelník (triangle); g) kruhový prstenec (circular ring); h) kruhová výseč (disc sector); i) prstencová výseč (ring sector) [1].....	2
Obr. 1.2 Flíčková anténa: a) obdélník (rectangle), mikropáskové napájení b) kruh (circle), koaxiální napájení	3
Obr. 1.3 Flíčková anténa a) aperturově buzená, b) buzená koaxiální sondou.....	4
Obr. 1.4 Půdorys aperturového napájení antény a jeho parametry a) jednoduchá štěrbina obdélníkového tvaru vychýlená ze středu flíčku b) štěrbina tvaru písmene „H“ vycentrovaná na středu flíčku.....	6
Obr. 2.1 Základní obvodové schéma zdvojovače kmitočtu. Převzato z [2].....	7
Obr. 2.2a Třída A.....	8
Obr. 2.2b Třída AB	8
Obr. 2.2c Třída B	8
Obr. 2.2d Třída C	8
Obr. 2.3 Struktura tranzistoru HEMT [6].....	9
Obr. 3.1 Wilkinsonův dělič výkonu	9
Obr. 4.1 Hlavní okno programu Ansoft Designer.	10
Obr. 4.2 Záložka Stack up pro úpravu substrátu.	11
Obr. 5.1 Struktura vrstev podle [11].....	12
Obr. 5.2 Vliv změny L_s na parametr S_{11} ve Smithově diagramu	14
Obr. 5.3 Vliv změny L_a na parametr S_{11} ve Smithově diagramu	15
Obr. 5.4 Vliv tvaru (délky L_H) štěrby „H“ na parametr S_{11} ve Smithově diagramu	15
Obr. 5.5 Parametr S_{11} Smithově diagramu v okolí 900 MHz	16
Obr. 5.6 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 900 MHz.....	16
Obr. 5.7 Reálná (modrá) a imaginární (červená) složka impedance pro okolí kmitočtu 900 MHz.....	17
Obr. 5.8 Rozložení proudu na flíčku pro kmitočet 900 MHz.....	17
Obr. 5.9 Osový poměr pro okolí kmitočtu 900 MHz	18
Obr. 5.10 Parametr S_{11} ve Smithově diagramu v okolí frekvence 1,8 GHz.....	18
Obr. 5.11 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 1,8 GHz	19
Obr. 5.12 Reálná (modrá) a imaginární (červená) složka impedance pro okolí kmitočtu 1,8 GHz	19

Obr. 5.13	Rozložení proudu na flíčku při kmitočtu 1,8 GHz	20
Obr. 5.14	Osový poměr pro okolí kmitočtu 1,8 GHz	20
Obr. 5.15	Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 900 MHz	21
Obr. 5.16	Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 1,8 GHz	21
Obr. 5.17a	Osový poměr pro 900 MHz	22
Obr. 5.17b	Osový poměr pro 1800 MHz	22
Obr. 5.18a	900 MHz řez Theta	23
Obr. 5.18b	900 MHz řez Phi	23
Obr. 5.19a	1800 MHz řez Theta	23
Obr. 5.19b	1800 MHz řez Phi	23
Obr. 5.20	Schéma zapojení zdvojovače kmitočtu	24
Obr. 5.21	Frekvenční spektrum zdvojovače kmitočtu	25
Obr. 5.22	Časový průběh vstupního (modrá) a výstupního (červená) signálu	25
Obr. 5.23	Schéma zapojení Wilkinsonova děliče výkonu	26
Obr. 5.24	Rozptylové parametry Wilkinsonova děliče výkonu	27
Obr. 5.25	Motiv antény pro výrobu	28
Obr. 5.26	Štěrbiny ve vrstvě spodního substrátu	28
Obr. 5.27	Budící soustavy a zdvojovač kmitočtu ve vrstvě spodního substrátu	29
Obr. 5.28	Rozložení součástek ve vrstvě spodního substrátu	29
Obr. 5.29	Frekvenční spektrum zdvojovače kmitočtu	30
Obr. 5.30	Činitel odrazu v okolí kmitočtu 900MHz	31
Obr. 5.31	Činitel odrazu v okolí kmitočtu 1800 MHz	31
Obr. 5.32a	Pohled ze spodu	32
Obr. 5.32b	Pohled shora	32
Obr. 5.32c	Pohled z boku pod úhlem	32
Tab. 5.1	Konečné rozměry budící soustavy pro kmitočty 900 MHz a 1800 MHz	22

ÚVOD

Důležitou součástí všech bezdrátových komunikací je anténa. Vlastnosti bezdrátového přenosu jsou pak značně ovlivněny vlastnostmi použité antény. Kromě vlastností antény je třeba brát v úvahu i její cenu, hmotnost a rozměry. Jako vhodná se v mnoha aplikacích jeví flíčková (mikropásková) anténa, která díky nízkému profilu, nízké váze a ceně nachází široké uplatnění v letectví, ve vesmírné technologii (satelity), v komerční sféře pro bezdrátovou komunikaci [1].

Celkově je práce rozdělena na tři hlavní části, přičemž v první části je odvozen návrh flíčkové antény a její simulace a v části druhé je pak návrh zdvojovače kmitočtu a jeho náležitosti a v poslední části je zaměřena pozornost na celkovou implementaci zdvojovače k anténě samotné a měření.

Cílem diplomové práce je seznámit se s konceptem aktivní antény se zdvojovačem kmitočtu. Zdvojovač je založen na využití tranzistoru s vysokou mobilitou elektronu (HEMT), pracujícím v nelineárním režimu. Výsledkem má být anténa pracující na dvou kmitočtech.

Mezi hlavní úkoly práce patří stanovení rozměrů planární antény pro kmitočty 900 MHz a 1,8 GHz. Pro tyto kmitočty musí být zajištěny vidy TM_{01} a TM_{10} .

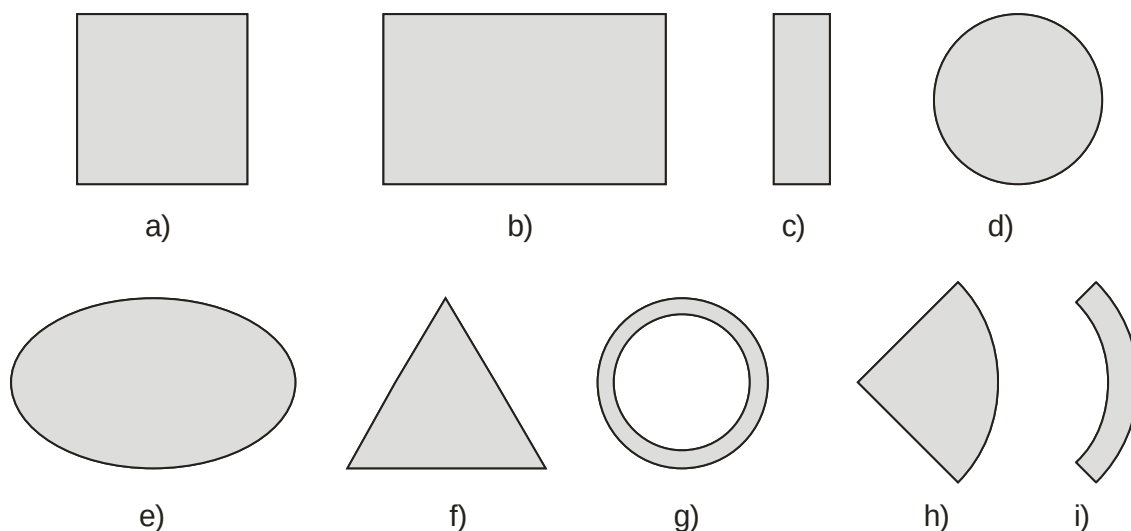
1 MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY

V dnešní době se používají mikropáskové antény na kmitočtech od 100 MHz výše. Pro nižší frekvence by byly tyto antény příliš rozměrné, neboť velikost anténního prvku odpovídá přibližně polovině vlnové délky zpracovaného signálu.

Díky nízkému profilu lze planární antény jednoduše umístit například na trupy letadel, do mobilních telefonů či karoserie automobilů a podobně. Používá se stejné technologie výroby mikropáskových antén jako u tištěných spojů, z toho důvodu jsou její náklady na výrobu ekonomicky nenáročné. Nevýhodou těchto antén je úzkopásmovost a menší zisk, slabá polarizační čistota, nízká šířka pásma, vyzařování napájení [1].

1.1 Flíčková anténa

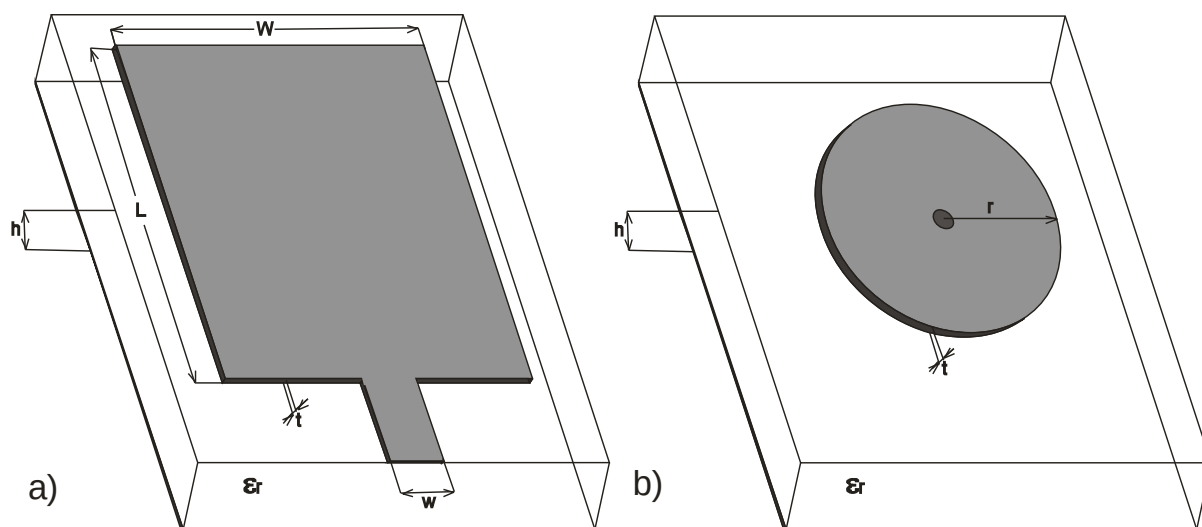
Nejrozšířenějším typem mikropáskových antén je flíčková anténa (anglicky *patch antenna*). Anténa je tvořena vodivým prvkem (nejčastěji mědí), který je nanesen na dielektrickém substrátu. Na spodní straně tohoto substrátu je pak nanesena kovová vrstva, která plní funkci zemní plochy. Používají se různé tvary flíčku (viz obr. 1.1), které zajišťují různé vlastnosti antény.



Obr. 1.1 Tvary flíčkových antén: a) čtverec (square); b) obdélník (rectangle); c) dipól (dipole); d) kruh (circle); e) elipsa (ellipse); f) trojúhelník (triangle); g) kruhový prstenec (circular ring); h) kruhová výseč (disc sector); i) prstencová výseč (ring sector) [1]

Mezi nejpoužívanější tvary patří například kruhový tvar (viz obr. 1.2b) a obdélníkový tvar (viz obr. 1.2a), kterému se budeme v této práci věnovat.

Rozměry obdélníkového tvaru antény jsou přibližně $\lambda/2 \times \lambda/2$, kde λ je délka vlny na dielektrickém substrátu o výšce h a permitivitě ϵ_r , přičemž důležitějším rozměrem je délka antény L , která bývá u lineárně polarizovaných antén o něco málo delší než její šířka.



Obr. 1.2 Flíčková anténa: a) obdélník (rectangle), mikropáskové napájení
b) kruh (circle), koaxiální napájení

1.2 Napájení flíčkové antény

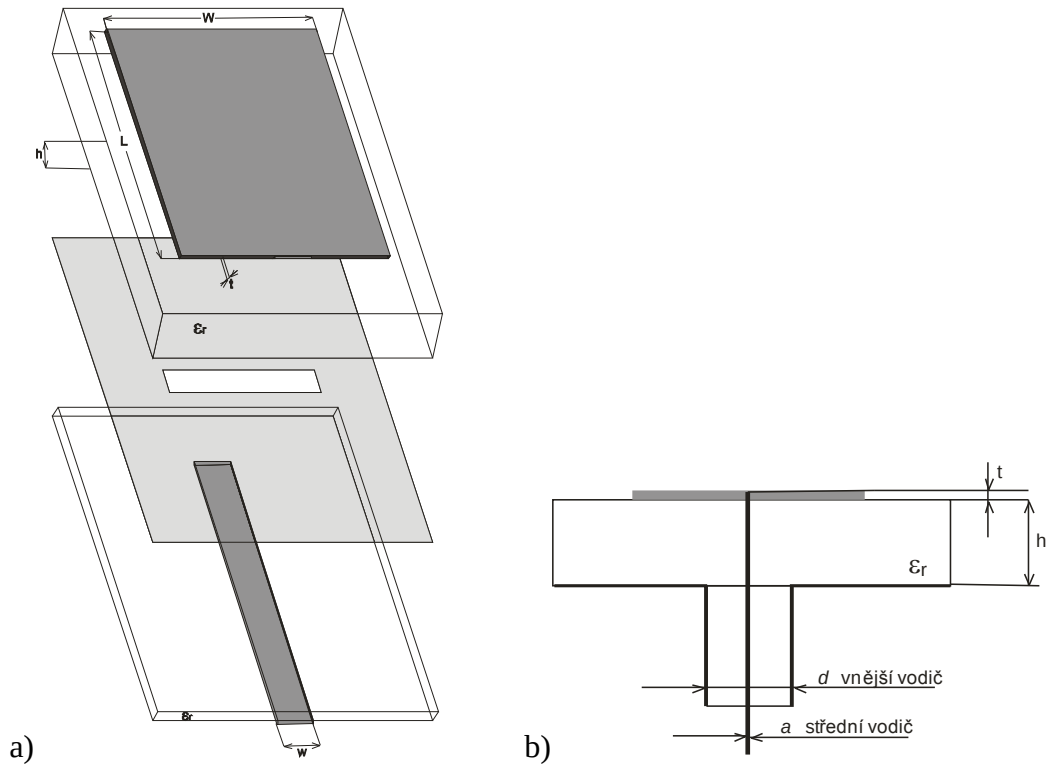
Flíčkovou anténu je možné napájet mnohými způsoby, mezi tři nejpoužívanější patří napájení mikropáskovým vedením (viz obr. 1.2a), koaxiální sondou (viz obr. 1.3b) a buzení štěrbinou (tzv. aperturou) (viz obr. 1.3a), kterou se budeme více zabývat dále v této práci [2], [3].

Napájení mikropáskovým vedením je jedno z nejjednodušších možných způsobů napájení. Mezi výhody tohoto typu napájení patří snadné impedanční přizpůsobení pomocí zapuštění napájení do anténního prvku. Další výhodou je výroba napájení stejnou technologií jako samotné antény, případně i další obvody. Hlavní nevýhodou mikropáskového napájení je hlavně vyzařování mikropásku [1].

Napájení koaxiální sondou je realizováno tak, že vnější vodič koaxiálního kabelu je spojen se zemní deskou flíčkové antény a střední vodič je skrz substrát spojen s anténou. Koaxiální napájení je také široce používaný způsob napájení. Mezi výhody patří jednoduchá výroba, impedanční přizpůsobení. Způsobuje menší parazitní vyzařování [1].

Aperturové (štěrbinové) buzení je nejobtížnější z uvedených typů buzení. Jak je vidět z obr. 1.3a, jedná se o soustavu dvou substrátů, které dělí zemní deska, v níž se nachází vazební otvor. Mikropásek, který má impedanci 50Ω , se nachází pod spodním substrátem. Na vrchním substrátu je pak navržena anténa. Zemní deska mezi substráty izoluje anténu od vyzařování mikropásku a minimalizuje parazitní vyzařování [1].

Všechny způsoby napájení generují proudové rozložení vyšších řádů, které způsobují vyšší úroveň křížové polarizace. V případě, že tento problém potřebujeme potlačit, musíme vybudit proudová rozložení TM_{10} a TM_{01} .



Obr. 1.3 Flíčková anténa a) aperturově buzená, b) buzená koaxiální sondou

1.3 Návrh flíčkové antény

Při návrhu antény musíme vypočítat šířku W a délku L anténního prvku. Nejprve vypočítáme šířku flíčku W [2]:

$$W = \sqrt{h\lambda_g} \left[\ln \frac{\lambda_g}{h} - 1 \right], \quad (1.1)$$

kde h značí výšku substrátu a λ_g značí délku vlny v substrátu s relativní permitivitou ϵ_r [2]:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.2)$$

zde f_r značí rezonanční kmitočet antény a c je rychlost světla ve vakuu.

Vypočteme délku flíčku L [2]:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (1.3)$$

kde f_r značí rezonanční kmitočet antény, c je rychlost světla ve vakuu a kde ϵ_{ef} značí efektivní permitivitu, kterou vypočteme podle vztahu [2]:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}, \text{ pro } \frac{W}{h} \geq 1, \quad (1.4)$$

kde ϵ_r je relativní permitivita substrátu, h je výška substrátu a W je šířka anténního flíčku vypočítaná dle (1.1).

V případě napájení mikropáskovým vedením by se v dalším kroku počítala šířka w tohoto mikropásku pro charakteristickou impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Nejdřív je ovšem si pro určení této šířky spočítat pomocné proměnné a a b pomocí následujících vzorců [2]:

$$a = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left[0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r}\right], \quad (1.5a)$$

$$b = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (1.5b)$$

kde ε_r je relativní permitivita substrátu a Z_0 je charakteristická impedance.

Šířka mikropásku w potom bude [2]:

$$w = h \frac{8e^a}{e^{2a} - 2}, \text{ pro } a > 1,52, \quad (1.6a)$$

$$w = h \frac{2}{\pi} \left\{ b - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(b - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \text{ pro } a < 1,52, \quad (1.6b)$$

kde a a b jsou počítány podle vztahů (1.5), h značí výšku substrátu a ε_r jeho relativní permitivitu.

Máme-li vypočítané rozměry budícího flíčku, je zapotřebí jej ještě tzv. zapustit do antény z důvodu imedančního přizpůsobení.

V případě buzení antény koaxiální sondou umístíme tuto sondu přibližně do středu antény. Umístíme-li koaxiální napájení přímo do středu antény, bude nám ovšem koaxiální sonda značně rušit vybuzenou rezonanci na flíčku, je tedy zapotřebí sondu umístit tak, aby co nejméně rušila. Obecně se sonda umísťuje do poloviny šířky W a je posunuta ve směru délky L od středu.

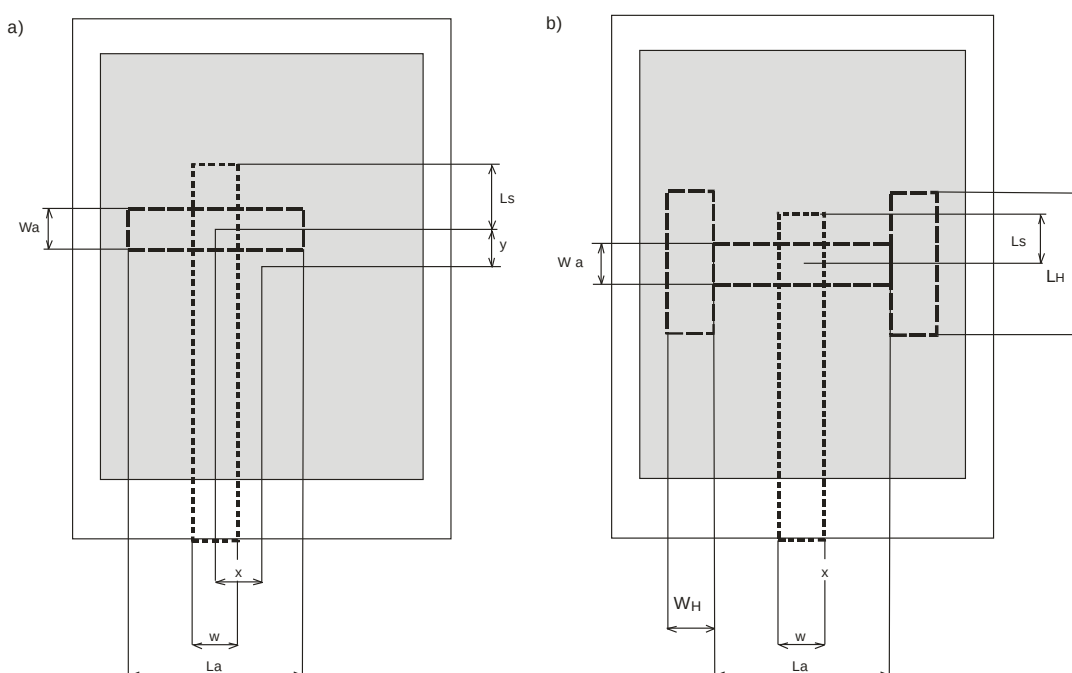
Dále máme aperturově buzenou anténu (viz obr. 1.3a). Mikropáskové napájecí vedení s charakteristickou impedancí 50Ω vypočítáme dle 1.6a, 1.6b, přičemž do těchto vzorců zahrnujeme relativní permitivitu a výšku substrátu, na němž bude mikropásek nanesen.

1.4 Aperturové buzení antény

Aperturové buzení nelze jednoznačně vypočíst a navrhnout, jak je tomu v případě napájení mikropáskovým vedením. Při návrhu buzení aperturou je nutné vzít v úvahu pokud možno všechny možné parametry, které ovlivňují vazbu. Jak je vidět z obr. 1.4, při návrhu antény potřebujeme určit polohu apertury vůči středu flíčku (souřadnice x , y), šířku W_a a délku L_a štěrby, přesah mikropásku vůči středu štěrby L_s . Délka štěrby (sotu) L_a by neměla být delší než je potřeba pro imedanční přizpůsobení, šířka štěrby W_a by měla být přibližně desetina délky štěrby L_a . Délka přesahu napájecího pásku vůči středu štěrby má vliv na reaktanci. Délka tohoto přesahu L_s bývá obvykle menší než $\lambda_g/4$. Zkracováním délky L_s dosahujeme kapacitní reaktance a naopak [4].

Apertura se nejčastěji umísťuje pod střed antény, kde má nejlepší vazební vlastnosti [1]. Používají se různé tvary vazebního otvoru (apertury), které zajišťují lepší nebo vhodnější parametry vazby, kterých by se těžko dosáhlo pouze pomocí jednoduchého obdélníkového

tvaru. Mezi hojně používané tvary patří tvar písmene “H” nebo “U”.



Obr. 1.4 Půdorys aperturového napájení antény a jeho parametry a) jednoduchá štěrbina obdélníkového tvaru vychýlená ze středu flíčku b) štěrbina tvaru písmene „H“ vycentrovaná na středu flíčku

Někdy ovšem z určitých důvodů (obvody na spodním substrátu, již jiná budící soustava pro jiný kmitočet nebo jiný důvod) nemůžeme mít umístěnou štěrbinu nebo napájecí mikropásek uprostřed flíčku. Posouváme-li štěrbinu i mikropásek ve směru x (směr nerezonanční), pak tento posun má na vazbu malý vliv. Posouváme-li budící soustavu ve směru y (směr rezonanční), vazba se nám zhoršuje (zmenšuje).

1.5 Osový poměr

Osový poměr (*Axial Ratio*) nám udává poměr mezi délkou hlavní a vedlejší osy elipsy, po níž se pohybuje vektor intenzity [5]. V případě, že je osový poměr 1 (0 dB), pak se jedná o polarizaci kruhovou s pravotočivou (RHCP) nebo levotočivou (LHCP) orientací, avšak jako mezní hranice pro kruhovou polarizaci je hodnota 3dB [10].

Osový poměr je pak podle [5]:

$$AR = \frac{\text{hlavní osa } (E_{\max})}{\text{vedlejší osa } (E_{\min})} \quad (1.7)$$

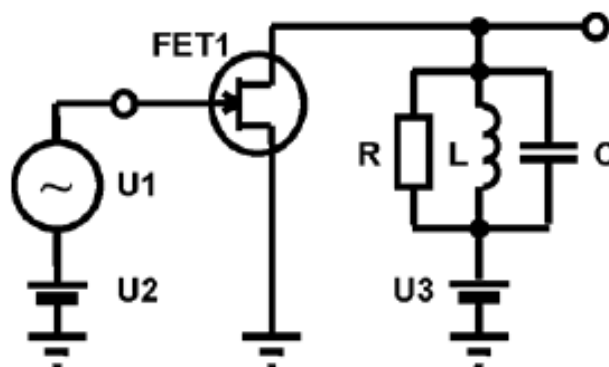
Nebo v decibelové míře, kde $E_{\max}$ značí intenzitu v hlavní ose a $E_{\min}$ intenzitu v ose vedlejší [5]:

$$AR = 20 \cdot \log \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad (1.8)$$

2 ZDVOJOVAČ KMITOČTU

Základem zdvojovače kmitočtu je nelineární prvek. Takovýmto prvkem může být například dioda, tranzistor nebo podobné prvky. V této práci bude pozornost zaměřena především na návrh zdvojovače kmitočtu využívajícího tranzistor FET, konkrétněji pHEMT. Příklad takového zdvojovače je uveden na obr 2.1.

Zdvojovač kmitočtu bude pracovat se signálem o základním kmitočtu. Signál se po průchodu tranzistorem potřebně zkreslí a vzniknou tak vyšší harmonické složky. Z těchto vyšších harmonických se pomocí selektivního obvodu vybere potřebná složka, v tomto případě se bude jednat o složku druhou (dvojnásobný kmitočet základního signálu). K účelnému zkreslení je ovšem zapotřebí vhodně nastavit pracovní bod.



Obr. 2.1 Základní obvodové schéma zdvojovače kmitočtu. Převzato z [2]

2.1 Nastavení pracovního bodu tranzistoru

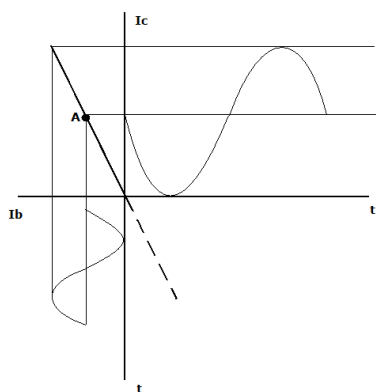
Proto, aby tranzistor pracoval dle požadavků, je nutné nastavit jeho pracovní bod. K tomuto účelu je potřeba znát charakteristiky konkrétního tranzistoru (převážně charakteristiku převodní), se kterým bude návrh realizován.

Mezi základní třídy patří třída A, třída AB, třída B a třída C. Jsou však i další třídy (například D, F, G, H). Rozdíl mezi těmito základními třídami je v nastavení pracovního bodu neboli ve velikosti předpětí, které nám otevírá, případně zavírá tranzistor.

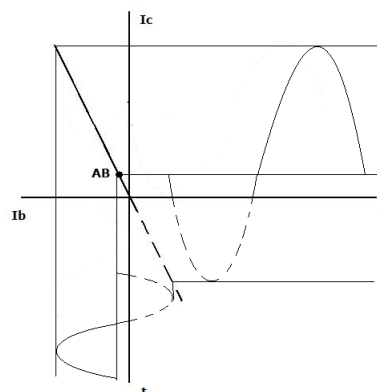
Následné převodní charakteristiky jsou linearizované pouze pro ilustraci funkčnosti tranzistoru v dané pracovní třídě, ve skutečnosti se nejedná o takto lineární průběh.

Tranzistor ve třídě A má pracovní bod umístěn uprostřed převodní charakteristiky. Jak je vidět z obrázku 2.2a. Nedochozí zde ke zkreslení výstupního signálu a zesílení je dáno strmostí převodní charakteristiky. Klidový proud do báze (gate) drží tranzistor otevřený po celou dobu průchodu vstupní vlny (celých 360°).

Tranzistor se nachází ve třídě AB (obr 2.2b), má-li pracovní bod nastaven ve spodní části charakteristiky, avšak není zcela uzavřen a teče jím mírný klidový proud. Dochází zde k malému zkreslení. Tranzistor v tomto režimu není otevřený po celou dobu ($360^\circ > AB > 180^\circ$)



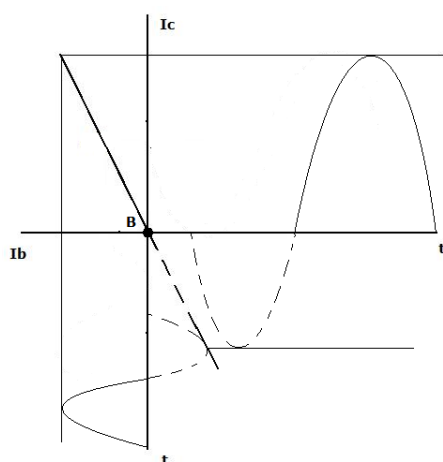
Obr. 2.2a *Třída A*



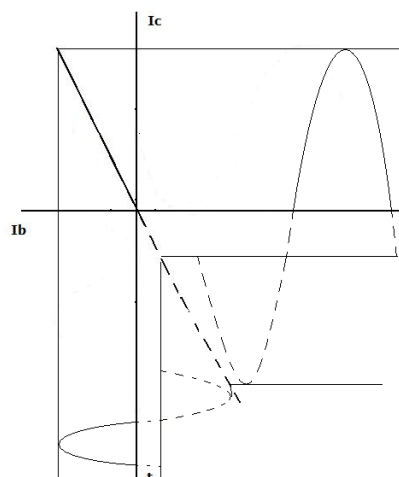
Obr. 2.2b *Třída AB*

Tranzistor ve třídě B má již nulový klidový proud, propouští tedy pouze kladnou půlvlnu (180°). Pracovní kmitočet se tedy nachází na nulové hodnotě, jak ukazuje obr. 2.2c. Při tomto nastavení je zkreslení signálu již velké.

Poslední uvedená třída C (obr. 2.2d) má svůj pracovní bod nastaven v záporných hodnotách. V tomto případě tranzistor propouští jen část kladné půlvlny a dochází zde k velkému zkreslení ($>180^\circ$).



Obr. 2.2c *Třída B*



Obr. 2.2d *Třída C*

2.2 Tranzistory HEMT

Jedná se o heterostrukturální mikrovlnné FETy, jejichž kanál je tvořen tenkou polovodičovou vrstvou s vysokou koncentrací elektronů s velmi vysokou pohyblivostí. Taková vrstva vzniká díky rozdílné úrovni šířek zakázaného pásma mezi tenkými vrstvami různých polovodičových materiálů typu A_{III} , B_V . Šířka zakázaného pásma se může měnit od 0,18 eV v případě použití antimonu india (InSb) do 2,98 eV u arzenidu hliníku (AlAs). Nejčastěji je arzenid galia (GaAs), který má šířku zakázaného pásma přibližně uprostřed výše zmiňovaných (1,42 eV). Tyto tranzistory jsou většinou označovány zkratkou HEMT (*High Electron Mobility Transistor*). [6]

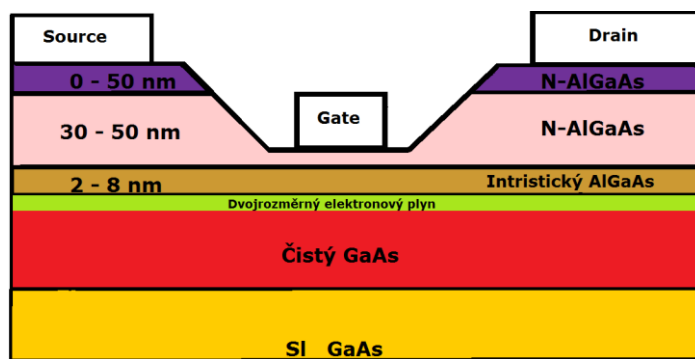
V klasickém MES FETu jsou volné elektrony v kanálu vytvářeny dotací příměsí s vhodným stupněm koncentrace. Čím vyšší je koncentrace příměsí, tím více volných

elektronů vzniká. Avšak tyto nečistoty současně snižují pohyblivost elektronů, neboť působí jako defekty krystalické mřížky, na které elektrony při svém pohybu narážejí, a tím je jejich pohyb brzděn. [6]

Ve struktuře HEMT (obr. 2.3) jsou volné elektrony vytvářeny v silně dotované struktuře N polovodiče AlGaAs. Difúzním spádem mezi AlGaAs a čistým GaAs však ihned přecházejí do GaAs. Zde nemohou rekombinovat a potenciálovou bariérou heteropřechodu AlGaAs/GaAs jsou udržovány v jeho těsné blízkosti, a to na straně GaAs. Volné elektrony zde tak vytvářejí tzv. dvojrozměrný elektronový plyn (2DEG). [6]

Elektrony se tedy pohybují ve vrstvě bez příměsí, což má za následek jejich rychlou pohyblivost. Na základě těchto vlastností mohou tranzistory pracovat na stále vyšších kmitočtech s nižším šumovým číslem než v případě tranzistorů MES FET. [6]

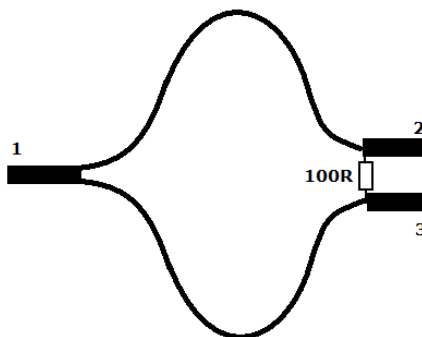
Kromě této základní struktury byly vyvinuty i složitější struktury tranzistorů s vysokou pohyblivostí elektronů. Tzv. pseudomorfní HEMT (pHEMT) vznikne vložením tenké vrstvy GaInAs mezi dotovanou oblast AlGaAs a čistý GaAs. Oblast heteropřechodu je omezena jen na tuto vrstvu, v níž mají elektrony ještě vyšší pohyblivost než v čistém GaAs. [7] [8]



Obr. 2.3 Struktura tranzistoru HEMT [6]

3 WILKINSONŮV DĚLIČ VÝKONU

Aby byla zajištěna určitá část výkonu pro anténu a pro zdvojovač kmitočtu, bude zapotřebí použít dělič výkonu. Jako vhodný se jeví Wilkinsonův dělič. Jedná se o pasivní vysokofrekvenční trojhran (obr. 3.1).



Obr. 3.1 Wilkinsonův dělič výkonu

Obvod se skládá ze dvou čtvrtvlnných úseků vedení, které jsou paralelně připojeny k bráně 1 a k branám 2 a 3. Brány 2 a 3 jsou navíc spojeny odporem. Čtvrtvlnná vedení transformují impedanci 50Ω na dvojnásobnou hodnotu a pokud mají brány 2 a 3 impedanci 50Ω , tak je

obvod impedančně přizpůsoben. Rezistor s impedancí $100\ \Omega$ se do obvodu zapojuje pro zlepšení impedančního přizpůsobení a zároveň zlepšuje izolační vlastnosti mezi branami 2 a 3. Tento obvod může pracovat ve dvou režimech. Buď jako slučovač, kdy jsou přivedeny signály na brány 2 a 3, nebo jako dělič, kdy po přivedení signálu na bránu 1 získáme na branách 2 a 3 stejné signály, a to jak v amplitudě, tak i ve fázi. Neboť je v tomto děliči použita délka vedení závislá na kmitočtu, je patrné, že takovýto dělič nebude na jiném kmitočtu pracovat tak, jak je navržen pro konkrétní kmitočet potažmo vlnovou délku. Impedance čtvrtvlnného úseku vedení je dána vztahem [9]:

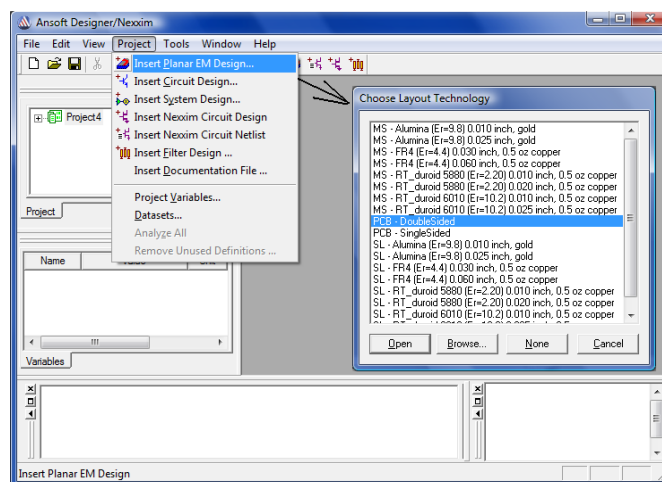
$$Z_{01} = \sqrt{n} \cdot Z_0 \quad (3.1)$$

Zde Z_0 značí charakteristickou impedanci vedení, Z_{01} je impedance vedení pro čtvrtvlnný úsek a n nám udává počet větví. V případě, že má dělič dvě větve a charakteristická impedance vedení je $50\ \Omega$, bude impedance čtvrtvlnných úseků rovna $70,7\ \Omega$. Rezistor $100\ \Omega$ je možné chápat, jako dva $50\ \Omega$ rezistory zapojené do série, kde společná svorka není uzemněna. [9]

4 MODELOVÁNÍ V PROGRAMU ANSOFT DESIGNER

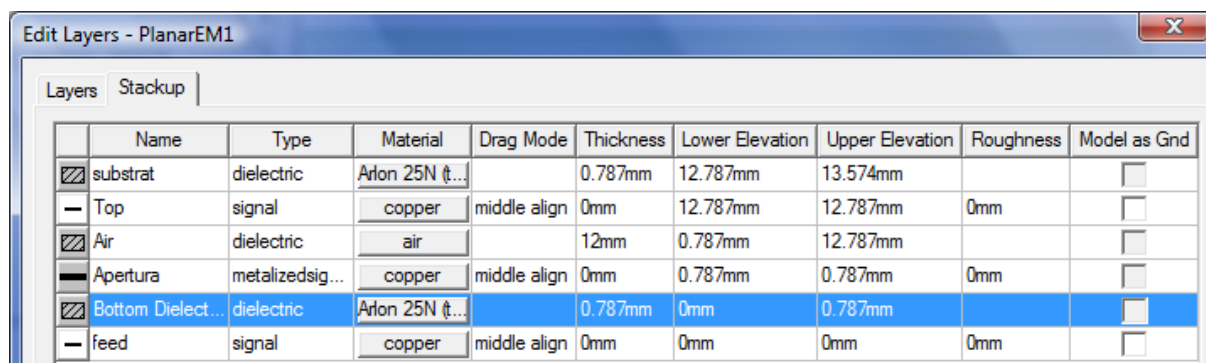
Ansoft Designer je univerzální program, který v sobě zahrnuje moduly pro numerickou analýzu planárních struktur momentovou metodou, modul pro simulaci vysokofrekvenčních obvodů, modul pro systémovou analýzu a další. Ansoft Designer nám díky těmto schopnostem umožňuje vytvářet modely jednotlivých komponentů komunikačního řetězce, dále umožňuje složit tyto komponenty do celku a ověřit činnost kompletního zařízení.

Po spuštění programu Ansoft Designer, je zapotřebí nejdříve zvolit projekt. V tomto případě to je Planární EM Design (Zvolí se *Project* → *Insert Planar EM Design*). Dále se musí vybrat dielektrický substrát, na kterém bude daný komponent vytvořen. Jakmile je vybrán Planar EM Designer, otevře se nabídka substrátů pro mikropásková vedení (MS), substrátů pro stíněná pásková vedení (SL) a substrátů pro jednostranné (PBC – *Single Sided*) a oboustranné (PCB – *Double Sided*) plošné spoje. Při tomto návrhu byl vybrán substrát pro oboustranné plošné spoje (viz obr. 4.1). [2]



Obr. 4.1 Hlavní okno programu Ansoft Designer.

Je-li zapotřebí parametry substrátu upravit, zvolí se v menu *Layout* položku *Layers*, a dále záložku *Stack up* (viz obr 4.2).



Obr. 4.2 Záložka *Stack up* pro úpravu substrátu.

Jak je vidět z obr. 4.2 tato práce bude využívat tři dielektrické vrstvy, kde *Top* a *Bottom Dielectric* jsou shodné materiály ARLON 25N a mají tedy i stejnou relativní permitivitu $\epsilon_r = 3,28$ a výšku $h = 0,787$ mm. Dielektrická vrstva s názvem *Air*, jak sám název napovídá, má vlastnosti vzduchu, tedy $\epsilon_r = 1,003$, výška této vrstvy je pak $h = 12$ mm. Přednastavené materiály lze upravovat stiskem tlačítka *Material* v příslušném řádku. [2]

V případě, že je substrát vybrán a je-li to nutné i upraven, je zapotřebí anténu vykreslit. K tomu účelu slouží *Draw* → *Primitive* → *Rectangle*. Buď je možné myší určit pozici pravého horního a levého dolního rohu obdélníkového anténního prvku nebo se zadávají souřadnice (položky *X*, *Y* a rozměry *Delta X*, *Delta Y* v dolní liště). Je zapotřebí pohybovat se ve správné vrstvě. Stejný postup jako pro nakreslení anténního prvku se použije pro vykreslení mikropáskového napájení a budicí šterbiny. V případě kreslení budicí šterbiny se kreslí ta část, která má být z patřičné vrstvy odstraněna.

Po vykreslení fličku a napájecího mikropásku je zapotřebí zadat budicí hranu. Pomocí ikony *Select Edges* vybereme hranu, na niž má být umístěn napájecí port, a pomocí ikony *Add Port* se na vybranou hranu umístí.

Napájíme-li anténu koaxiální sondou, pak je do antény nakreslen kruh pomocí *Draw* → *Primitive* → *Circle*, tento kruh je potřeba označit a v nabídce v levé části kliknout pravým tlačítkem myši na *Model* a vybrat *Add Via*. Tím se sonda umístí. Dále se pak musí k této sondě přiřadit parametry. Po rozkliknutí submenu *Vias* v *Model* klikneme pravým tlačítkem myši na sondu a zvolí se *Properties...* v záložce *Upper Layer* nastavíme vrstvu, kde máme namodelovanou anténu (*Patch*) a nastavíme její *Excitation/Load Type* na *no load*. V záložce *Lower Layer* pak zvolíme jako vrstvu zemní desku (*Apertura*) a nastavíme *Excitation/Load Type* na *coaxial excitation*. Tím máme vyřešené koaxiální buzení.

Máme-li anténu namodelovanou, můžeme přejít k její analýze. V levé části okna programu Ansoft Designer klikneme pravým tlačítkem na položku *Analysis* a zvolíme *Add Solution Setup*. V okně, které se nám otevře, nastavíme pracovní kmitočet antény. Následně klikneme pravým tlačítkem na položku *Setup1*, která se objeví po nastavení pracovního kmitočtu a nastavíme kmitočtový rozsah analýzy *Add Frequency Sweep*. Zde máme na výběr z několika rozmítání (*sweep*). Můžeme vybrat *Linear Step*, kde nastavíme dolní a horní kmitočet analýzy a kmitočtový krok, který udává přesnost a jemnost při výpočtu výsledku. Čím přesnější výsledky chceme mít, tím menší krok musíme zadat. Na druhou stranu čím menší krok zadáme, tím vyšší početní nároky bude analýza mít. Nebo můžeme zvolit *Linear count*, což je obdoba předchozí analýzy s tím rozdílem, že místo kroku v jednotkách

nastavujeme pouze počet analýz na daném rozsahu. Posledním krokem je spuštění analýzy kliknutím pravým tlačítkem na *Analysis* a zvolením položky *Analyze*.

Po skončení analýzy vykreslíme výsledky do grafu. Klikneme pravým tlačítkem na položku *Results* a vybereme *Create Report*. Zvolíme typ grafu (kartézský, Smithův, apod.) a zadáme veličiny, které chceme umístit na jednotlivé osy.

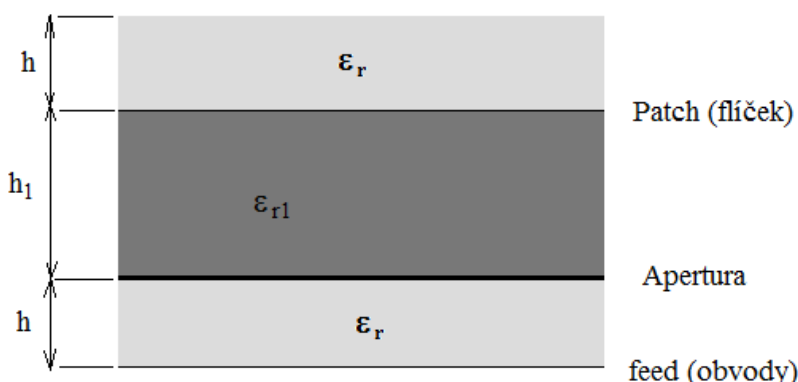
5 NÁVRH FLÍČKOVÉ ANTÉNY PRACUJÍCÍ NA DVOU KMITOČTECH

Úkolem je, aby navržená anténa pracovala na dvou kmitočtech (900 MHz a 1,8 GHz). K dosažení rozměrů, kdy anténa bude v jednom směru vykazovat rezonanci na kmitočtu 900 MHz a ve směru druhém na kmitočtu 1,8 GHz, musí být zajištěno, aby na anténě byly vybudované vidy TM_{10} a TM_{01} . Toho lze docílit vhodnou volbou typu napájení, jak již bylo naznačeno výše (viz kapitola 1.2).

Pro kontrolu je známo, že je délka flíčku L na rezonančním kmitočtu f_r přibližně rovna polovině délky vlny λ_g . Z tohoto poznatku a ze závislosti vlnové délky a frekvence je zřejmé, že rozměry flíčku budou přibližně v opačném poměru, jako je rezonanční frekvence (tj. 1 : 2).

5.1 Teoretický návrh

V první řadě je potřeba vypočíst rozměry flíčku pro kmitočty 900 MHz a 1,8 GHz. Pro výpočet bude uvažována struktura dle [11]. Jak je vidět z obr. 5.1, v této struktuře jsou dva dielektrické substráty, z nichž jeden představuje nosné dielektrikum pro flíček a napájení s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a druhý je vzduchová mezera s relativní permitivitou $\epsilon_{r1} = 1,003$. Výšky substrátů jsou $h = 0,787$ mm a $h_1 = 12$ mm. Pro takovou strukturu není lehké vypočíst přesně rozměry flíčku, neboť není snadné přesně určit efektivní permitivitu ϵ_{ef} . Avšak převažuje svojí výškou dielektrikum se vzduchovou mezerou s výškou h_1 a relativní permitivitou ϵ_{r1} . Bude bráno v úvahu tedy toto dielektrikum za dominantní a z něj se bude vycházet při výpočtu rozměrů flíčku. Skutečné rozměry je samozřejmě dále potřeba zoptimalizovat na požadovaný kmitočet v programu Ansoft Designer, v němž se také ověří funkčnost flíčku.



Obr. 5.1 Struktura vrstev podle [11]

Nejdříve se tedy spočítají rozměry flíčku pro kmitočty 900 MHz i 1,8 GHz. Pro určení vlnové délky použijeme vztah (1.2):

$$\lambda_{g1} = \frac{c}{9 \cdot 10^8 \sqrt{1,003}} = 332,6 \text{ mm}$$

$$\lambda_{g2} = \frac{c}{1,8 \cdot 10^9 \sqrt{1,003}} = 166,3 \text{ mm}$$

Šířka flíčku je pak podle (1.1), avšak může být dosazováno v jednotkách mm, přičemž výsledek bude opět v mm:

$$W_1 = \sqrt{12 \cdot 332,6} \cdot \left[\ln \left(\frac{332,6}{12} \right) - 1 \right] = 146,7 \text{ mm}$$

$$W_2 = \sqrt{12 \cdot 166,3} \cdot \left[\ln \left(\frac{166,3}{12} \right) - 1 \right] = 72,8 \text{ mm}$$

Nyní je potřeba vypočítat ε_{ef} (1.4):

$$\varepsilon_{ef1} = \frac{1,003+1}{2} + \frac{1,003-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{12}{146,7}}} = 1,0026$$

$$\varepsilon_{ef2} = \frac{1,003+1}{2} + \frac{1,003-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12 \frac{12}{72,8}}} = 1,0024$$

Délka flíčku je pak dána podle vztahu (1.3):

$$L_1 = \frac{c}{2 \cdot 9 \cdot 10^8 \sqrt{1,0026}} = 166,3 \text{ mm}$$

$$L_2 = \frac{c}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^9 \sqrt{1,0024}} = 83,2 \text{ mm}$$

Jak je vidět, výsledné rozměry jsou opravdu v poměru 1:2. Šířka flíčku by neměla mít výrazný vliv na rezonanci šířící se vlny ve směru délky flíčku.

Dále je potřeba vypočítat šířku napájecího mikropásku w , který bude nanesen na spodní dielektrikum na jeho spodní straně (viz obr. 1.3a). Při tomto návrhu se bude vycházet z rovnic 1.5 a 1.6.

K tomuto účelu je potřebné nejprve spočítat pomocné proměnné dle vzorců 1.5a a 1.5b, přičemž bude uvažována relativní permitivita spodního substrátu ($\varepsilon_r = 3,28$) a charakteristická impedance mikropáskového vedení 50Ω :

$$a = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{3,28+1}{2}} + \frac{3,28-1}{3,28+1} \cdot \left[0,23 + \frac{0,11}{3,28} \right] = 1,359$$

$$b = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{3,28}} = 6,539$$

Je vidět, že hodnota pomocné proměnné a je menší než 1,52. Z tohoto důvodu se musí zvolit pro výpočet šířky pásku rovnice 1.6b:

$$w = 0,787 \cdot \frac{2}{\pi} \left\{ 6,539 - 1 - \ln(2 \cdot 6,539 - 1) + \frac{3,28 - 1}{2 \cdot 3,28} [\ln(6,539 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{3,28}] \right\} = 1,86 \text{ mm}$$

5.2 Návrh a simulace antény v programu Ansoft Designer

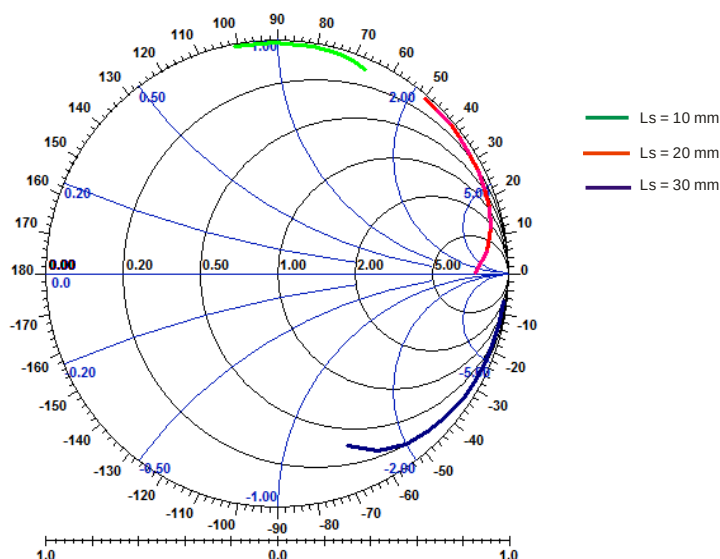
V případě, že jsou již rozměry antény navrženy, může se anténa vykreslit do programu Ansoft Designer (kapitola 2) a ověřit její vlastnosti. Po zakreslení antény lze přejít k buzení. Nejprve se vykreslí apertura i s mikropáskem do středu, kde je očekávána největší vazba. Následně se buzení musí zoptimalizovat. Po namodelování antény přichází na řadu samotná simulace (kapitola 2).

Rozměry antény je třeba patřičně upravit (optimalizovat), jak bylo řečeno výše. Jeden z velmi důležitých parametrů antény je její délka L . Ve směru této délky je zapotřebí vybudit jednu půlvlnu. Zmenšením délky dochází k posunu pracovního kmitočtu antény na vyšší kmitočet a naopak.

Optimalizované rozměry antény jsou: 129,4 x 51,4 mm, kde delší rozměr je rezonanční délkou pro kmitočet 900 MHz a menší rozměr je rezonanční délkou pro kmitočet 1,8 GHz.

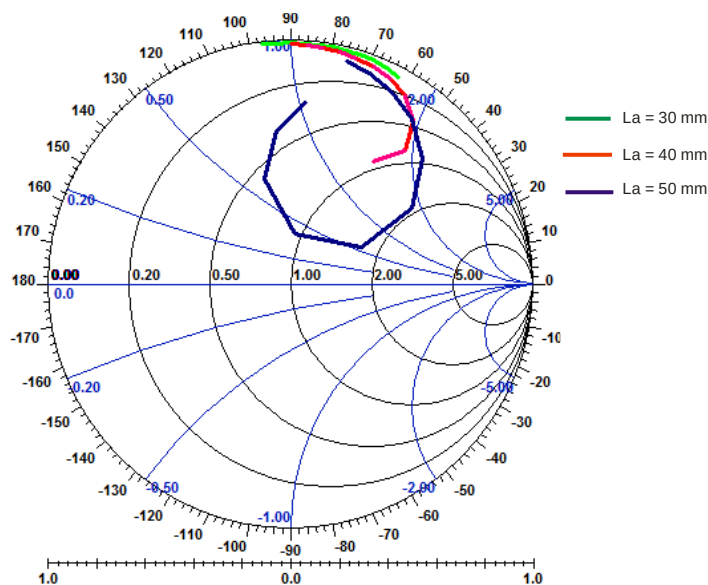
S optimalizací parametrů buzení to je mírně složitější. Experimentálně došlo k ověření, jaký vliv mají jednotlivé rozměry (parametry) apertury budící soustavy na celek a z těchto poznatků byla následně budící soustava zoptimalizována.

K experimentálnímu ověření došlo tak, že se postupně měnily jednotlivé rozměry budící soustavy a zkoumalo se, jaký vliv tyto změny přinesou.



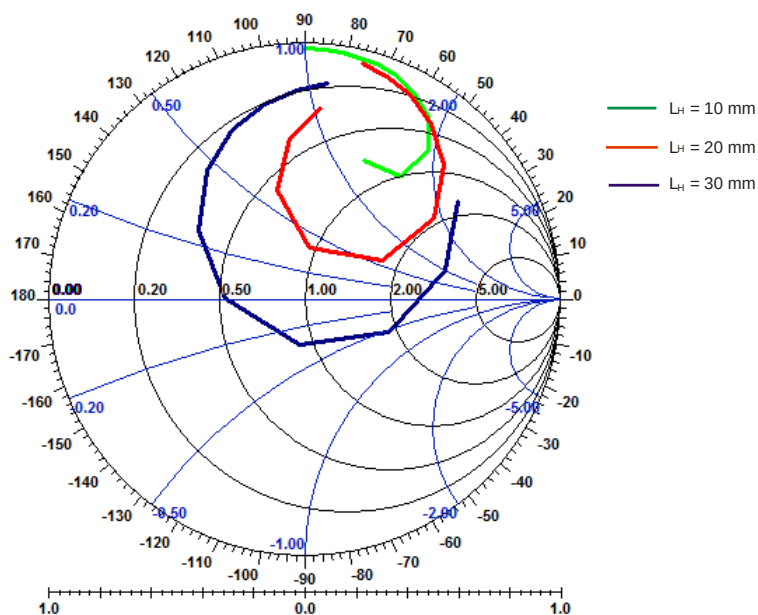
Obr. 5.2 Vliv změny L_s na parametr S_{11} ve Smithově diagramu

Zvětšením přesahu mikropásku L_s vůči středu šterbiny se posouvá charakteristika ve Smithově diagramu ve směru hodinových ručiček, jak znázorňuje obr. 5.2. Pro názornost byl u všech simulací použit rozsah kmitočtu od 850 MHz do 950 MHz s krokem 10 MHz.



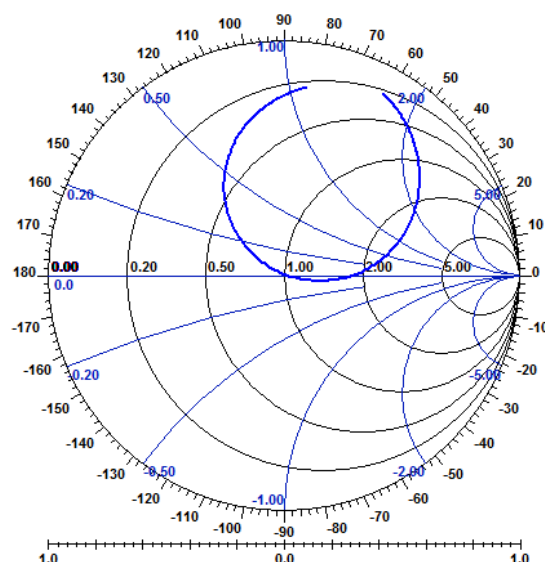
Obr. 5.3 Vliv změny L_a na parametr S_{11} ve Smithově diagramu

Prodloužením délky štěrby L_a dochází k posunu, tentokrát mírně ve Smithově diagramu ve směru hodinových ručiček, avšak zároveň se při tom navíc křivka přibližuje ke středu diagramu (viz obr. 5.3).



Obr. 5.4 Vliv tvaru (délky L_H) štěrby „H“ na parametr S_{11} ve Smithově diagramu

V případě, že nebude šířka ani délka budící štěrby měněna, jen na její konce přibudou obdélníky tak, aby vznikl tvar písmene „H“, pak změnou délky těchto menších obdélníků dochází k posunu křivky ve směru hodinových ručiček při zvyšování délky tohoto obdélníku a zároveň dochází k posunu směrem ke středu Smithova diagramu. Pro tuto práci je tento poznatek velmi důležitý, neboť se stává, že již není možnost dále zvětšovat délku štěrby L_a , protože by překročili rozměry flíčku. V takovém případě je změna tvaru štěrby na místě a pomůže dále k impedančnímu přizpůsobení.

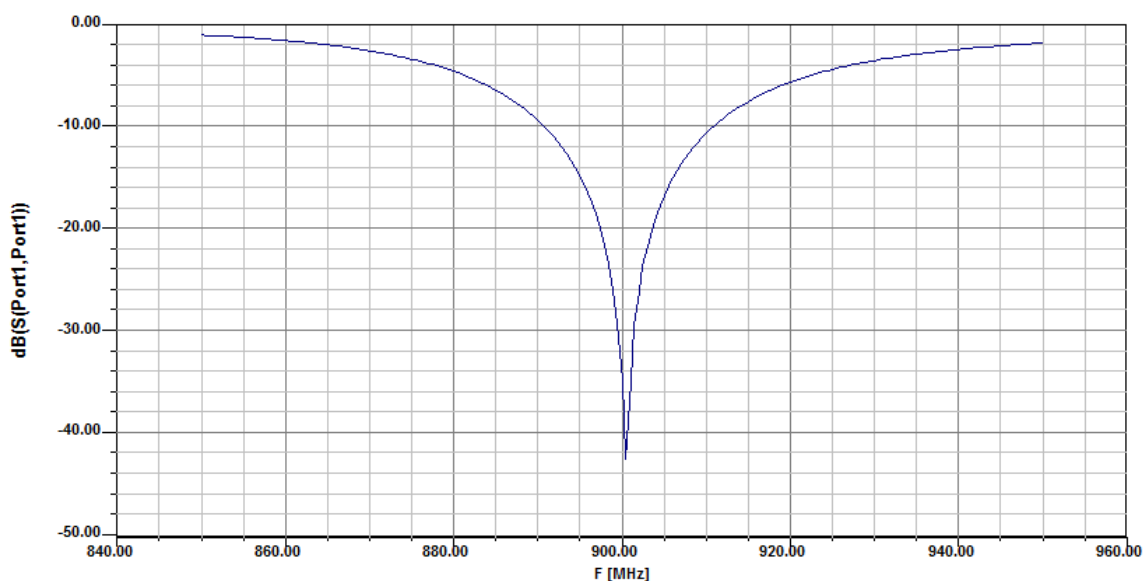


Obr. 5.5 Parametr S_{11} Smithově diagramu v okolí 900 MHz

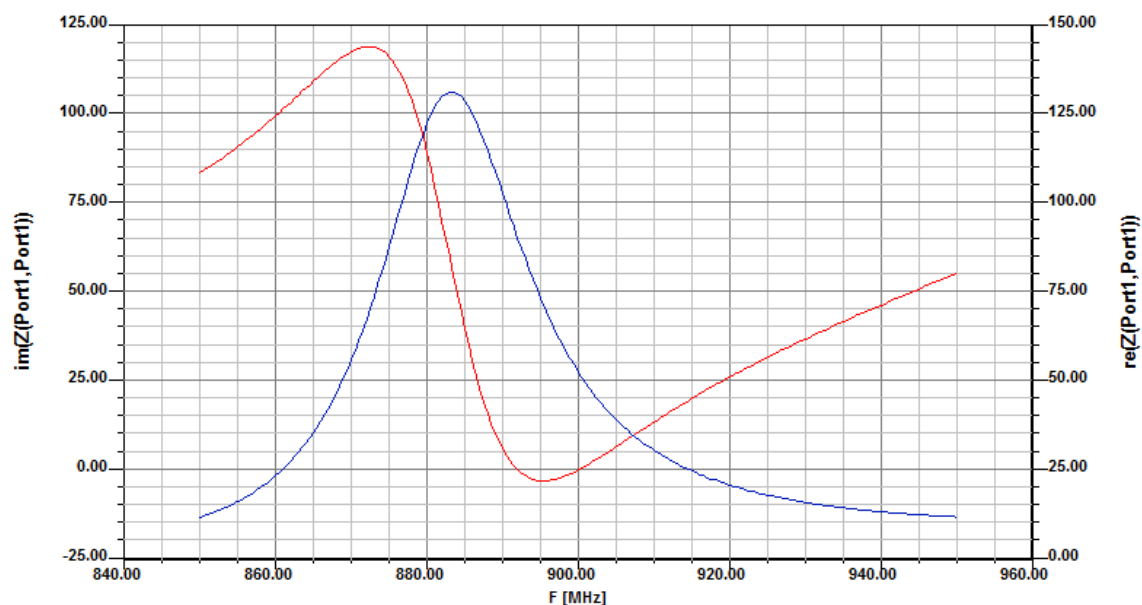
Optimalizací s využitím znalostí z experimentálních simulací bylo dosaženo rozměrů, které odpovídají modré křivce (viz obr. 5.5), přičemž právě uprostřed Smithova diagramu se nachází simulace pro kmitočet 900 MHz.

$L_s = 11,0$ mm	délka přesahu mikropásku
$L_a = 30,4$ mm	délka štěrby
$L_H = 27,4$ mm	délky postranních obdélníků k dosažení tvaru „H“
$W_H = 2,3$ mm	šířky postranních obdélníků k dosažení tvaru „H“
$W_s = 2,8$ mm	šířka štěrby

Pro tyto rozměry (modrá křivka) je na obr. 5.6 vidět kmitočtový průběh parametru S_{11} . Pro kmitočet 900 MHz byla optimalizací dosažena hodnota parametru S_{11} přibližně -43 dB.

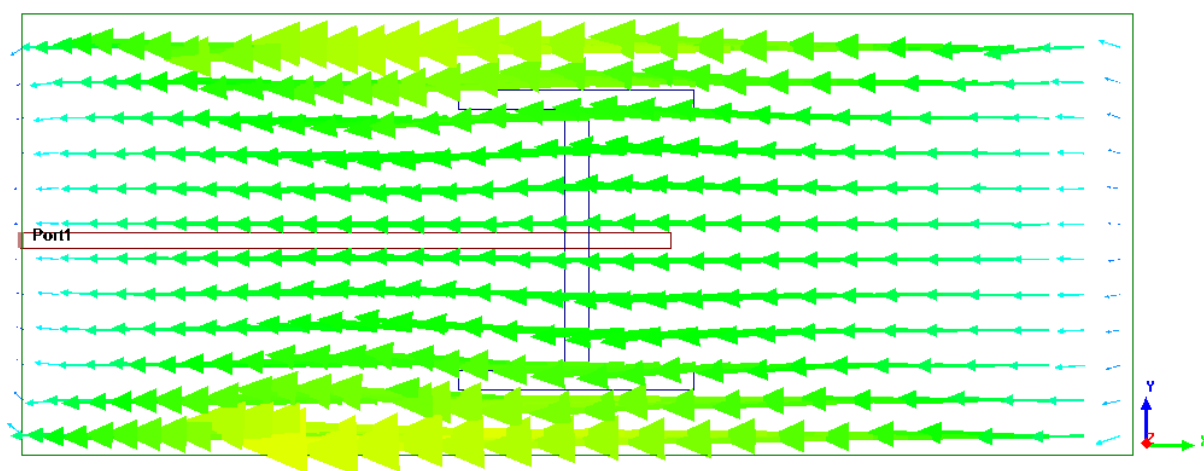


Obr. 5.6 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 900 MHz



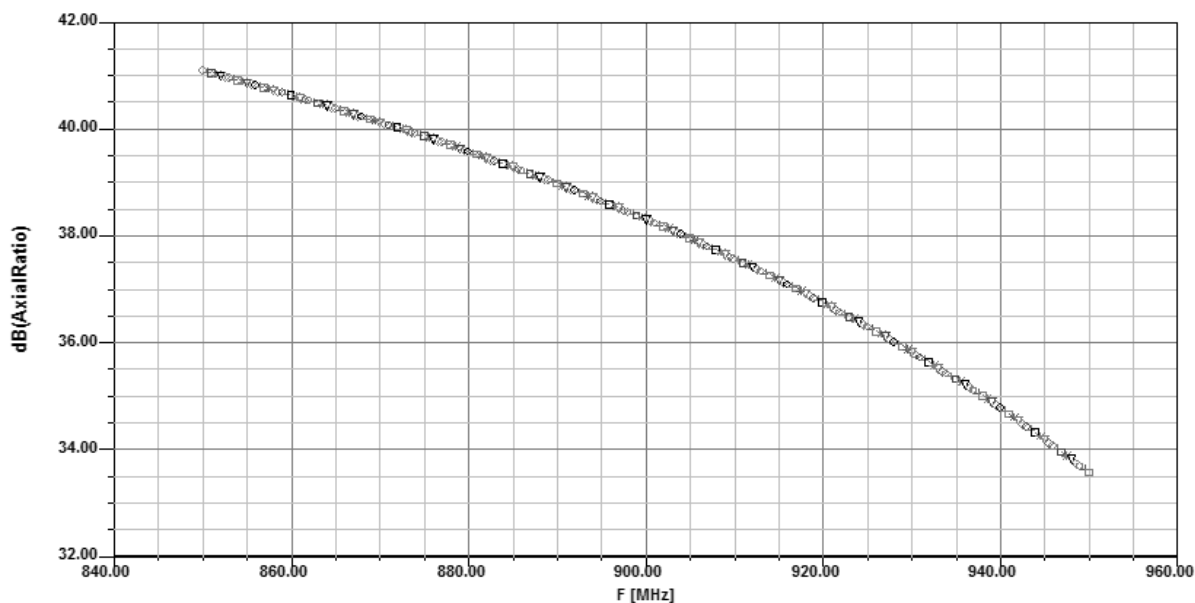
Obr. 5.7 Reálná (*modrá*) a imaginární (*červená*) složka impedance pro okolí kmitočtu 900 MHz

Z obr. 5.7 je vidět, že pro kmitočet 900 MHz je imaginární složka nulová avšak složka reálná je přibližně 50Ω . Jedná se tedy o impedančně přizpůsobenou anténu na tomto kmitočtu.



Obr. 5.8 Rozložení proudu na flíčku pro kmitočet 900 MHz

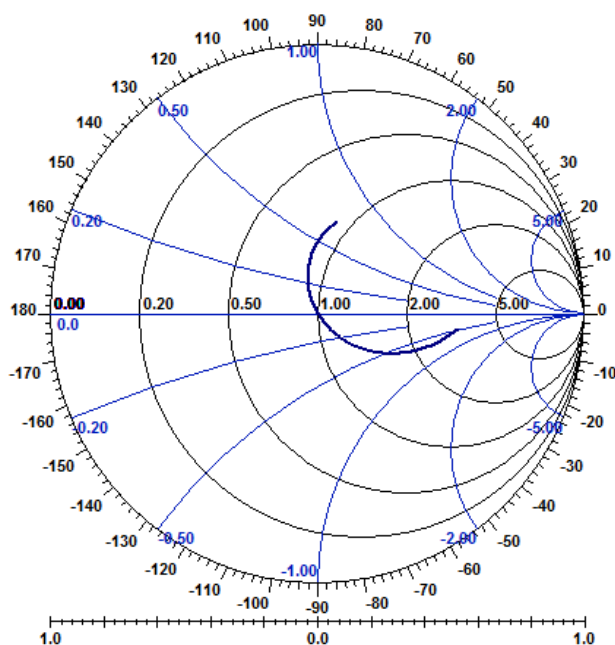
Z obr. 5.8 je vidět rozložení proudu na flíčku, přičemž je vidět, že je zde vybuzený vid TM_{10} . Modře je na obrázku vyznačený obrys „H“ slotu a červeně je obrys pro napájecí mikropásek.



Obr. 5.9 Osový poměr pro okolí kmitočtu 900 MHz

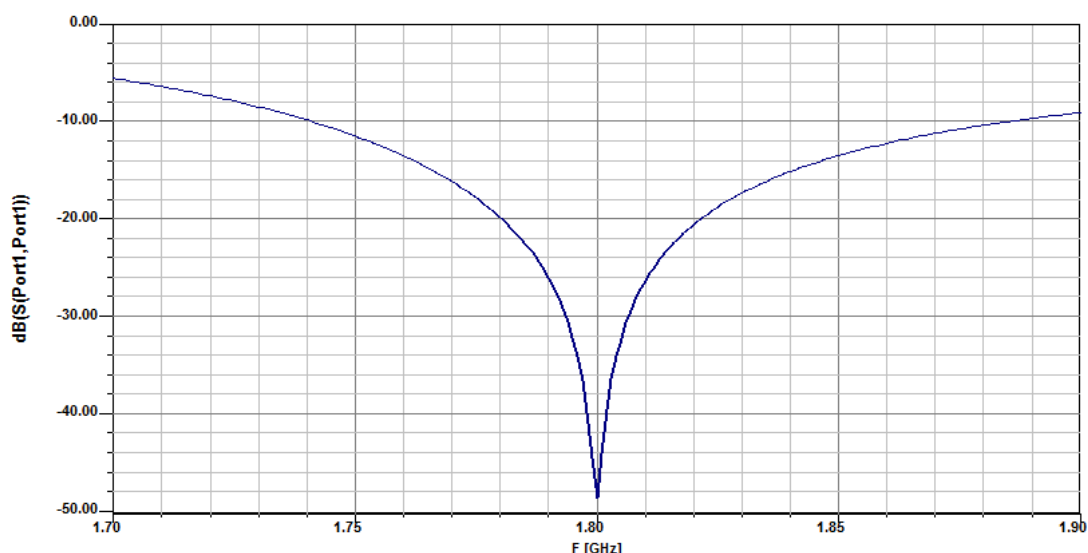
Z obr. 5.9 je vidět, že osový poměr pro navrhovanou anténu pracující na kmitočtu 900 MHz je přibližně 39 dB. Tato hodnota říká, že jde o polarizaci eliptickou, přičemž větší osa je (dle vzorce 1.8) 89,125 krát větší než osa kratší. Můžeme tedy konstatovat, že se jedná o polarizace lineární.

Obdobný postup byl použit pro frekvenci 1,8 GHz. Zde je ovšem problém v tom, že budící soustava nemůže být v konečné fázi namodelována pod středem flíčku v obou osách. Z tohoto důvodu se budící štěrbinu nejprve modelovala podobně jako pro kmitočet 900 MHz, ale po namodelování bylo zapotřebí štěrbinu i mikropásek posunout ve směru šířky flíčku, tak aby se tyto štěrbinu vzájemně neovlivňovaly.



Obr. 5.10 Parametr S_{11} ve Smithově diagramu v okolí frekvence 1,8 GHz

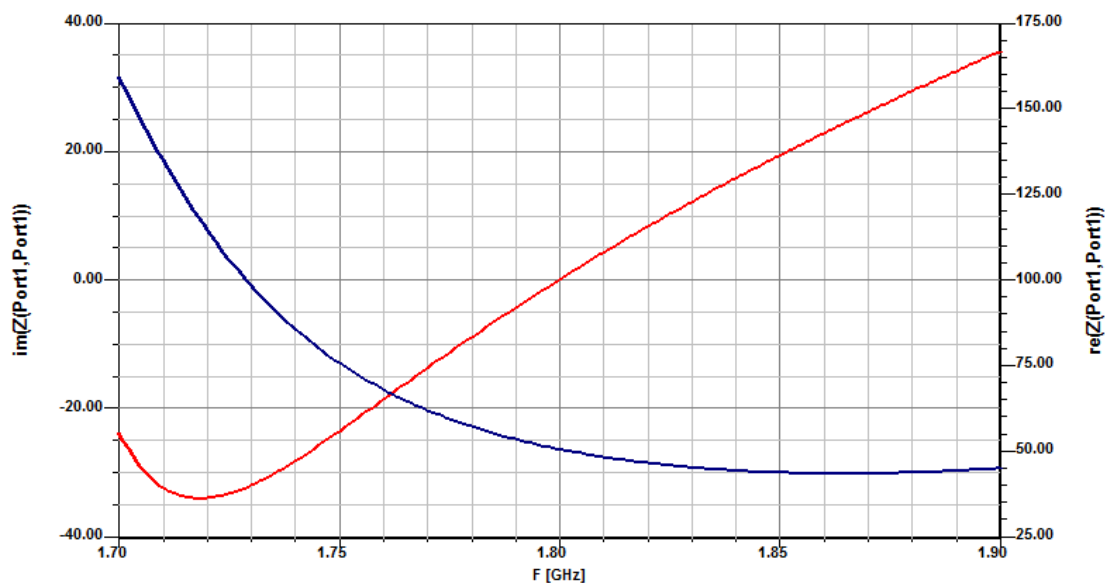
Na obr. 5.10 je vidět průběh parametru S_{11} na frekvenci, přičemž právě kmitočet 1,8 GHz prochází středem Smithova diagramu, tedy hodnotou 1.



Obr. 5.11 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11} pro okolí kmitočtu 1,8 GHz

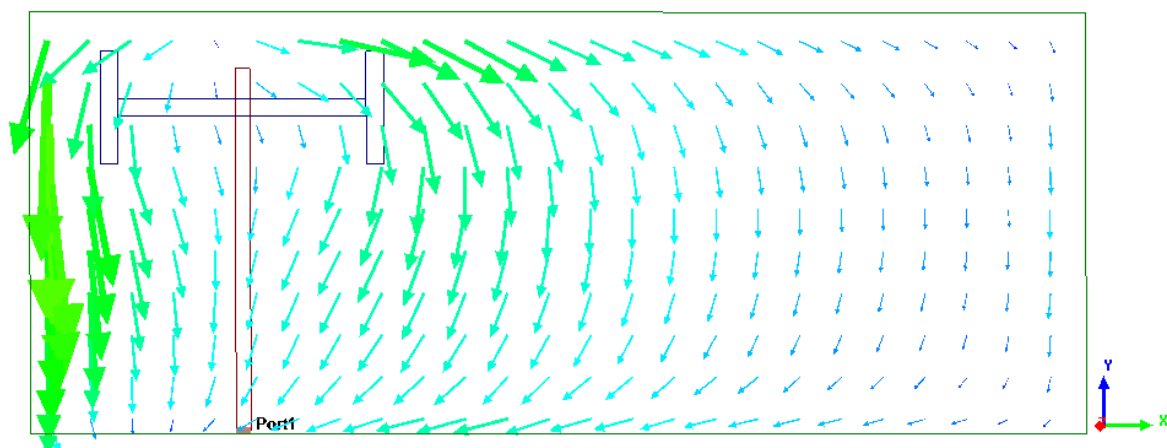
Z obr. 5.11 je vidět, že na kmitočtu 1,8 GHz je minimální hodnota parametru S_{11} , která je přibližně -48 dB. Tyto výsledky odpovídají následujícím parametrům budící soustavy:

$L_s = 4,71$ mm	délka přesahu mikropásku
$L_a = 30,40$ mm	délka štěrby
$L_H = 13,66$ mm	délky postranních obdélníků k dosažení tvaru „H“
$W_H = 2,17$ mm	šířky postranních obdélníků k dosažení tvaru „H“
$W_s = 2,00$ mm	šířka štěrby
$x = -40,0$ mm	posun ve směru osy X
$y = 13,7$ mm	posun ve směru osy Y



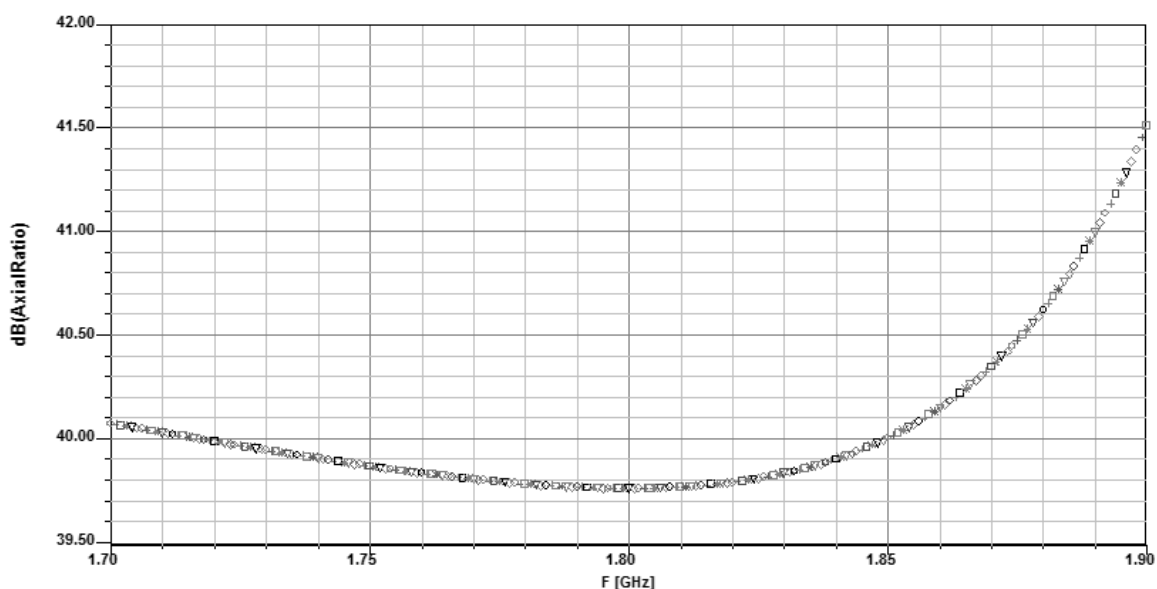
Obr. 5.12 Reálná (*modrá*) a imaginární (*červená*) složka impedance pro okolí kmitočtu 1,8 GHz

Na obr. 5.12 je zobrazená reálná a imaginární složka impedance a i zde je anténa impedancečně přizpůsobená na kmitočtu 1,8 GHz, kde imaginární složka je nulová a reálná složka má hodnotu 50Ω .



Obr. 5.13 Rozložení proudu na flíčku při kmitočtu 1,8 GHz

Z obr. 5.13 je vidět rozložení proudu na flíčku. Je zde zobrazen vybuzený vid TM_{01} , avšak tento vid je mírně zdeformovaný. Modře je na obrázku vyznačený obrys „H“ slotu a červeně je obrys pro napájecí mikropásek.



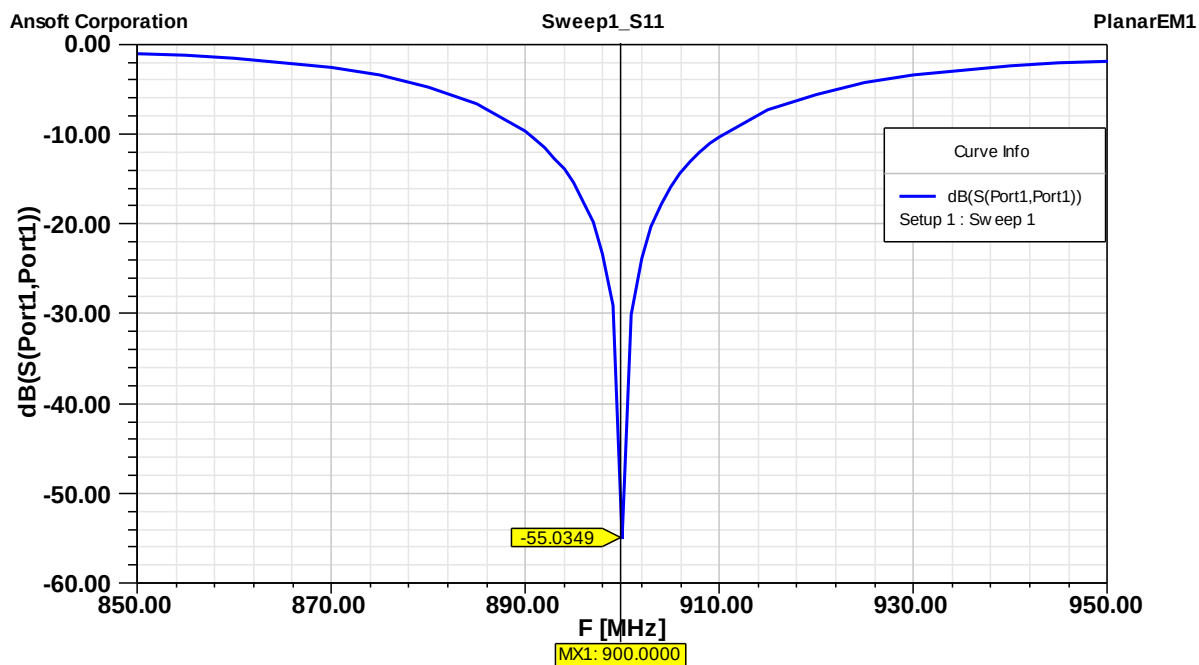
Obr. 5.14 Osový poměr pro okolí kmitočtu 1,8 GHz

Z obr. 5.14 je vidět, že osový poměr pro navrhovanou anténu pracující na kmitočtu 1,8 GHz je přibližně 40 dB. Znovu tedy nastává situace, kdy vzniká lineární polarizace, kde hlavní osa je (dle vzorce 1.8) téměř 100 krát větší než osa vedlejší.

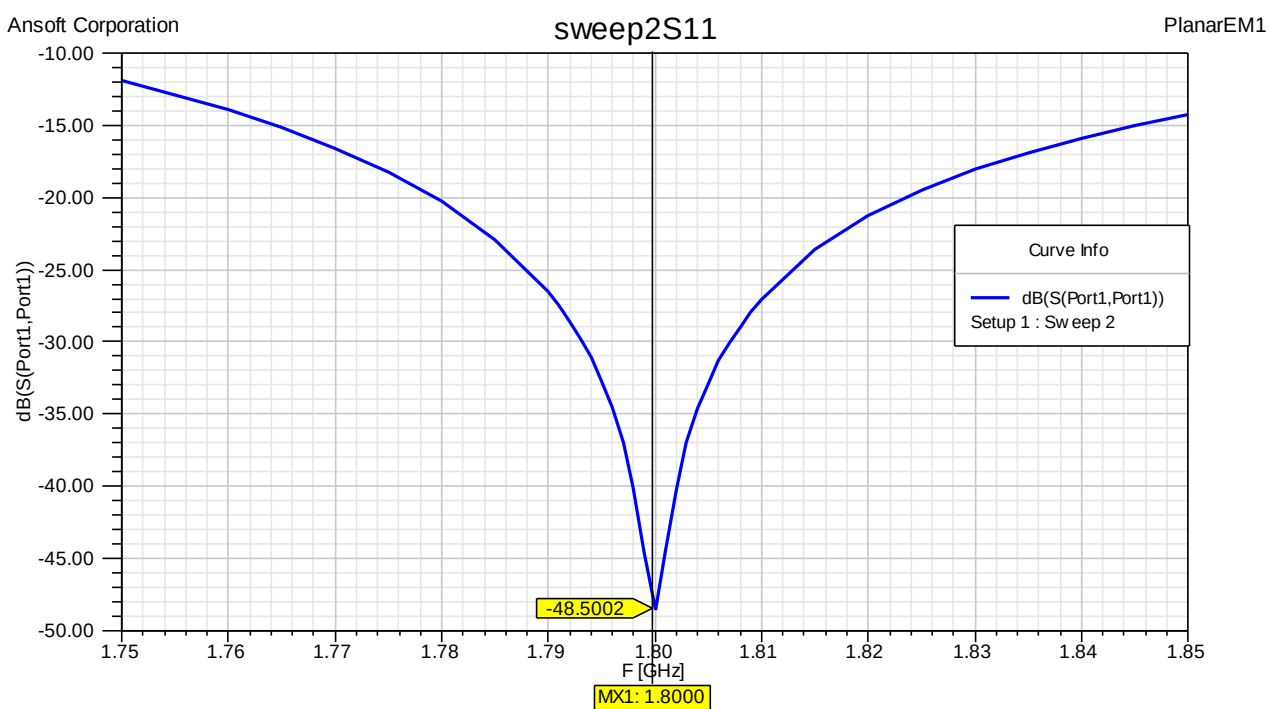
V dalším postupu se musí uvážit ponechání obou budících soustav a prověření, zda dochází mezi těmito soustavami k vzájemnému ovlivňování. V případě, že ano, musí se poupravit rozměry budících soustav tak, aby bylo dosaženo co nejlepších vlastností na zadaných kmitočtech. Pro navrženou anténu bylo zapotřebí provést mírné úpravy v rozměrech

buzení, a to pro oba kmitočty. Nejedná se ovšem o velké změny v rozměrech. Navíc pro nižší kmitočty 900 MHz bylo dosaženo lepšího přizpůsobení.

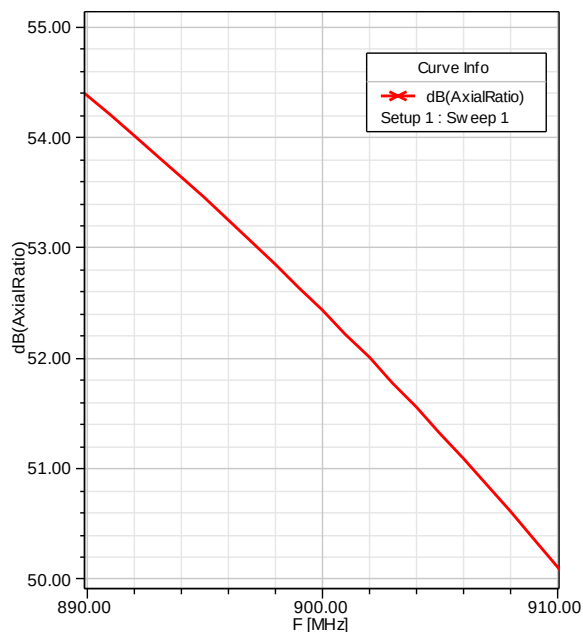
Na následujících obrázcích (5.15 a 5.16) je uveden parametr S_{11} pro již uzpůsobené budící soustavy, kdy je bráno v úvahu jejich zahrnutí do jednoho celku.



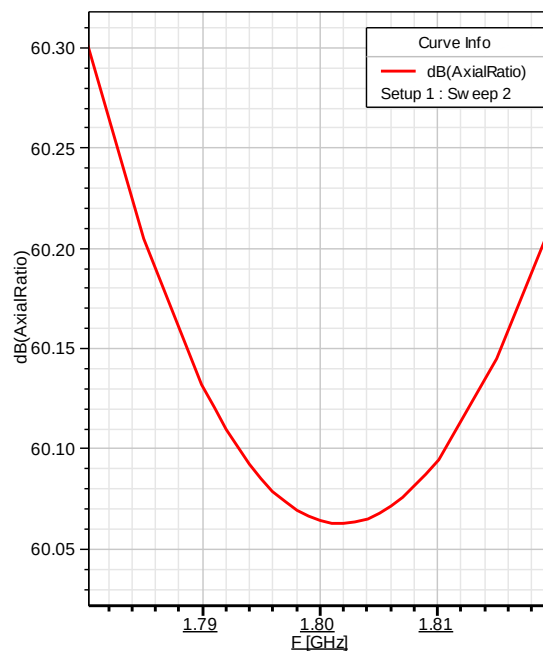
Obr. 5.15 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11}
pro okolí kmitočtu 900 MHz



Obr. 5.16 Kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény S_{11}
pro okolí kmitočtu 1,8 GHz



Obr. 5.17a Osový poměr pro 900 MHz

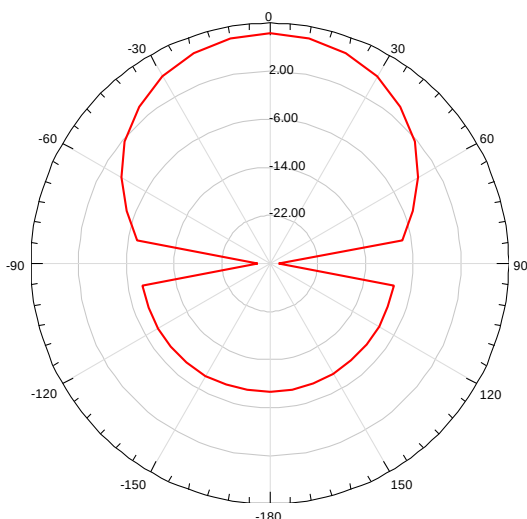


Obr. 5.17b Osový poměr pro 1800 MHz

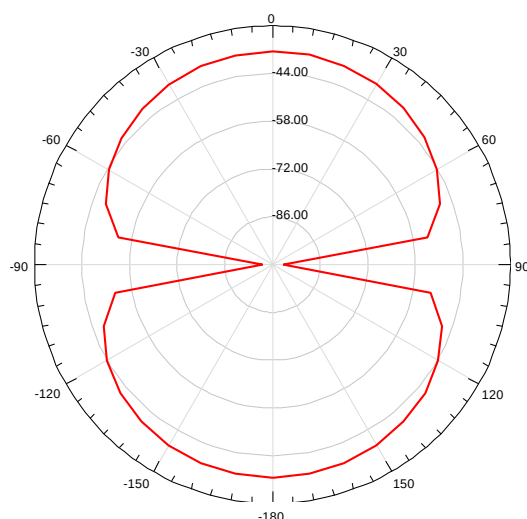
Po optimalizaci buzení došlo navíc ke zlepšení osových poměrů na pracovních kmitočtech, ve srovnání s dříve obdrženými výsledky se jedná o zlepšení více než 10 dB. Pro kmitočet 900 MHz je osový poměr 52,4 dB, což se rovná poměru os (dle vztahu 1.8) 416,97 a pro kmitočet 1800 MHz, kde je poměr 60,06 dB nebo také v absolutní míře 1006,93.

Tab. 5.1 Konečné rozměry budící soustavy pro kmitočty 900 MHz a 1800 MHz

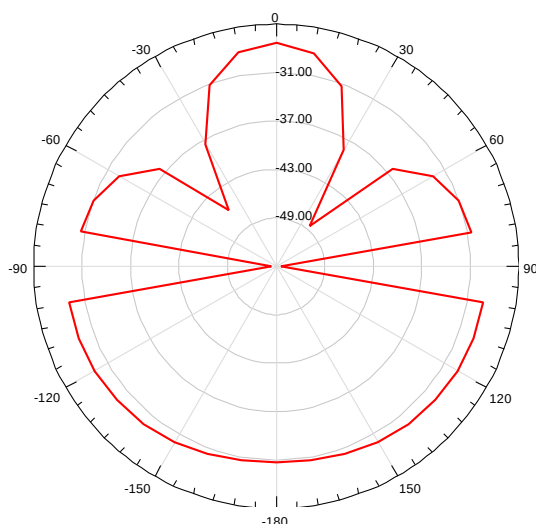
<i>kmitočet</i>	[MHz]	900	1800
L_s	[mm]	11,64	3,94
L_a	[mm]	30,40	30,40
W_s	[mm]	2,80	2,00
L_H	[mm]	29,04	13,02
W_H	[mm]	2,10	1,92
x	[mm]	0	-40,00
y	[mm]	0	13,66



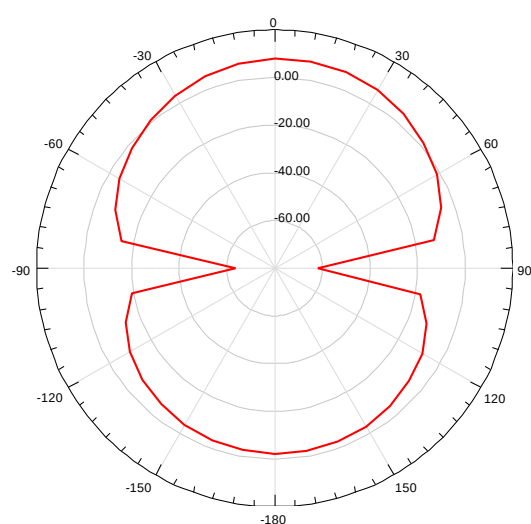
Obr. 5.18a 900 MHz řez *Theta*



Obr. 5.18b 900 MHz řez *Phi*



Obr. 5.19a 1800 MHz řez *Theta*



Obr. 5.19b 1800 MHz řez *Phi*

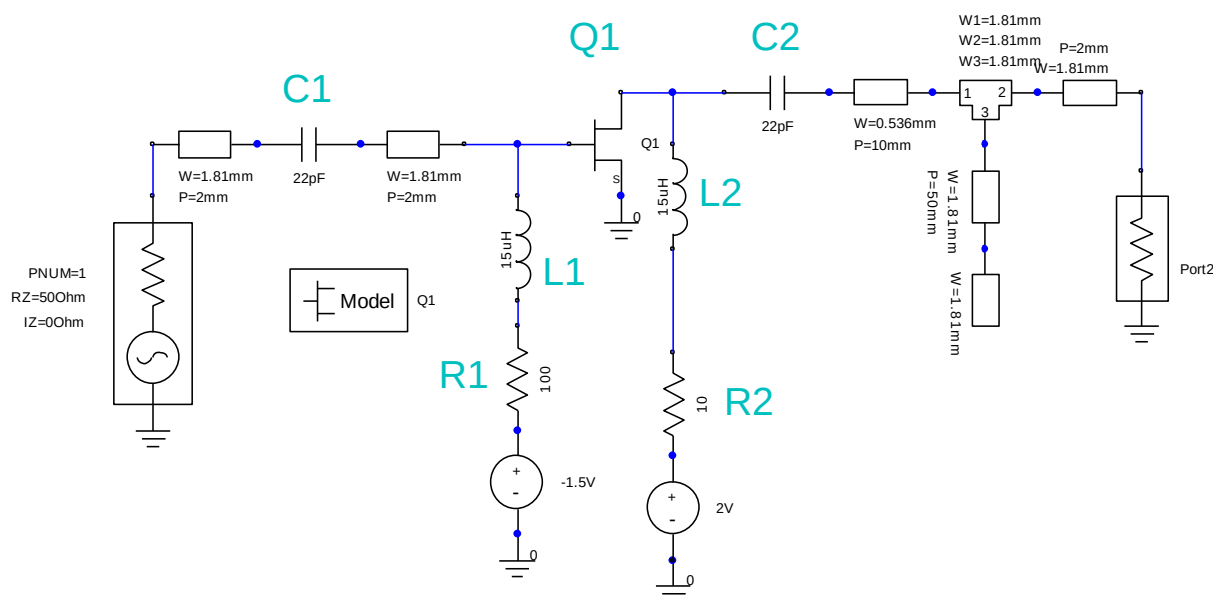
Jak je ze směrových charakteristik vidět (obr. 5.18 a 5.19), anténa značně září směrem vzad (-180°). Je to jedna ze záporných vlastností flíčkových antén. Tento efekt by se dal snížit umístěním odrazné desky ve vzdálenosti $\lambda/4$, aby se tato vlna vyrušila. Avšak navržená anténa pracuje se dvěma kmitočty a proto se tato deska nedá použít (dvě různé vzdálenosti $\lambda/4$).

5.3 Návrh zdvojovače kmitočtu

Jak již bylo vysvětleno v kapitole 2, bude tento zdvojovač využívat nelineární prvek v podobě unipolárního tranzistoru s heterostrukturou (pHEMT). Simulační měření budou provedena v programu Ansoft designer, který mimo jiné nabízí právě i možnost simulací obvodů (*Circuit design*).

Při návrhu vycházíme z obr. 2.1, kde bude zapotřebí dále vhodně navrhnout předpětí pro tranzistor. K tomuto účelu byl vybrán tranzistor značky Avago, typ ATF-34143. Podrobné informace v podobě *data sheetu* jsou uvedeny v příloze 1. Při simulacích bude ovšem tento

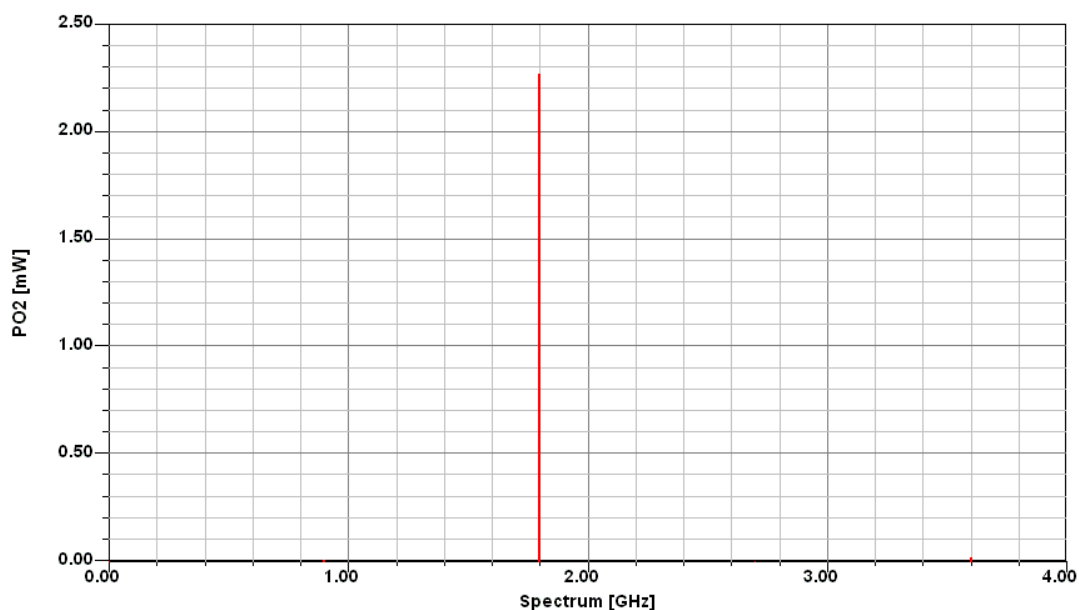
tranzistor nahrazen obecným tranzistorovým modelem MATERKA, neboť nebyly sehnány potřebné knihovny. Proto bude v simulacích nastavené jiné předpětí, než které pak bude použité u experimentálního měření.



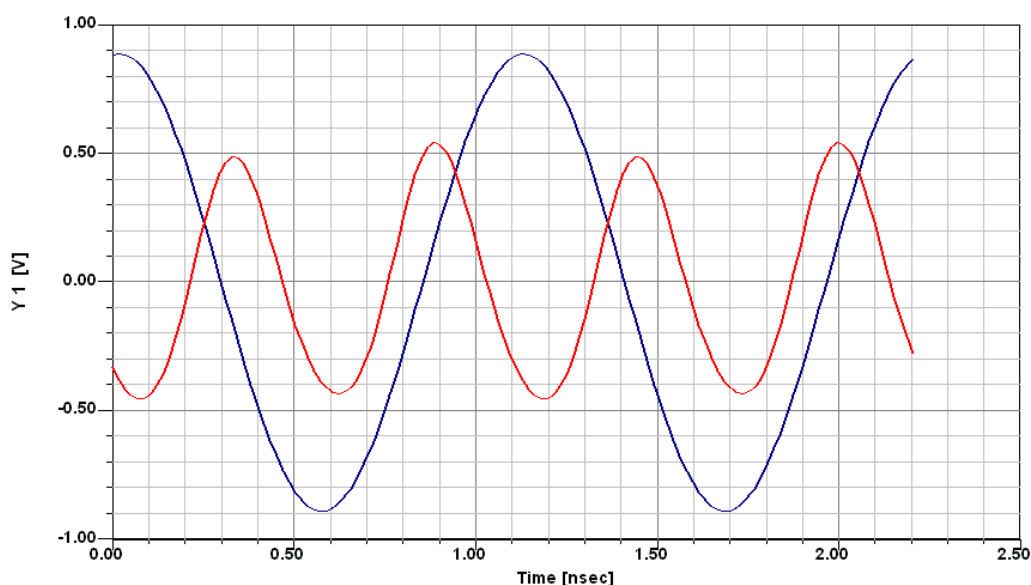
Obr. 5.20 Schéma zapojení zdvojovače kmitočtu

Jak je z obr. 5.20 vidět, jedná se o zapojení, kde na vstupu tranzistoru je přivedeno předpětí ze stejnosměrného zdroje přes tlumivku a odpor a vstupní signál na kmitočtu 900 MHz je přiveden přes vazební kondenzátor na bránu *gate* tranzistoru. Do brány *drain* je taktéž přivedeno stejnosměrné předpětí opět přes tlumivku s odporem a i zde je vazební kondenzátor. Za kondenzátorem se nachází selektivní obvod naladěný na 1.8 GHz, který je tvořen úsekem mikropáskového vedení. Mezi jednotlivými součástkami je vždy krátký úsek mikropáskového vedení o šířce odpovídající charakteristické impedanci 50 Ω .

Při tomto zapojení a s užitím modelu MATERKA byly získány výsledky, které jsou vidět na obr. 5.21 – frekvenční spektrum a obr. 5.22 – časové průběhy. Z těchto obrázků je vidět, že zdvojovač pracuje dle předpokladu. Dochází zde ke zmenšení amplitudy výstupního signálu, avšak skutečnou úroveň amplitudy a celkové funkčnosti je zapotřebí dále experimentálně ověřit se skutečným tranzistorem.



Obr. 5.21 Frekvenční spektrum zdvojovače kmitočtu



Obr. 5.22 Časový průběh vstupního (*modrá*) a výstupního (*červená*) signálu

K této části návrhu je zahrnut i návrh děliče výkonu. Z výše uvedené kapitoly 3 je zřejmé, že se nebude jednat o složitý návrh. Co je ovšem potřebné pro výpočet znát, je impedance mikropásku pro čtvrtvlnné vedení a délka vlny λ_g . Aby mohla být délka vlny určena, musí se nejprve vypočítat efektivní permitivita dle (14) pro substrát Arlon 25N na frekvenci 900 MHz. V této rovnici je ovšem zahrnuta i šířka pásku. Z tohoto důvodu je nutné nejprve určit šířku pásku závislou právě na impedanci.

Vychází se ze vztahu (3.1), kde se vypočítá velikost impedance čtvrtvlnných vedení pro dvě větve ($n = 2$):

$$Z_{01} = \sqrt{n} \cdot Z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,71 \, \Omega$$

Nyní je zapotřebí určit šířku vedení pro impedanci 70,71 Ω . Opět se vychází z rovnic pro výpočet šířky pásku (1.5) a (1.6).

$$a = \frac{70,71}{60} \sqrt{\frac{3,28+1}{2}} + \frac{3,28-1}{3,28+1} \cdot \left[0,23 + \frac{0,11}{3,28}\right] = 1,864$$

$$b = \frac{60\pi^2}{70,71\sqrt{3,28}} = 4,624$$

Je vidět, že hodnota pomocné proměnné a je větší než 1,52. Z tohoto důvodu se zvolí pro výpočet šířky pásu rovnice 1.6a:

$$w_1 = 0,787 \cdot \frac{8 \cdot e^{1,864}}{e^{2 \cdot 1,864} - 2} = 1,025 \text{ mm}$$

Šířka pásu je již vypočtená, proto lze přejít k výpočtu délky vedení, přičemž nejprve se určí efektivní permitivita dle vztahu (14):

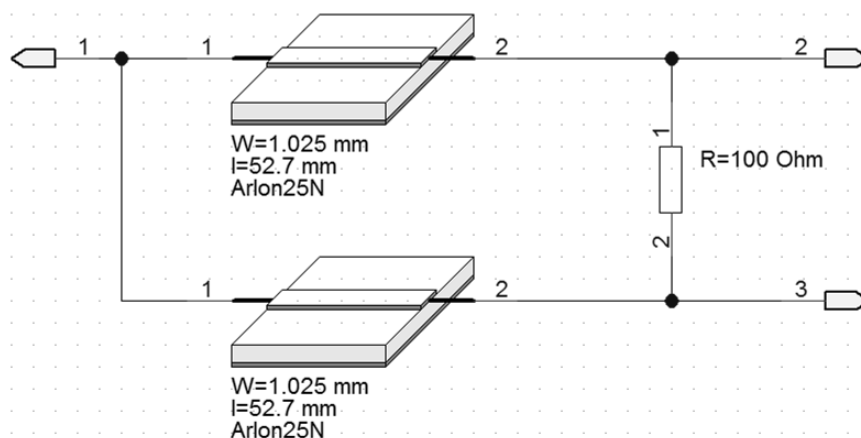
$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_1}}} = \frac{3,28 + 1}{2} + \frac{3,28 - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{0,787}{1,025}}} = 2,4967$$

Po obdržení hodnoty efektivní permitivity lze vypočíst vlnovou délku pomocí jednoduchého vzorce:

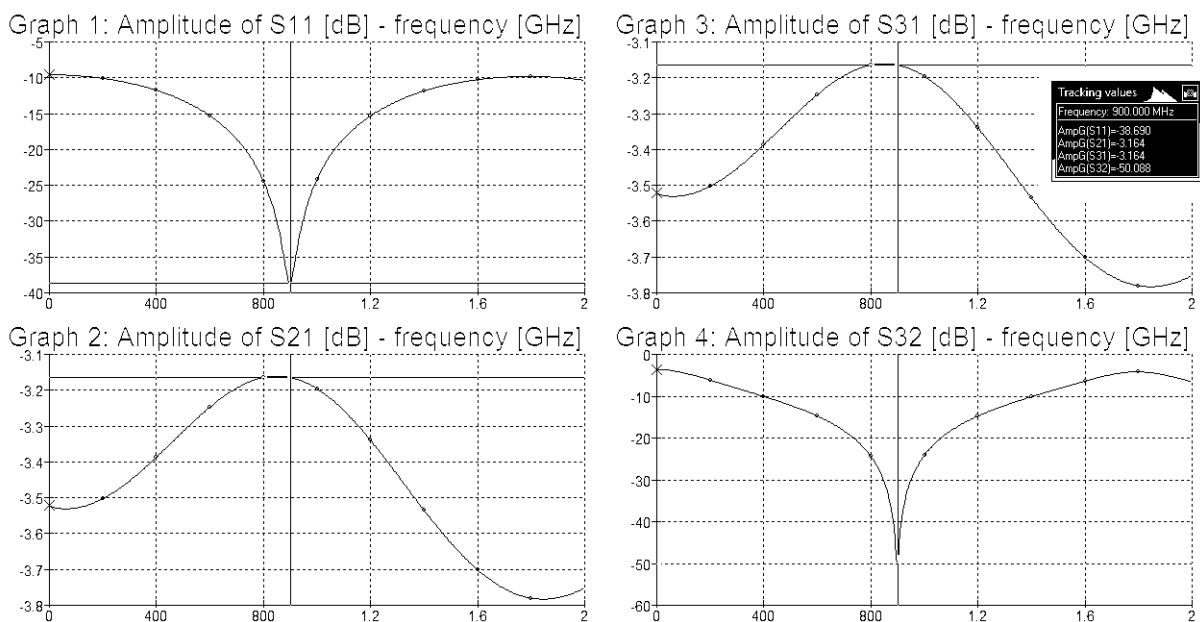
$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{ef}}} = \frac{c}{9 \cdot 10^8 \cdot \sqrt{2,4967}} = 210,81 \text{ mm}$$

Délka jednoho čtvrtvlnného vedení je tedy $\lambda_g/4 = 52,7 \text{ mm}$.

Z předchozích hodnot byla provedena simulace v programu WinMIDE. Výsledky pak byly zaznamenány v podobě rozptylových parametrů (viz. obr. 5.23).



Obr. 5.23 Schéma zapojení Wilkinsonova děliče výkonu

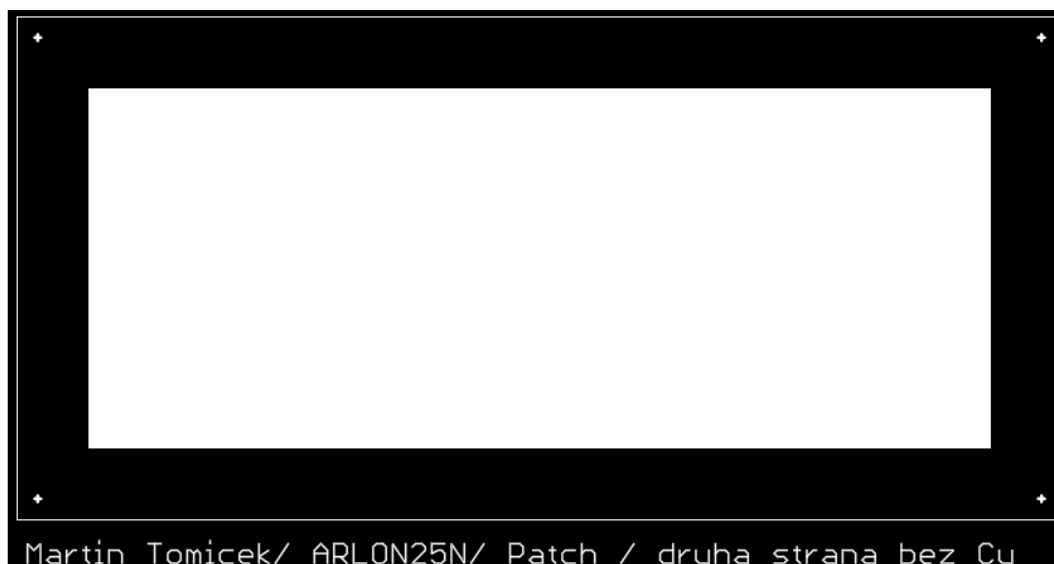


Obr. 5.24 Rozptylové parametry Wilkinsonova děliče výkonu

Jak je vidět z obr. 5.24, tak činitel odrazu S_{11} je na kmitočtu 900 MHz roven $-38,69$. Je tedy zřejmé, že na tomto kmitočtu nedochází k nežádoucímu odrazu. Co se týče přenosů do bran 2 a 3 (parametry S_{21} a S_{31}) je vidět, že jsou tyto průběhy podobné až téměř identické $\Rightarrow$ Wilkinsonův dělič opravdu pracuje, jak má. Poslední přenosová charakteristika mezi branami 2 a 3 (S_{32}) určuje velikost izolace, i zde je vidět, že téměř k žádnému přenosu nedochází.

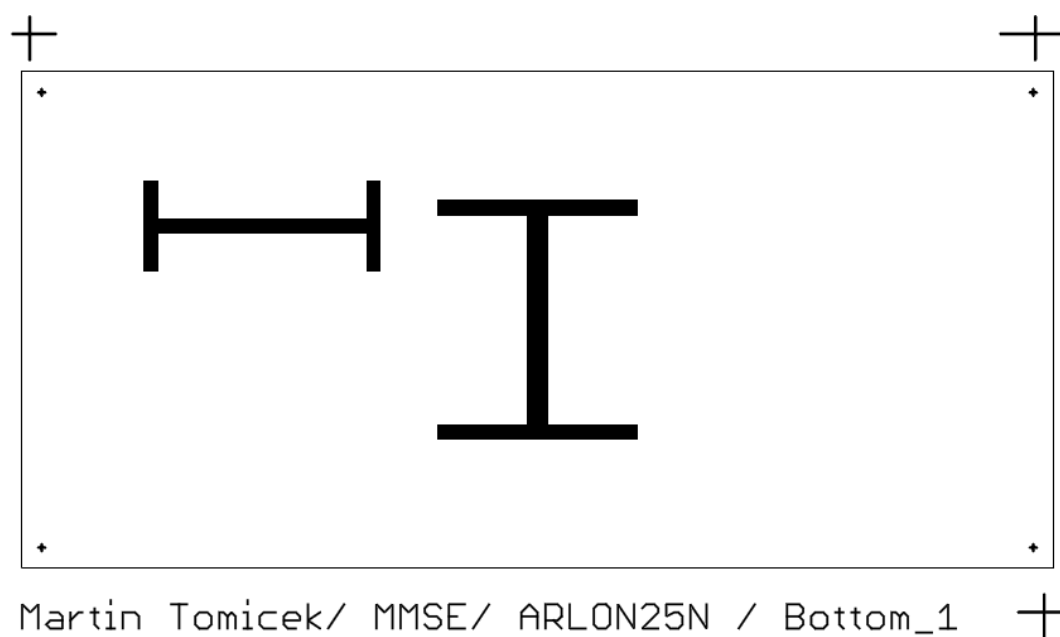
5.4 Realizace a měření

Anténa je navržena se všemi náležitostmi, je proto vhodné tuto anténu vyrobit a prověřit její vlastnosti. Pomocí návrhového programu pro plošné spoje Eagle byly zakreslené veškeré motivy v rozměrech dle předchozích výsledků. Celkový náčrtek byl potom exportován do souboru s příponou *.ps. S touto příponou umí pracovat program Acrobat Distiller, který převede předchozí soubor do formátu *.pdf. Výsledný motiv je pak možné vytisknout na průsvitný papír. Po vytisknutí by měly být cesty mědi bílé a místa, kde měď být nemá, by měly být černé.



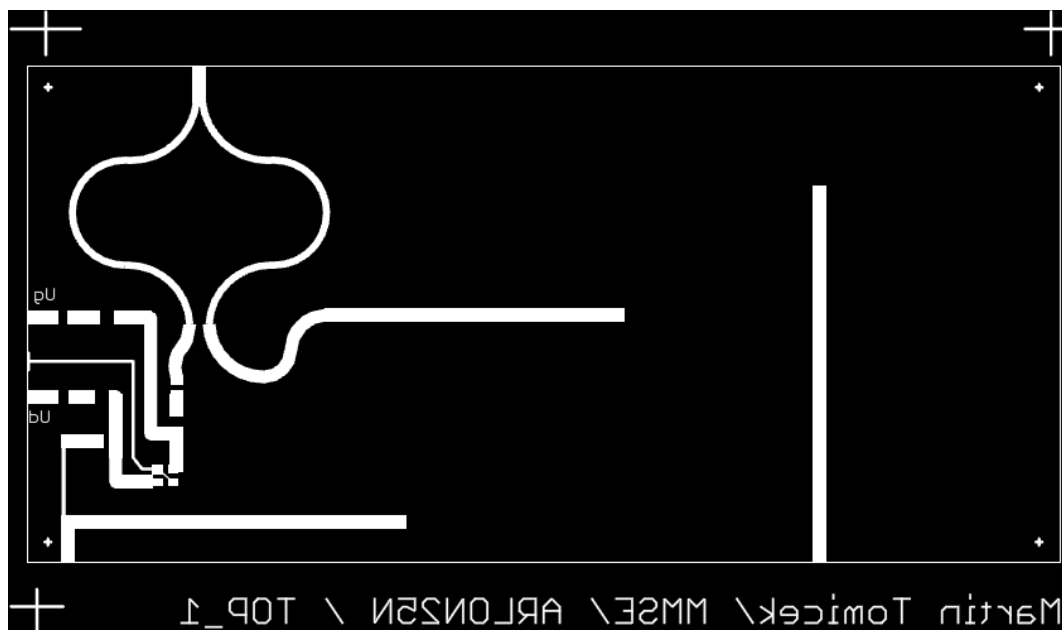
Obr. 5.25 *Motiv antény pro výrobu*

Na obr. 5.25 je vidět obdélníkový motiv antény. Tento motiv bude ve spodní části substrátu, neboli bude směřovat ke štěrbinám uvedeným na následujícím obrázku (obr. 5.26). Druhá strana substrátu, na němž je vyhotovena anténa, bude bez pokovení, a proto není potřeba dělat další předlohu, jednalo by se pouze o celočerný motiv.

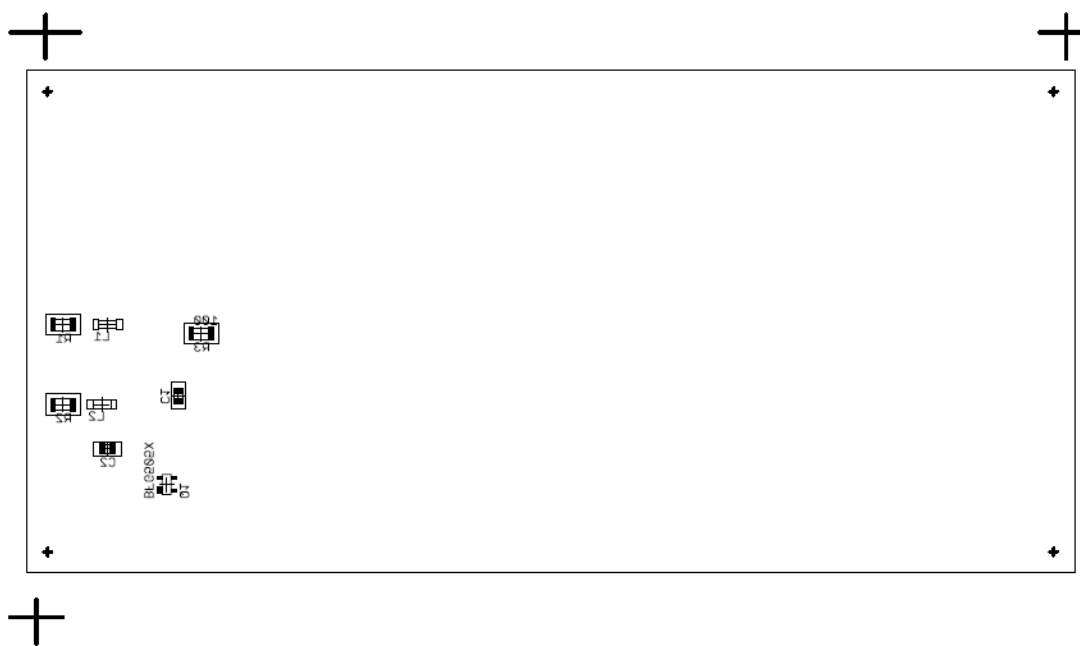


Obr. 5.26 *Štěrbiny ve vrstvě spodního substrátu*

Sesazovací značky umístěné v rozích (3 křížky) na obr. 5.26 a 5.27 zajistí, že budící štěrbiny i jejich mikropásky budou správně vycentrované. Zde je kladen důraz na výrobu, neboť posun jakýmkoli směrem bude mít za následek odchylky. Avšak při vyvrtání děr se mírných odchylek nevyvarujeme, ledaže by otvory vyvrtával přesně seřízený stroj a i zde by byly nejspíš mírné nepřesnosti.



Obr. 5.27 Budící soustavy a zdvojovač kmitočtu ve vrstvě spodního substrátu



Obr. 5.28 Rozložení součástek ve vrstvě spodního substrátu

Na obrázku 5.28 je zobrazeno rozložení součástek, přičemž pouzdro tranzistoru, které bylo v knihovně programu Eagle není zcela odpovídající realitě. Tato nepřesnost je dána šířkou jednoho z vývodů tranzistoru. Zde na obrázku je z našeho pohledu širší vývod tranzistoru vlevo dole, avšak u skutečného tranzistoru je tento vývod vlevo nahoře. Je tedy zapotřebí mít tuto skutečnost na paměti.

Při výrobě bylo důležité dbát zvýšené opatrnosti při pájení tranzistoru neboť teplý hrot mikropáčky by mohl tranzistor poškodit. Předpětí do tranzistoru bylo vyvedeno tenkými drátky, na které se při experimentálním měření přivedlo napětí z laboratorního zdroje.

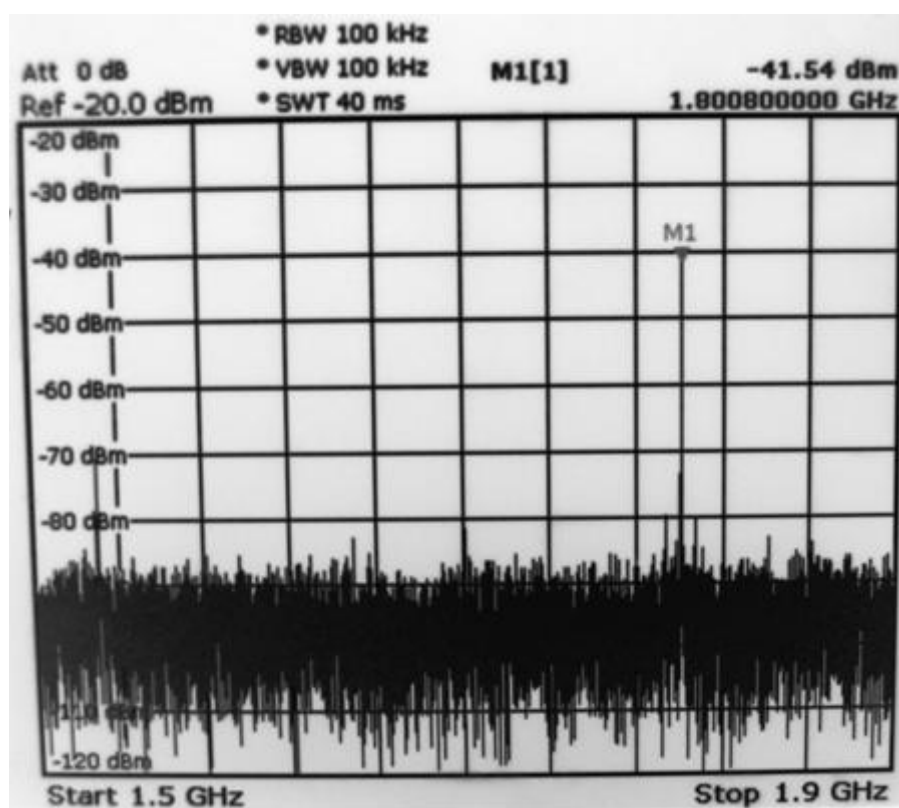
Protože anténa je navržena s tranzistorovým modelem MATERKA a skutečný tranzistor má odlišné charakteristiky, má anténa výstup ze zdvojovače kmitočtu pro experimentální

proměření zdvojovače kmitočtu. S tím souvisí i následná výroba koaxiálního kabelu pro propojení výstupu ze zdvojovače se vstupem antény pro kmitočet 1,8 GHz.

Dále bylo potřebné do desek antény vyvrtat otvory pro upevnění distančních sloupků. Distanční sloupky mají délku přesně 12 mm s vnitřním závitem M3.

Nyní, když je anténa vyrobená se všemi náležitostmi, může se přejít k samotnému měření. Při měření se na spektrálním analyzátoru zkoumal výstupní signál ze zdvojovače kmitočtu a zároveň se donastavovala hodnota předpětí tranzistoru tak, aby bylo dosaženo co možná nejlepších výsledků. Podle přílohy 1 potřebuje tranzistor mírné záporné předpětí do brány *gate* a kladné předpětí do brány *drain*. Výsledkem by měla být třída B popřípadě třída AB.

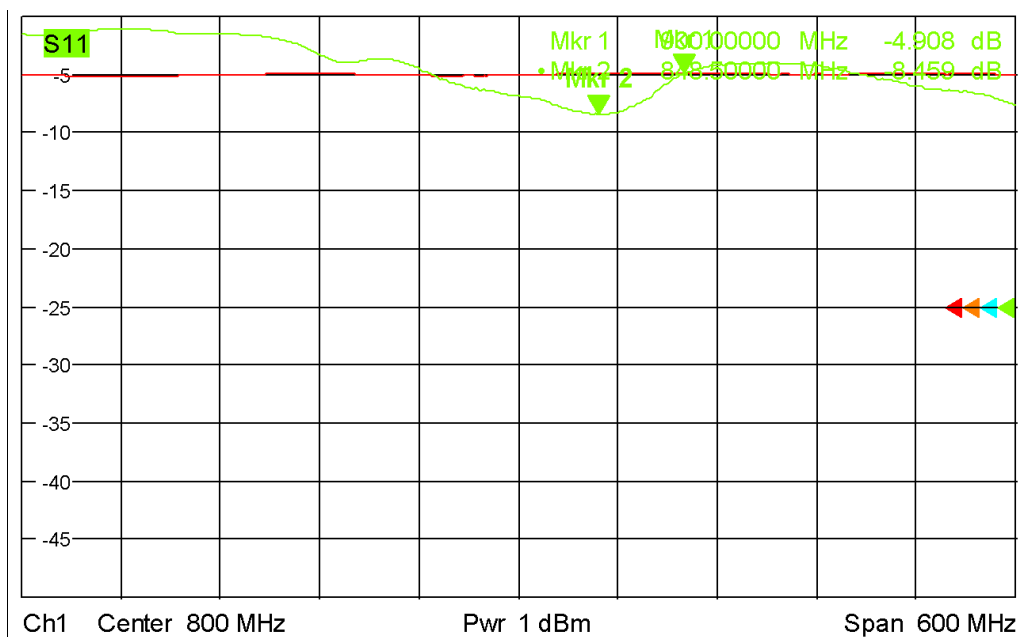
Nejlepších vlastností zdvojovače bylo dosaženo při $U_g = 0,4$ V a $U_d = 2,6$ V. Těmito hodnotám odpovídá frekvenční spektrum na obr. 5.29.



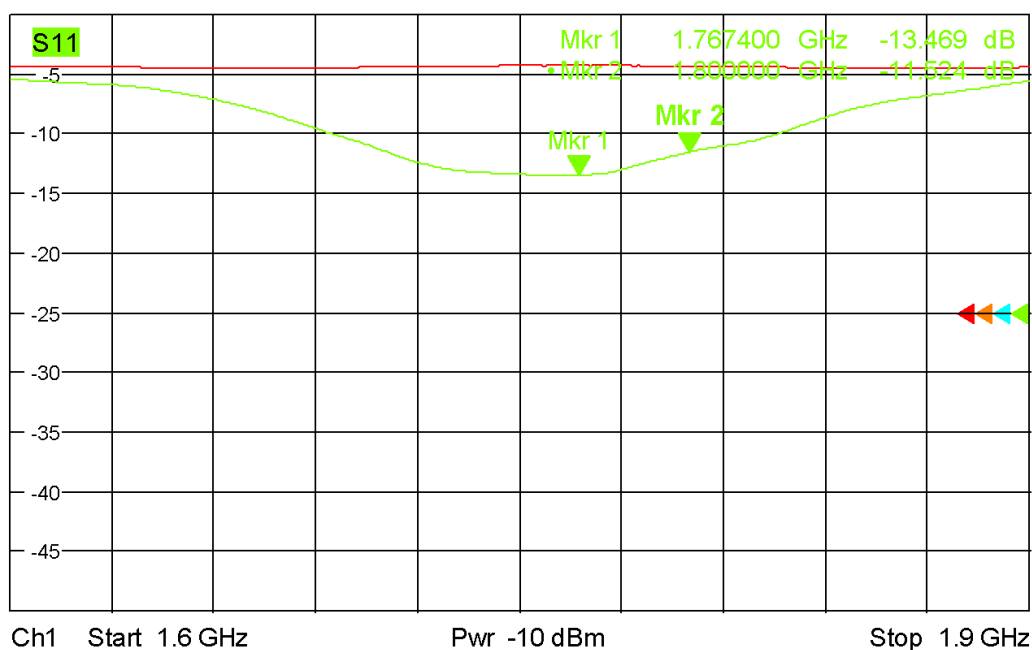
Obr. 5.29 Frekvenční spektrum zdvojovače kmitočtu

Jak je z obr. 5.29 vidět, tak úroveň výstupního signálu ze zdvojovače kmitočtu je $-41,54$ dBm. Vstupní úroveň, která byla přivedena na Wilkinsonův dělič je 1 dBm. Na vstup zdvojovače kmitočtu tedy byla přivedena úroveň o 3 dB menší, tedy 2 dBm. Jak je vidět ze spektra, tak odstup signálu od šumu v nejhorším případě, kdy šum dosahuje hodnoty -80 dBm je přibližně 40 dB.

Při měření činitele odrazu došlo k posunutí rezonanční frekvence oproti simulovaným hodnotám. Tento posun je způsoben především výrobou antény. V závislosti na posunu rezonančního kmitočtu se zhoršilo také impedanční přizpůsobení antény. Jak je vidět z následujících obrázků (obr. 5.30 a 5.31) jedná se o značné posuny.

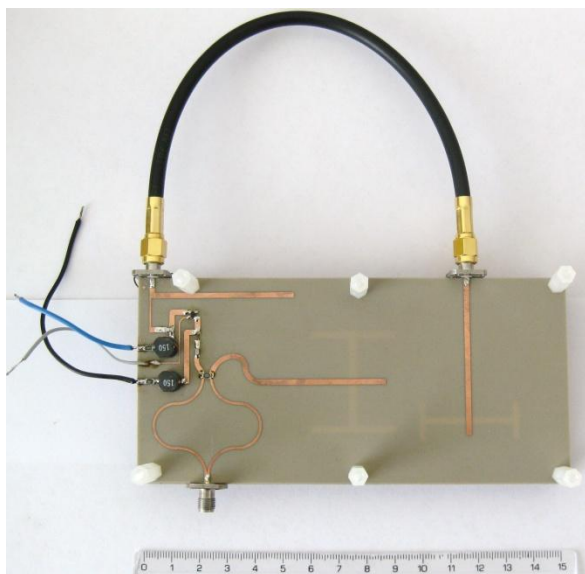


Obr. 5.30 Činitel odrazu v okolí kmitočtu 900MHz

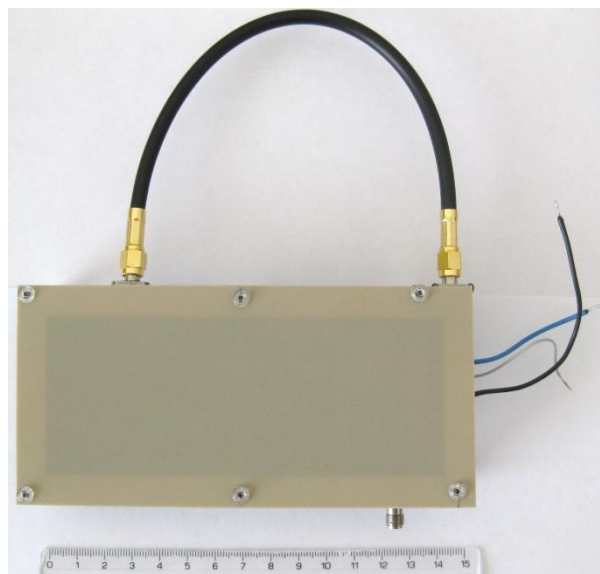


Obr. 5.31 Činitel odrazu v okolí kmitočtu 1800 MHz

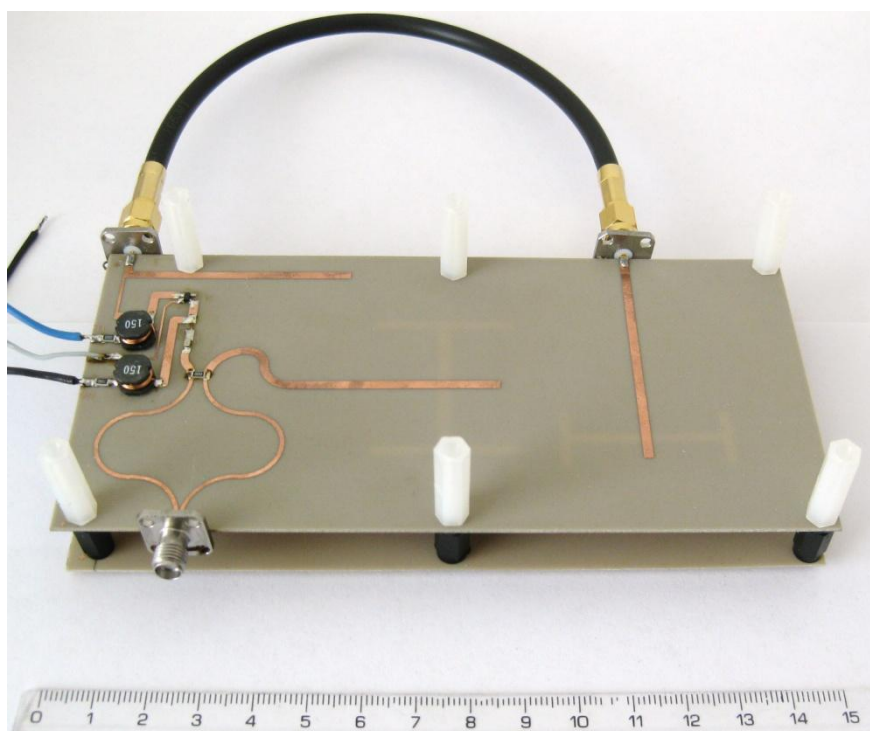
Jak je z předchozích obrázků vidět, tak pro kmitočty 900 MHz je úroveň činitele odrazu rovna hodnotě $-4,9$ dB, avšak minimu v této oblasti je na kmitočtu 840,5 MHz s úrovní $-8,45$ dB. V oblasti kmitočtu 1800 MHz bylo minimum zaznamenáno pro kmitočty 1767,4 MHz s úrovní činitele odrazu $-13,47$ dB a na frekvenci 1800 MHz byla změřena úroveň menší s hodnotou $-11,52$ dB.



Obr. 5.32a *Pohled ze spodu*



Obr. 5.32b *Pohled shora*



Obr. 5.32c *Pohled z boku pod úhlem*

Z předešlých obrázků je vidět, zkompletovaná anténa se všemi náležitostmi. Tmavé distanční sloupky o délce 12 mm zajišťují odstup substrátu s flíčkem od substrátu s buzením. Bílé distanční sloupky zde plní funkci šroubků pro černé sloupky a zároveň umožňují postavení antény na tyto sloupky, aby nedošlo k porušení obvodové části, jak je vidět z obr. 5.32b.

6 ZÁVĚR

Navržená flíčková anténa má po optimalizaci rozměry $129,4 \text{ mm} \times 51,4 \text{ mm}$, přičemž delší rozměr je délkou pro kmitočet 900 MHz a kratší rozměr je pak délkou pro kmitočet 1,8 GHz.

Návrh flíčkové antény, která pracuje na dvou kmitočtech s vidy TM_{10} a TM_{01} , je pro danou strukturu docela obtížný. Pro dosažení ortogonálních výsledků jsem zvolil buzení aperturou, protože jedine tímto typem buzení dosáhnou toho, abych potlačil na frekvenci 1,8 GHz vliv vlny TM_{20} , která by se použitím jiného typu buzení (například koaxiálního nebo mikropáskového) jistě projevila. Pro kmitočet 900 MHz se dá dosáhnout kýžených výsledků relativně bez větších problémů. Pro kmitočet 1,8 GHz již není až tak snadné dosáhnout čistě ortogonální vlny. Důvodem, proč tomu tak je, je šířka antény na daném kmitočtu a taktéž posunutí budící soustavy vůči středu flíčku, kde již je namodelovaná budící soustava pro kmitočet 900 MHz. Posunul jsem právě budící soustavu pro kmitočet 1,8 GHz, protože jsem měl pro tento kmitočet dostatečnou šířku, ve které jsem mohl šterbinu i mikropásek posunout, pro kmitočet 900 MHz jsem neměl tolik prostoru ve směru šířky.

Buzení jsem navrhoval z experimentálních simulací, které jsem prováděl v programu Ansoft Designer. Sledoval jsem, jak se mění chování kmitočtového průběhu činitele odrazu ve Smithově diagramu při změnách jednotlivých parametrů buzení, a zaznamenával jsem si výsledky těchto simulací, které jsem pak využil pro návrh budících soustav na zadaných kmitočtech.

Pro oba kmitočty jsem dosáhl impedančního přizpůsobení, kdy činitel odrazu (parametr S_{11}) na těchto kmitočtech vykazoval hodnoty okolo -45 dB (viz obr. 5.6; obr. 5.11).

Osový poměr na kmitočtech 900 MHz a 1.8 GHz je přibližně 40 dB, z čehož vyplývá, že jde o lineární polarizace, kde hlavní osa je téměř 100 krát větší než osa vedlejší. Z rozložení proudů na flíčku na těchto kmitočtech je zřejmé, že se jedná o vidy TM_{10} a TM_{01} .

Po obdržení výše uvedených hodnot jsem anténu zoptimalizoval s uvážením vlivu obou budících soustav. Výsledky této optimalizace jsou zaznamenány v této práci formou obrázků (viz. obr. 5.15 a 5.16). Zároveň bylo dosaženo lepších hodnot osového poměru a došlo i ke zlepšení impedančního přizpůsobení.

Zdvojovač kmitočtu byl navržen pro základní kmitočet 900 MHz, avšak nebyly k dispozici knihovny komerčně dostupných tranzistorů (pHEMT). Z tohoto důvodu byl v obvodu použit model MATERKA, jenž je typem tranzistoru MES FET. Na základě tohoto poznatku bylo zapotřebí určit předpětí do bran *gate* a *drain* experimentálním měřením již na hotové anténě.

U vyrobené antény došlo nejspíše vlivem výroby k nepřesnostem. Tyto nepřesnosti ovlivnili posun rezonančních kmitočtů a tím i impedanční přizpůsobení. Některé tyto nepřesnosti by se daly odstranit vhodnější metodou výroby. Největším problémem je vyvrtat otvory tak, aby nedošlo právě v tomto smyslu k posunutí antény vůči budícím šterbinám.

LITERATURA

- [1] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 2nd edition. New York: John Wiley & Sons, 1998. ISBN 0-471-17096-8
- [2] RAIDA, Z. *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006
- [3] RAIDA, Z. *Počítačové řešení komunikačních systémů – přednášky* [online]. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006. Dostupné na WWW: <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/brks>>
- [4] POZAR, D. M. *A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications* [online]. Amherst: University of Massachusetts at Amherst, May 1996. Dostupné na WWW: <<http://www.ecs.umass.edu/ece/pozar/aperture.pdf>>
- [5] GALUSČAK, Rastislav; HAZDRA, Pavel. Circular Polarization and Polarization Losses [online]. Dostupný z WWW: <http://www.attplus.cz/hamradio/projekty/article/cppl_b.pdf>
- [6] SVAČINA, J. *Mikrovlnná integrovaná technika – přednášky* [online]. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. Dostupné na WWW: <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/MMIT/?P%F8edn%E1%B9ky>>
- [7] CAREY, E.; LIDHOLM, S. *Millimeter-Wave Integrated Circuits*. Boston: Springer Science, 2005, 272 s. ISBN 0-387-23665-1
- [8] VENDELIN, G. D.; PAVIO, A. M.; ROHDE, U. L. *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005, 1080 s. ISBN 0-471-41479-4
- [9] Horevaj, M. *Dělič výkonu: Dělič a slučovač signálů Wilkinsonova typ*. [online]. [cit. 2011-05-12]. Dostupný z WWW: <http://horevaj.com/horevaj/K1_files/K1_23.pdf>
- [10] HAYWARD, Robert; SZPINDOR, Edward; HICKS, Darrell. The Circular Polarization Characteristics of the New VLA K-Band Receiver System. *EVLA Memo 60* [online]. 18 June 2003, [cit. 2010-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.aoc.nrao.edu/evla/geninfo/memoseries/evlamemo60.pdf>>
- [11] CABRIA, L., et al. A PHEMT frequency doubling active antenna with BPSK modulation capability. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2004, vol. 3, s. 310-313

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

λ	Vlnová délka
λ_g	Vlnová délka v substrátu
ϵ_r	Relativní permitivita substrátu
ϵ_{ef}	Efektivní permitivita
L	Délka flíčku
L_a	Délka štěrbiny
L_s	Délka přesahu napájecího mikropásku vůči středu štěrbiny
L_H	Délka postranního obdélník štěrbiny
W	Šířka flíčku
W_s	Šířka štěrbiny
W_H	Šířka postranního obdélníku štěrbiny
w	Šířka napájecího mikropáskového vedení
x	Posun ve směru x
y	Posun ve směru y
h	Výška substrátu
c	Rychlost světla ve vakuu
f_r	Rezonanční kmitočet
$a; b$	Pomocné proměnné
Z_0	Charakteristická impedance
Z_{01}	Charakteristická impedance čtvrtvlnného vedení
n	počet větví wilkinsonova děliče
S_{11}	Činitel odrazu
S_{xy}	Činitel přenosu mezi branami x, y
MES FET	Kov-polovodič tranzistor řízený polem (metal semiconductor field effect transistor)
HEMT	Tranzistor s vysokou pohyblivostí elektronů
pHEMT	Pseudomorfický tranzistor s vysokou pohyblivostí elektronů
TM	Příčně magnetický
AR	Osový poměr
RHCP	Pravotočivá kruhová polarizace
LHCP	Levotočivá kruhová polarizace
E_{max}	Maximální intenzita (intenzita ve směru x)
E_{min}	Minimální intenzita (intenzita ve směru y)

SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK

C1, C2 = 22pF 5% (0805)

R1, R3 = 100R 1% (R1206)

R2 = 10R 1% (R1206)

L1, L2 = 15uH (L.SMT75)

Q1 = ATF 34143 (SOT-343)

Koaxiální vodič RG-58

3 x SMA M RG58KG (krimpovací konektor pro koaxiální kabel RG-58, 50 Ω)

3 x SMA F PP (panelový přírubový konektor pájecí, 50 Ω)

6 x Plastový distanční sloupek *matice x matice* (délka 12 mm závit M3)

6 x Plastový distanční sloupek *matice x šroub* (délka 15 mm závit M3)

6 x Plastový šroubek M3x6mm

SEZNAM PŘÍLOH

- I. Data sheet ATF-34143
- II. DVD Aktivní anténa se zdvojovačem kmitočtu

OBSAH DVD

- Aktivní anténa se zdvojovačem kmitočtu.pdf
- ATF_34143_data_sheet.pdf
- Šablony pro tvorbu antény pomocí průsvitného papíru (top1.pdf; top2.pdf; bott1.pdf)
- Namodelovaná anténa – složka Ansoft
 - o ANT_900.adsn
 - o ANT_900.adsnresults (složka s výsledky)
 - o ANT_1800.adsn
 - o ANT_1800.adsnresults (složka s výsledky)
- Obvod zdvojovače kmitočtu – složka Obvod
 - o Obvod.adsn
 - o Obvod.results (složka s výsledky)