

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Návrh a Optimalizace Flíčkové Anténní Řady

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Eva HEJNÁ**
Osobní číslo: **E10B0299P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Návrh a optimalizace flíčkové anténní řady**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

Po seznámení se s vlastnostmi flíčkových antén a anténních řad navrhnete anténní řady využívající různé napájecí sítě a porovnejte je.

1. Seznamte se se zásadami návrhu mikropáskových flíčkových antén a s vlastnostmi tohoto typu zářičů. Dále získejte poznatky o anténních řadách.
2. Navrhnete čtyřprvkovou flíčkovou anténní řadu napájenou paralelně a napájenou sériově pro zvolený kmitočet.
3. Využijte vhodný simulační nástroj pro numerické ověření návrhu.
4. Zhotovte navržené antény s využitím technologie plošných spojů a proveďte měření jejich vlastností.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 20 - 30 stran
Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:

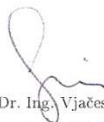
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jan Mráz, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Konzultant bakalářské práce: **Ing. Jan Mráz, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2012**
Termín odevzdání bakalářské práce: **7. června 2013**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan



L.S.


Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem dvou čtyřprvkových, lineárně polarizovaných anténních řad, tvořených mikropáskovými flíčky. Řady jsou mikropáskovým napájením propojené paralelně a sériově. Součástí práce je také realizace jedné anténní řady a porovnání výsledků jejího měření s výsledky získanými simulací.

Klíčová slova

Flíčkové antény, mikropáskové antény, anténní řady, paralelní řada, sériová řada, mikropáskové vedení, směrová charakteristika, zisk antény, činitel stojatého vlnění, odrazový koeficient, simulace antén.

Abstract

The work deals with design of two linear polarised antenna arrays, created of four microstrip patch antenna elements. These arrays are interconnected by microstrip lines and have parallel and series arrangement. A part of work is realization of one antenna array and comparison of results from measuring and simulation.

Key words

Patch antenna, microstrip antenna, antenna array, corporate array, series array, microstrip transmission, radiation pattern, gain of antenna, wave standing ratio, reflection coefficient, simulation of antenna.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracovala samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.



.....
podpis

V Plzni dne 6.6.2013

Eva Hejná

Obsah

OBSAH	6
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	7
1 ÚVOD	8
1.1 MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY.....	8
1.2 FLÍČKOVÉ ANTÉNY A ŘADY.....	9
1.3 NAPÁJENÍ.....	10
1.3.1 Páskové vedení.....	11
1.5 CÍL PRÁCE A MOŽNOSTI ŘEŠENÍ.....	12
2 SAMOTNÝ NÁVRH ŘADY FLÍČKOVÝCH ANTÉN	16
2.1 NÁVRH JEDNOTLIVÉHO FLÍČKU.....	16
2.2 NÁVRH ŘAD A SIMULACE V PROGRAMU FEKO	17
2.2.1 Sériová řada.....	18
2.2.2 Paralelní řada.....	20
3 MĚŘENÍ VYROBENÉ ANTÉNY	23
3.1 POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ A SIMULACÍ Z VÝSTUPU PROGRAMU FEKO	24
4 ZÁVĚR	31
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	33
PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratek

PEC (Perfect Electric Conductor).....Dokonalý Elektrický Vodič
PEC (Perfect Magnetic Conductor).....Dokonalý Magnetický Vodič
VSWR(Voltage Standing Wave Ratio).....Napěťový činitel stojatých vln

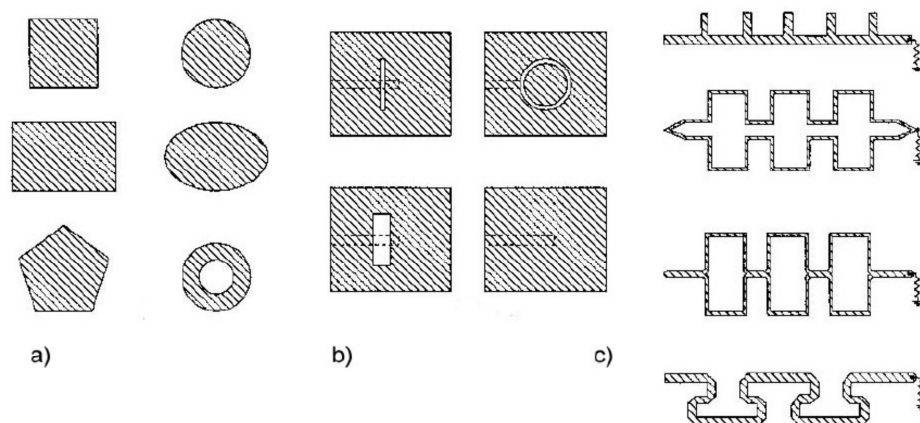
1 Úvod

1.1 Mikropáskové antény

Flíčkové antény o kterých je tato práce, patří do skupiny mikropáskových antén. Mikropáskové antény jsou různě tvarované rovinné motivy na lici nejméně dvoustranně pokovené desky ze substrátu s hodnotou relativní permitivity, která zčásti určuje míry daných anténních prvků, spolu s požadovanou pracovní frekvencí [1]. Jedna strana, zpravidla spodní, vždy tvoří zemní rovinu. Nejvhodnější substrát je vzduch či pěnové substráty a to právě kvůli hodnotě permitivity blízké okolnímu prostředí. Pokud je permitivita substrátu vyšší než okolí (častý případ - běžné substráty), na rozhraní materiálů vzniknou povrchové vlny, které se po tomto rozhraní šíří. Jejich vlivem se zhoršuje účinnost antény [2]. Na druhou stranu použitím substrátu s vyšší permitivitou je možné dosáhnout menších rozměrů konečné antény na dané frekvenci. Substrát má také konkrétní ztrátový činitel, který je mírou dielektrických ztrát. Ztrátový činitel je optimální v rozmezí $\tan \delta = 4 \div 12e - 4$. Antény se používají v kmitočtových pásmech 1-50 GHz [4].

Mimo flíčkové se sem řadí také planární dipóly, které mají jiný poměr délka/šířka, větší šířky pásma a jsou vhodnější pro vyšší frekvence. Dále pak všesměrové tištěné štěrbinové antény (1.1b), které mají vyříznuté štěrbininy v kovové ploše. Štěrbiny mohou mít různé tvary, nejčastěji však obdélníkové či kruhové. Jak flíčkové, tak štěrbinové antény utvoří na svém povrchu při pracovní frekvenci stojatou proudovou vlnu, která se stane zdrojem vyzařovaného pole.

U dalšího typu (obr. 1.1c) se zdrojem pole stává postupná proudová vlna, vedená podle tvaru motivu, složeného z úzkých pásků, který je zakončen přizpůsobenou zátěží, aby nedocházelo ke vzniku stojatých vln [2].

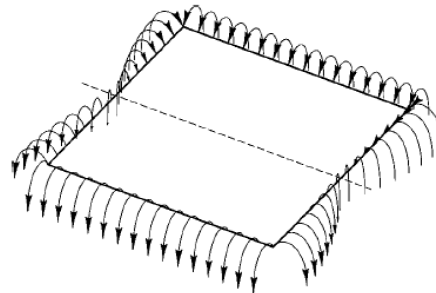


Obr.1.1 Mikropáskové antény a) flíčkové, b) štěrbinové, c) s postupnou vlnou[3]

Nevýhodou těchto nízkoprofilových a na výrobu ekonomicky nenáročných antén, je úzké pracovní kmitočtové pásmo, nižší zisk, již uvedené ztráty v substrátu a použití pro nižší výkony. Je snaha s vývojem technologií materiálů a možností samotného návrhu tyto problémy zmírnit. Například použitím jiných materiálů substrátu, ve vícevrstvých typech i několika materiály a různě tlustými substráty, sdružováním antén do řad či sloupců, nebo komplikovanějšími tvary flíčků, štěrbin a v neposlední řadě způsoby napájení.

1.2 Flíčkové antény a řady

Flíčky tvořící anténu mohou být jednoduché geometrické tvary, které se využívají nejčastěji (obdélníky, čtverce, kruhy, trojúhelníky,...), nebo i méně používané tvary pro speciální aplikace (L, kříže,...). Nejčastěji používané jsou obdélníkové, případně čtvercové. Pro tyto tvary byly také vyvinuty různé způsoby analýzy. U obdélníkového flíčku by měla být šířka W menší, než délka vlny v prostředí λ_{ef} [4]. Rezonanční hrana délka L , je dlouhá zpravidla polovinu vlnové délky, kdy je pak vstupní impedance reálná [5], přičemž je třeba vzít v úvahu, že se vlivem vyzařování rozptylového pole na hranách šířky W efektivní délka L prodlouží [2]. Na obou krajích šířky W by pak mělo při optimálních rozměrech dojít k tomu, že se zde pole vybuzující se vzájemně v protifázi do roviny kolmo na plochu flíčku sčítají [4]. Těmto hranám se říká vyzařovací hrany, ačkoli flíček vyzařuje i z hran délek L , kde se ovšem pole vyruší. Na obrázku (1.2) šipky znázorňují rozptyl elektrického pole na hranách. Hrana kolmá na středovou čáru je rezonanční délka L , kde se jednotlivé příspěvky ruší.



Obr.1.2 Rozptylové elektrické pole čtyřúhelníkového flíčku [7]

U jednoprvkové antény lze dosáhnout poměrně nízké hodnoty vyzařování. Literatura přibližně uvádí, že i při ϵ_r blízkém 1, je takto možné dosáhnout maximálního zisku okolo 10dBi. Hodnotu můžeme zlepšit vytvořením víceprvkové řady [1]. Pak ideálně platí, že zdvojnásobením počtu prvků se zdvojnásobí i zisk, ale pravidlem je spíše méně, než 3dBi.

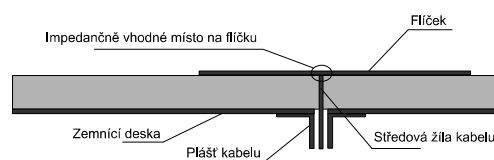
Anténní řada je struktura několika plošně rozložených zářičů, u nichž díky správnému vzájemnému umístění a napájení dochází ke sčítání polí z šířek jednotlivých prvků, kdy se příspěvky pole z nevyzařujících hran (L) vzájemně ruší, kdežto z vyzařujících se přičítají. Lze manipulovat s fázemi i amplitudami na jednotlivých prvcích řady. Manipulací s amplitudou lze měnit směrovost a ovlivňovat postranní laloky (npř. s menší amplitudou na krajích se zmenší postranní laloky), fázováním zase směr maxima [4].

Kromě řad se lze setkat i s uspořádáním do sloupu, čehož se využívá spíše při požadavku rozšíření frekvenčního pásma [8].

Jednotlivé prvky řady je poté třeba buď zvlášť připojit ke zdrojům, čímž se dají potom ovlivňovat vlastnosti, nebo propojit napájením, které opět může být rozvedené různými způsoby.

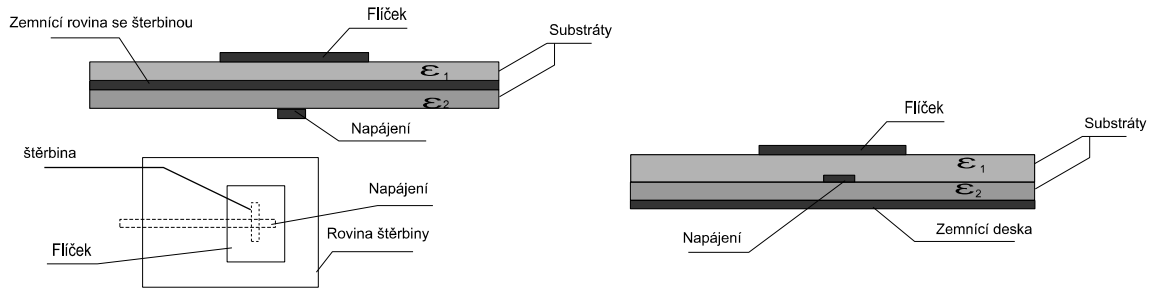
1.3 Napájení

Napájení flíčkových antén se může realizovat takto následujícími způsoby. Jednou možností je koaxiální kabel (1.3), kdy se vnitřní žíla připojí k impedančně vhodném místě prvku, přičemž uprostřed je impedance nulová a roste směrem ke krajům. Vypočítává se místo na prvku, kam se kabel připojí. S tímto napájením je třeba počítat již při návrhu. Jak proto, že ovlivní vlastnosti antény, tak proto, že se musí anténa už vyrobít s otvorem. Anténu potom kabel ovlivňuje vytvořením indukčnosti, která se musí kompenzovat kapacitou, a vzniká i pole, které se kříží s užitečným.



Obr. 1.3 Flíčková anténa napájená koaxiálním kabelem

Aperturové napájení (1.4), je napájení různě tvarovanou vazební štěrbinou, která je umístěna v zemní ploše pod flíčkem, nad páskovým napájením ve spodní vrstvě. Tvarem a velikostí štěrbiny lze zvětšit šířku pásma. Anténa je minimálně ovlivněna zářením z napájení, nevzniká křížová polarizace a dá se dosáhnout i menších rozměrů antény, protože lze použít substráty s vyšší hodnotou permitivity. Jedná se ale o vícevrstvé struktury. Další je napájení otevřeným koncem vedení, flíček je k pásku vázaný kapacitní vazbou, není oddělený zemní deskou jako v předchozím případě, může vzniknout rušivé vyzařování. Nejběžnějším a pro výrobu nejjednodušším způsobem je páskové napájení [2].



Obr. 1.4 Nekontaktní napájení flíčkových antén a) aperturové, b) otevřeným koncem

1.3.1 Páskové vedení

U běžného symetrického vedení, kterým se šíří EM pole se složkami kolnými ke směru šíření, dochází u vysokých frekvencí k vyzařování ven do okolního prostoru. Pokud se použije páskové vedení, které se umístí nad zemní plochu ve vzdálenosti menší, než je délka vlny, přenášená příčná energie se soustředí do blízkého okolí pásku. Páskové vedení se používá právě pro vysokofrekvenční aplikace [6].

Pro návrh páskového vedení jsou v téhle práci užité následující vzorce, které byly převzaty z [1].

Impedance vedení

$$Z_0 = \frac{42.2}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left(1 + \left(\frac{4h}{w'} \right) \left(b + \sqrt{b^2 + a\pi^2} \right) \right) \quad (1.1)$$

$$b = \left(\frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right) \left(\frac{4h}{w'} \right), \quad a = \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \quad (1.2, 1.3)$$

$w' = w + a\Delta w$, kde je w prakticky libovolně zvolené a korekční člen

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4}{\sqrt{\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi \left(\frac{w}{t} + 1.1 \right)^2} \right)}} \right) \right) \quad (1.4)$$

kde je h tloušťka substrátu a t vodiče. Potom pro výpočet délky vlny v daném prostředí se použije efektivní permitivita získaná z vzorce

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ef0}}{1 + (0.6 + 0.009Z_0) \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \quad (1.5)$$

kde je ϵ_{ef0} druhá mocnina poměru Z_0 bez substrátu ku Z_0 se substrátem a

$$f_p = \frac{Z_0}{0.8\pi h 10^3} \quad (1.6)$$

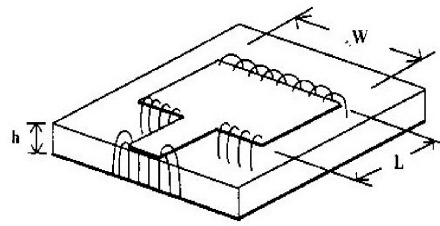
K flíčkům se páskové vedení může připojit přímo kontaktně, nebo nepřímo například kapacitní vazbou (1.4). Výroba antény je pak jednodušší v tom, že se nechá vytisknout rovnou s rozvodem napájení. Často to převáží i nevýhody, kdy se při tenkém vedení zvyšují vodivé ztráty, nebo je obnažené vedení náchylné na rušení a samo se může stát zdrojem rušivého vyzařování pro samotnou anténu [2]. Kontaktní připojení pásků lze také utvořit několika způsoby (1.7), kdy se řeší impedanční přizpůsobení. Tyto způsoby jsou vypsány v 1.5.

1.5 Cíl práce a možnosti řešení

Cílem je vytvořit dvě mikropáskové anténní řady a najít optimální rozměry jednotlivých flíčků a napájení tak, aby konečné parametry celé struktury měly co nejlepší hodnoty.

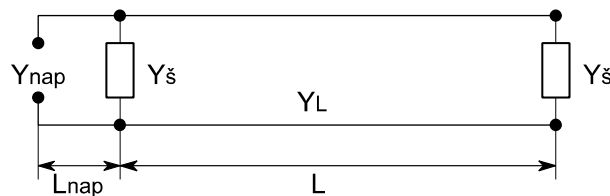
Flíček a jeho chování během provozu, si lze představit tak, aby ho bylo možné zastoupit náhradním modelem a ten následně matematicky popsat. Různé modely, které se používají, jsou různých přesností a složitostí.

Nejjednodušší a nejstarší je model vedení. Flíček je v něm prezentovaný jako přibližně půl vlny dlouhé a široké vedení s charakteristickou admitancí Y_L , které na svých koncích (W) spojuje admitanční zátěže Y_Σ . Y_Σ na koncích reprezentuje chování flíčku na jeho vyzařovacích hranách - energii naakumulovanou v rozptylovém poli a vyzařovací ztráty z nich. Jsou podobná poli pravouhlé šterbiny, jejíž popis se pro počítání používá. U tlustších substrátů s nižší hodnotou permitivity je toto pole silnější. Tato představa ale zanedbává vzájemné vazby mezi rozptylovými poli, počítá jen s vyzařováním z dvou rozptylových polí (1.5), nebere v potaz ztráty na vedení ani frekvenční závislost permitivity. [2]. Vzorce níže uvedené jsou převzaté z [1, 2]



Obr. 1.5 Vyzařování flíčku na hranách w [4]

Úloha se potom řeší z náhradního modelu na obr. 1.6. Takto se modeluje anténa s mikropáskovým napájením na hraně W. Kdyby se použilo jiné napájení, třeba zapuštěné, nebo koaxiální, model i vzorec je jiný. Úsek vedení v modelu se rozdělí v místě připojení pinu na dvě části a do výpočtu se zahrne reaktance způsobená napájením.[2]



Obr. 1.6 Zobrazení flíčku modelem vedení

Vzorec vstupní admitance je potom od modelu odvozený.

$$Y_{in} = Y_L \frac{Y_š + jY_L \tan(\beta L)}{Y_L + jY_š \tan(\beta L)} \quad (1.7)$$

Přičemž admitance „štěrbiny“ se spočítá podle

$$Y_š = \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) + j \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0.636 \ln(k_0 h)) \quad (1.8)$$

Fázová konstanta šíření $\beta = k_{ef}$ a pro vlnovou konstantu k platí

$$k_x = \frac{2\pi}{\lambda_x} \quad (1.9, 1.10)$$

Admitance Y_L se počítá jako převrácená hodnota impedance tohoto vedení [2].

$$Z_v = \frac{\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)}{120\pi} \text{ pokud } \begin{cases} \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \\ \frac{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{8h}{w} + 1.444\right)\right)}{\quad} \quad (1.11)$$

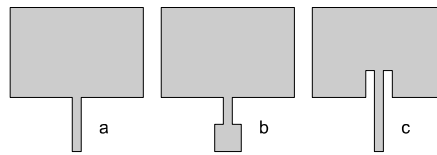
Dutinový model požaduje tloušťku substrátu menší, než λ . Anténa je představena jako dutina, kde její boční strany jsou PMC a horní a spodní strany PEC. Elektrické pole má složku jen v ose z a magnetické pole složky v rovinách x, y. Tato dutina drží v sobě energii, jejíž část se ale ztrácí, protože ve skutečnosti stěny nejsou dokonalými vodiči. Na tomto modelu se potom vlnovou rovnicí řeší rozložení a amplitudy těchto polí, které jsou odvislé od vlastností materiálů a způsobu napájení. Tento model je už složitější a přesnější [1].

Protože analytické modely nejsou příliš přesné, využívá se možnost použít numerické metody k výpočtům vlnových modelů. Nejpoužívanější momentová metoda určí v každém bodě definované úlohy hodnotu pole a určí rozložení proudové hustoty, z něž vypočítá elektrickou intenzitu. Používané numerické metody jsou založené na vhodném vyjádření Maxwellových rovnic. Jejich výhodou je kromě přesnosti v tom, že se na rozdíl od analytických metod neomezují tvarem ani strukturou antény.

K anténě je poté třeba připojit napájení, které se také řeší několika způsoby. Protože v téhle práci je použité mikropáskové napájení připojené kontaktně, rozeberu teď možnosti, které jsou ukázané na obr. 1.7. Při kontaktním připojení lze pásek připojit k flíčku rovnou k hraně. U tohoto způsobu ale musí mít flíček na vstupu stejnou impedanci, jako napájecí pásek. Vzhledem k tomu, že impedance na okrajích flíčku bývá vysoká, šířka pásku pak vychází úzká. Možné je i snížit impedanci flíčku změnou šířky, ale to má vliv na rezonanční délku a anténa i větší rozměry. Další využívaný způsob je vložení $\lambda/4$ transformátoru, který impedance přizpůsobí. Podmínkou je, aby byla anténa v rezonanci a vstupní impedance byla reálná. Počítá se ze vzorečku 1.12, tedy jako geometrický průměr těchto dvou přizpůsobovaných impedancí.

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (1.12)$$

Protože Z není v rovině flíčku konstantní, je další možnost najít, podobně jako u koaxiálního kabelu, vhodné místo a pásek pak zapustit dovnitř.



Obr. 1.7 Způsoby připojení napájecího mikropásku k flíčku a) přizpůsobený flíček, b) transformátor, c) zapuštěné napájení

Samotné řady se mohou řešit také několika způsoby. Pokud jde o sériovou, je zde možnost nejdříve navrhnout rozměry jednoho flíčku a pak je postavit do řady. Najít vhodnou délku mezivedení, přičemž není třeba řešit impedanci, pokud se jedná o soufázově napájené prvky, délka mezivedení je dlouhá $\lambda/2$ vedení. Šířku, ovlivňující impedanci, je vhodné utvořit dost úzkou na to, aby vlastnosti mezipojů příliš neovlivňovaly výsledný návrh.[1]. Nakonec přizpůsobit anténu k napájení. Postupovat lze i tak, že se vyjde z impedance napájení a potřebná šířka flíčku se spočítá pomocí (1.3), kde je hodnota požadovaná na vstupu řady, hodnota na napájení, reprezentovaná jako R_{in} , N je počet flíčků.[1]. Jedná se o vzorec použitelný pro uniformní flíčky.

$$W = \frac{\lambda_0}{R_{in} 2N 0.00836} \quad (1.13)$$

Takto získanou šířku je ale třeba ještě upravit přesnějšími metodami.[1].

Postup při paralelní řadě bude rozepsán v 2. Počty prvků v paralelní řadě bývají 2^N , protože návrh napájení takové řady je poměrně snadný. [3]

2 Samotný návrh řady flíčkových antén

Návrh se začal odvíjet od toho, jaké požadavky na anténu jsou. Požaduje se anténní řada s lineární polarizací, která by měla nejlépe fungovat na pracovním kmitočtu $f_r = 2.45\text{GHz}$. Při této frekvenci má být hlavní lalok směrové charakteristiky kolmý na rovinu antény a činitel stojatých napěťových vln WSVR co nejbližší hodnotě 1.

Realizovat se bude na substrátu FR4, který se vybral pro dostupnost a cenu. U něj se předpokládá relativní permitivita $\epsilon_r = 4.2$ až 4.9 . Ztrátový činitel $\tan\delta$ je větší, než se uvádí jako optimální, bývá kolem 0.002 .

Každá navrhovaná řada se sestavila ze 4 mikropáskových obdélníkových flíčků, propojených sériově i paralelně páskovými vedeními. Rozměry flíčků se vypočítaly první a od nich se odvíjely návrhy řady.

2.1 Návrh jednoho flíčku

První věcí, kterou bylo třeba při návrhu udělat, bylo zjištění prvotních hodnot rozměrů jednoho flíčku. Vybral se vhodný zástupný model, který je pomohl načrtnout. Tento výpočet nebyl prováděn pomocí numerických metod, tak se vybral nejjednodušší model vedení.

Šířka W se odvozuje ze známých hodnot a tak se určuje první. Vzorec použitý v této práci je nejpoužívanější [1]. Šířka W se počítá zhruba jako polovina vlnové délky, s ohledem na zkrácení vlny v prostředí s vyšší permitivitou.

$$W = \frac{\lambda}{2} = \frac{v}{2f} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}f} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_p}f} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon_0}\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}f} \quad ? \quad (2.1)$$

Druhým krokem je určení efektivní permitivity ϵ_{ef} . Fiktivní homogenní prostředí s efektivní permitivitou by mělo stejné vlastosti, jako má skutečné prostředí složené z více dielektrik.

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

Zjistí se šířka rozptylového pole na nerezonančních hranách Δl a spočítá druhý rozměr L , kdy je L_{ef} celková délka

$$\Delta l = 0.412h \frac{(\epsilon_{ef} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ef} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.3)$$

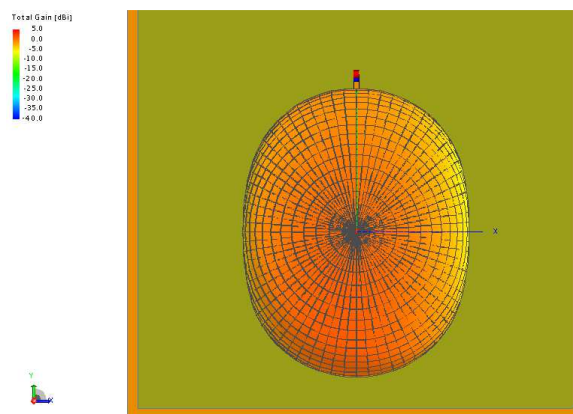
$$L_{ef} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon_{ef}} f} \quad (2.4)$$

$$L = L_{ef} - 2\Delta l \quad (2.5)$$

Vstupní impedance se počítá jako $1/Y_{in}$ (1.7) a k jejímu zjištění je možné využít simulačního programu.

2.2 Návrh řad a simulace v programu FEKO

Pro obě řady se použily uniformní flíčky. Do všech měl jít signál se stejnou fází, část návrhu se tedy věnovala rozvržení vhodně rozměrných páskových vedení. Po teoretickém vypočítání prvotních rozměrů antény, se návrhy vložily k numerickému ověření do programu FEKO. Ten jako zpětnou vazbu počítal vlastnosti hlídaných parametrů (zisk, WSVR). Program počítá modelem integrodiferenciálních rovnic, konkrétně Momentovou metodou (MOM).

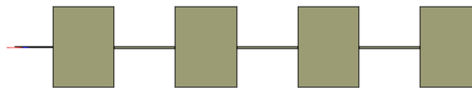


Obr. 2.1 Vyzařovací charakteristika jednoprvkové antény

Jednoprvková anténa má směrovou charakteristiku na obrázku 2.1. Vypočítané rozměry vyšly $W=35.646$, $L=27.369$. Po odsimulování se obě hodnoty zvětšily, na $W=36$, $L=27.7$. Činitel VSWR byl pak na hodnotě 1.82, maximální zisk 1.91 dBi.

2.2.1 Sériová řada

Sériová řada je propojení flíčků za sebou, jak je uvedené na obrázku. Rozvedení sériového napájení může mít také jiné podoby [3], ale pro účely této práce stačí toto základní rozvržení.



Obr. 2.2 Struktura napájení sériové řady

2.2.1.1 Návrh

Aby byly prvky sériové řady napájené ve stejné fázi bude vhodné, aby jejich vzájemný odstup byl v místech připojení k napájení dlouhý λ . [1] Pokud se prvky takto nezfázují, výsledné vyzařování celé struktury nebude hlavním lalokem směřovat kolmo od roviny. Efektivní délka vlny na vedení se pak spočítala podle vzorců v části 1.3.1. Vedení se ale o něco zkrátí i na přechodech do a z flíčku [3]. Délka mezipojů vyšla při šířce 0.5mm $L=27.658\text{mm}$.

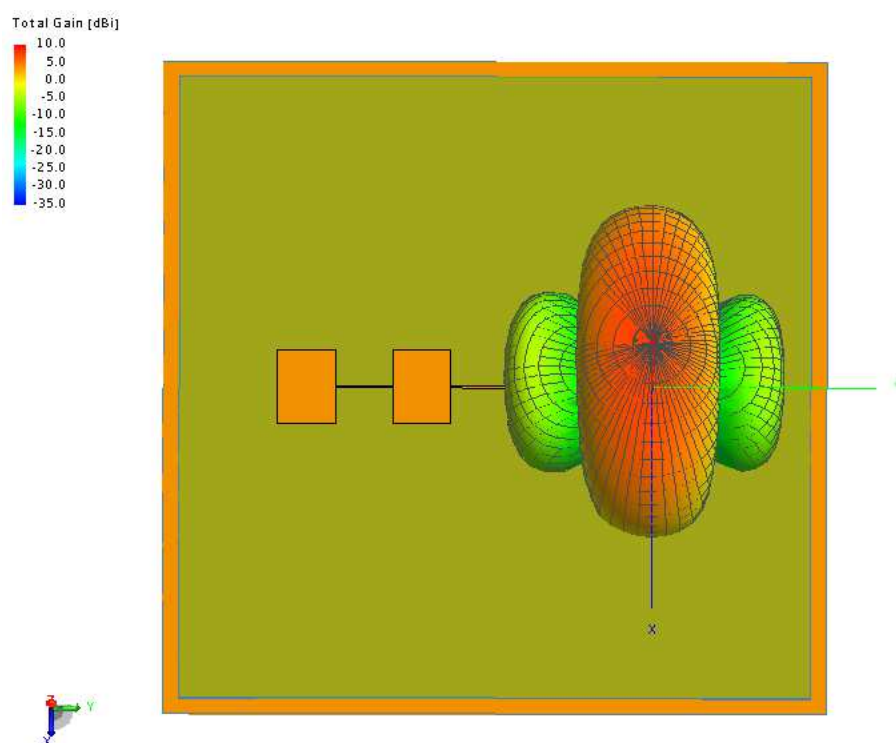
2.2.1.2 Simulace

Zprvu nebyly výsledky uspokojivé. Postupnou aproximací se k dosažení sfázování měnily hodnoty. V tabulce 2.1 jsou napsané rozměry antény původní a získané pomocí simulace. Po dosažení nejvhodnější směrové charakteristiky se nastavilo napájení. Výsledný VSWR byl 1.87, směrová charakteristika je na obr. 2.3 a hodnota maxima je asi 5.6dBi.

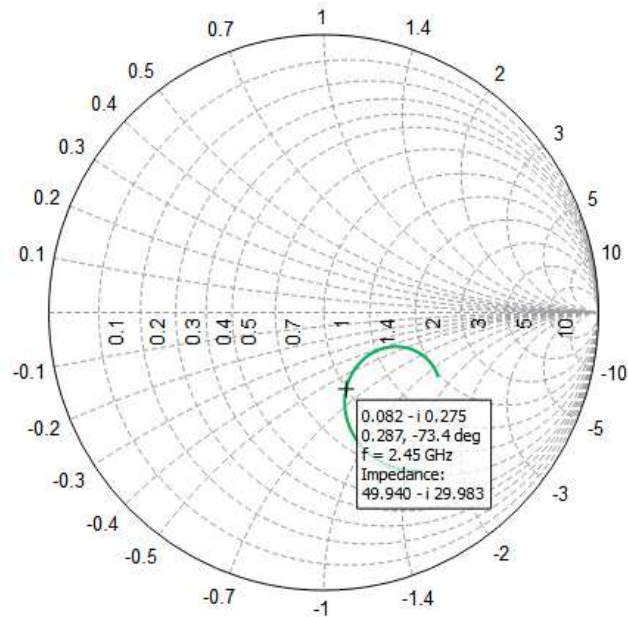
Tab. 2.1 Tabulka s vypočítanými a získanými rozměry

	Šířka W [mm]		Délka L [mm]	
	Teoreticky	Simulací	Teoreticky	Simulací

Flíček	36	35.646	27.700	27.8
Mezivedení	0.5	0.700	27.658	27.2
Napájení	2.6	2.600	-	-



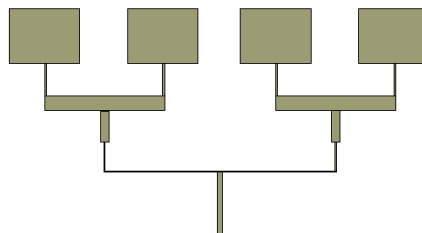
Obr. 2.3 Vyzářovací charakteristika sériové řady



Obr. 2.4 Parametry sériové řady

2.2.2 Paralelní řada

U použitého rozvržení je relativně snadné najít rozměry, je symetrické pro počet prvků 2^N [3]. Ukazuje ho obrázek 2.5.



Obr. 2.5 Struktura napájení paralelní řady

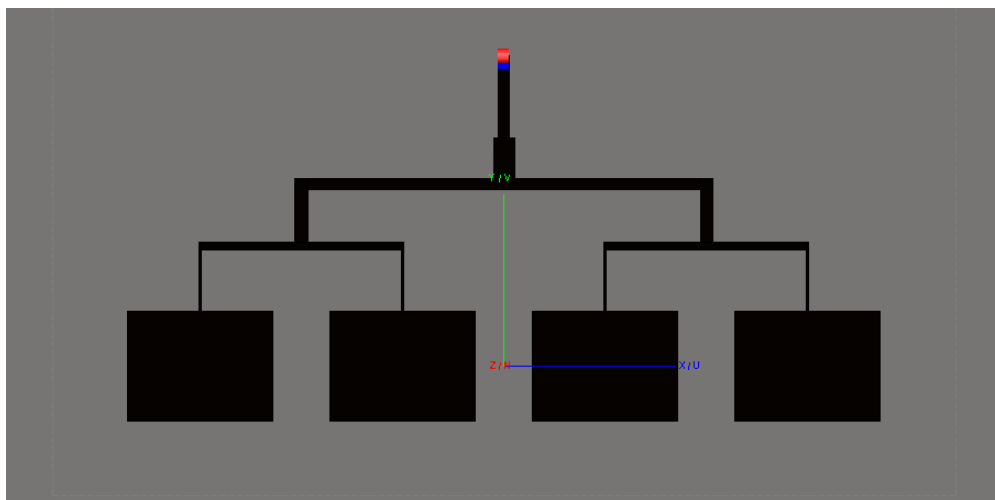
2.2.2.1 Návrh

Požadavkem na soustavu napájení paralelní řady je, jak již bylo zmíněné, aby uměla rozvést signál k flíčkům ve stejných fázích, aby na ní docházelo k co nejmenším ztrátám a nejméně ovlivňovala pole flíčků parazitním vyzařováním. Vhodné rozvržení soustavy povede ke každému flíčku signál z jednoho místa stejně dlouhými cestami. Takové symetrické je na

obrázku 2.5. Prvky mají být napájené se stejnou amplitudou, aby se dosáhlo co největšího zisku, bez ohledu na velikost postranních laloků [4].

Od hlavního napájení, kde je impedance 50Ω , je potřeba se dostat k 265Ω flíčků ideálně bez ztrát, odrazů a následných stojatých vln a tak se celá cesta impedančně přizpůsobí. Když se napájení 50Ω rovnou rozvětví do prvního ramene, to musí mít 100Ω a zbytečné ztráty. Lepší varianta sníží impedanci ramene a k napájení ho připojí přes $\lambda/4$ transformátor.

Dál je daná impedance flíčků, ta bude výchozí pro horní vrstvu. Aby došlo co nejméně k jejich ovlivnění parazitním vyzařováním na ně připojených pásek, budou co nejtenčí. Zvolila se hodnota 0.5mm . Podle vztahu 1.1 se spočítala impedance. Tento pásek bude transformovat impedanci k flíčku z horního ramene. Potřebná impedance se spočítá podle vztahu 1.12. Horní rameno se pak přes další transformátor připojí k hlavnímu rameni. Pro rozměry jednotlivých částí vedení známe potřebné hodnoty a tak se za pomoci vzorců v kapitole 1.3.1 spočítají jednotlivé šířky vodičů a délky $\lambda/4$ transformátorů. Hodnoty ze zjišťovaly postupnou aproximací šířky flíčků, až se vždy dosáhlo žádoucí impedance. Poslední věc která není známá, jsou rozestupy flíčků mezi sebou. Ty se nakonec zjišťovaly experimentálně v programu FEKO. Začalo se na vzdálenosti mezi hranami o hodnotě poloviny šířky flíčku.



Obr.2.6 Hotová podoba návrhu modelu paralelní řady s umístěným portem pro napájení

Prvotní návrh je hotový, zakreslí se do programu a odsimuluje.

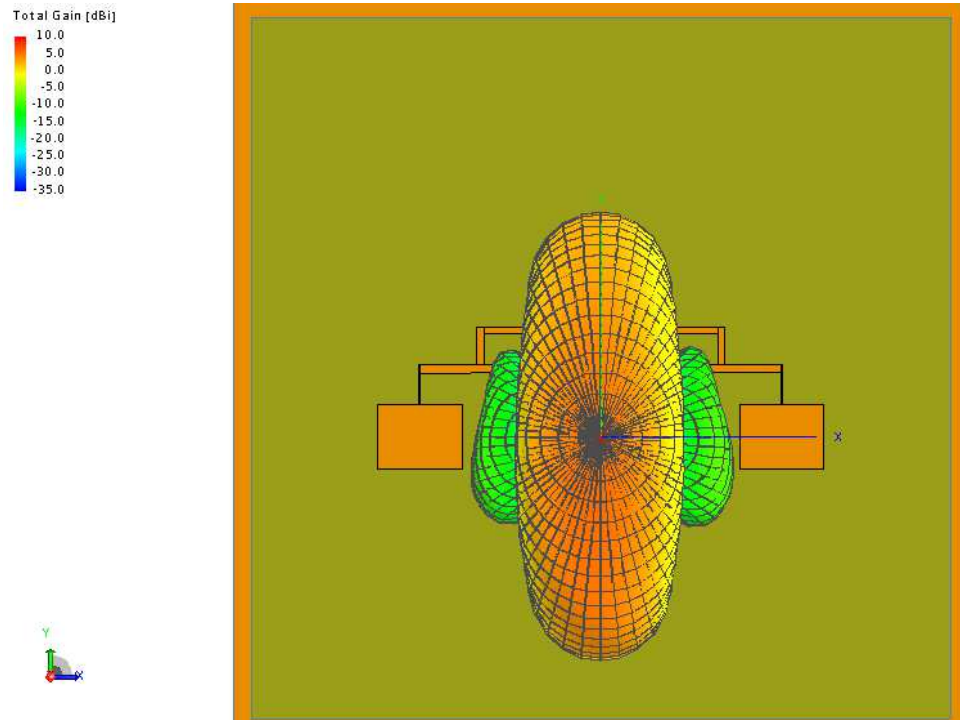
2.2.2.2 Simulace

Zprvu byly výsledky nevyhovující. Použil se pro návrh málo přesný model a rozestupy flíčků byly odhadnuté. Nejdřív se hledala distance, při které by měl zisk co nejvhodnější sklon. Pro její nalezení se využila funkce *Optimalizace* v programu, která v určitém intervalu hodnot nechala najít nejvhodnější. Změnou vzdálenosti se do určité míry měnil sklon směrové charakteristiky v ose kolmé na směr řady a také velikost zisku.

Oproti vypočítanému návrhu se také upravily šířky horních ramen a délky transformátorů. V tomto komplexnějším návrhu se všechny prvky vzájemně ovlivňovaly a tak nelze říct, že by některá změna měla konkrétní důsledek. Když se například našla vhodná vzdálenost mezi prvky a poté se upravily i pásy, jejichž změnou se zase sledoval VSWR, bylo opět třeba změnit vzdálenost. Výsledný návrh má směrovou charakteristiku na obrázku 2.7. Směrová charakteristika má maximum kolmo na anténu a hodnotu výkonového zisku 6.6dBi. Oproti jednoprvkové anténě je to vzestup o 4.7dB, což je poněkud vysoká hodnota vzhledem k tomu, že v praxi se dosahuje zdvojnásobením počtu prvků růstu o asi 3dB. Hodnota VSWR je na pracovní frekvenci 1.38.

Tab. 2.2 Tabulka s vypočítanými a získanými rozměry

	Šířka W [mm]		Délka L [mm]	
	Teoreticky	Simulací	Teoreticky	Simulací
Rameno hlavní	2.600	2.645	-	-
Rameno horní	3.800	3.680	-	-
Transformátor u napájení	4.500	5.050	15.577	10.000
Transformátor u ramen	3.100	3.120	15.871	16.000
Transformátor u flíčků	0.500	0.500	16.822	16.851



Obr. 2.7 Vyzařovací charakteristika paralelní řady

3 Měření vyrobené antény

V této práci se zabývám i realizací a následným měřením jedné anténní řady. Pro výrobu se vybrala paralelní řada. Použitý substrát FR4 má velký rozsah hodnot permitivity (cca 4.2 až 4.9), která je i frekvenčně závislá. Při zakoupení substrátu nebyl k dispozici datasheet od výrobce, tak jsem si nemohla být jistá, jestli bude mít i na dané frekvenci hodnotu permitivity, kterou jsem předpokládala při návrhu. Rozlohu reálné zemnicí plochy jsem zvolila asi 1.5x větší, než je rozloha antény. Anténa se nakonec natiskla, vyleptala a na vstup se připájel konektor SMA.

Měření probíhalo v třímetrové, (částečně) bezodrazové komoře v prostorách fakulty, vybavené točnou a výškově nastavitelným anténním stojanem. Byl použit vektorový síťový analyzátor ZVB8. Přístroj se nejdříve zkalibroval připojením naprázdno, nakrátko a přizpůsobenou zátěží. Měřil se činitel stojatých vln, odrazový koeficient, zisk a směrová charakteristika ve dvou řezech.

Činitel stojatých vln (WSR) a odrazový koeficient se měřily prostým připojením antény k přístroji.

Pro měření zisku se upravila *Reciproční metoda*, která primárně probíhá tak, že se dvě totožné antény postaví ve známé vzdálenosti maximy diagramů záření proti sobě, jedna

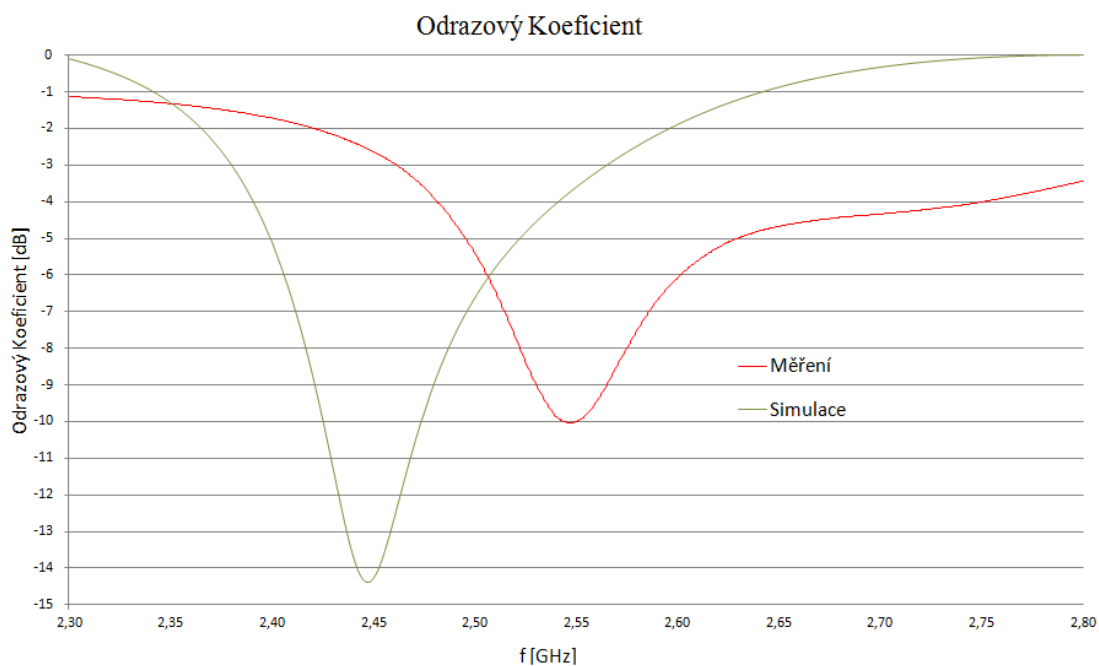
jako přijímací, druhá vysílací a změní se útlum mezi nimi [4]. Místo druhé antény se v této práci využil odraz od země v laboratoři.

Směrová charakteristika se měřila pomocí točny, a stojanu s ozařovací anténou. Z měřené antény se postupně snímaly hodnoty v jednotlivých úhlech natočení. Provedly se dva řezy v horizontální a vertikální rovině pro dvě různé frekvence, jeden řez přes boční laloky, napříč nevyzařovacími hranami ($\varphi=0^\circ$), druhý podél nich ($\varphi=90^\circ$).

3.1 Porovnání výsledků měření a simulací z výstupu programu FEKO

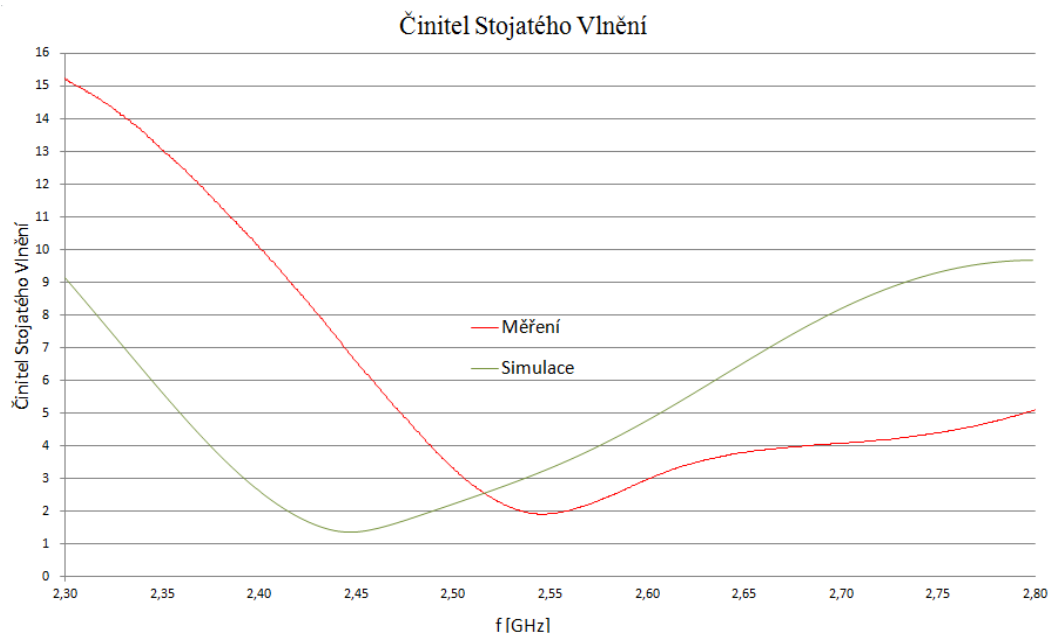
První se měřil činitel odrazu a činitel stojatých vln. Výsledky z měření jsou na obrázcích. Podle výstupu ze simulací, je navržená anténa nejlépe přizpůsobená na kmitočku asi 2.45GHz (špička na obr. 3.1-nahoře). Není přesně na požadovaném kmitočku, chyba je v návrhu, nesledoval se při něm důmyslně odrazový koeficient. Oproti tomu skutečná anténa je nejlépe přizpůsobená na frekvenci 2.548GHz. Tento rozdíl může být vysvětlen tím, že permitivita použitého substrátu je nižší, než na kterou byla navržena. Ze vztahů (2.2, 2.4), lze vyčíslit vztah mezi frekvencí a permitivitou substrátu.

Pokud se pomine rezonanční kmitočet, lze si všimnout rozdílu ve velikostech odrazového koeficientu. Simulovaná anténa má o zhruba 4.2dB lepší přizpůsobení, může to být nesimulovaným připojením konektoru k napájení, ale spíše jde o rozladění právě vlivem jiné permitivity materiálu. Pokud by se vzala hraniční hodnota třeba -10dB, je z grafu také vidět, že simulovaná anténa má výrazně širší šířku pásma. Na měřené je asi 10MHz, na simulované 30MHz.



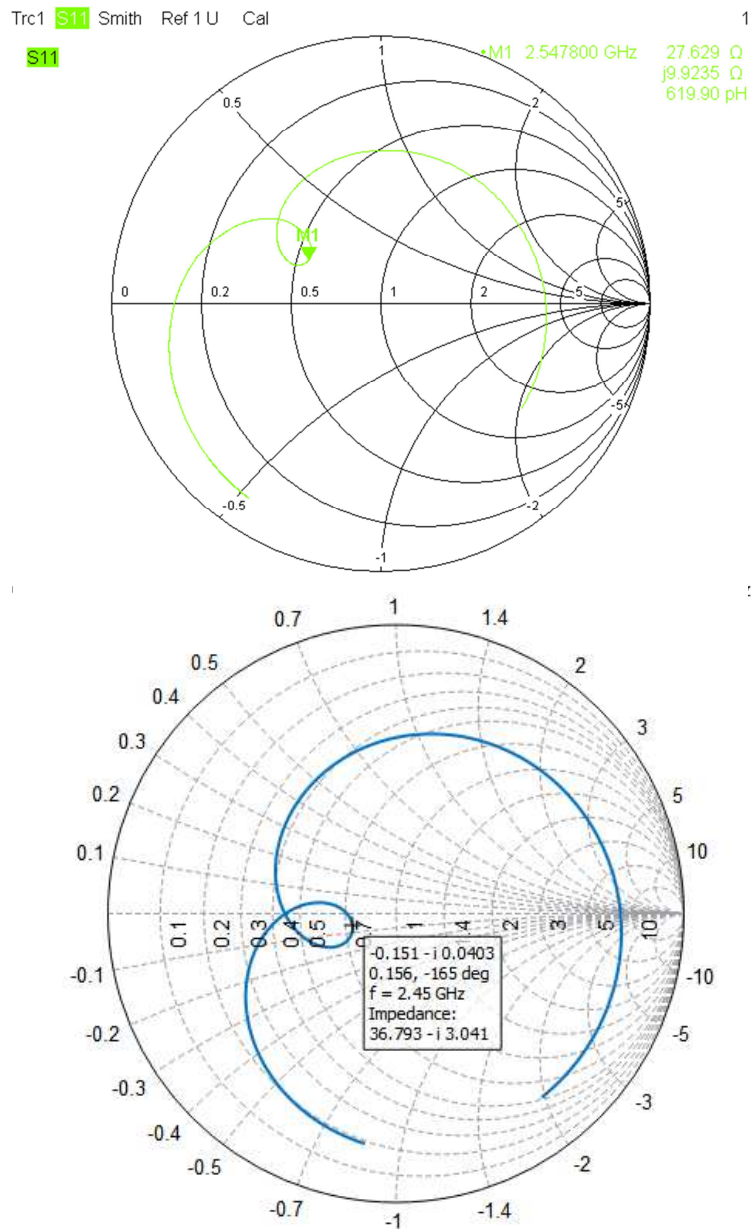
Obr. 3.1 Odrazový koeficient ρ z výstupu simulace a z měření

Na dalších grafech (obr. 3.2) je zakreslený průběh činitele odrazu SWR. Je zde stejný problém jako v předchozím případě, odlišný rezonanční kmitočet a u měřeného horší hodnota činitele. Měřený má asi 1.92, simulovaný 1.38.



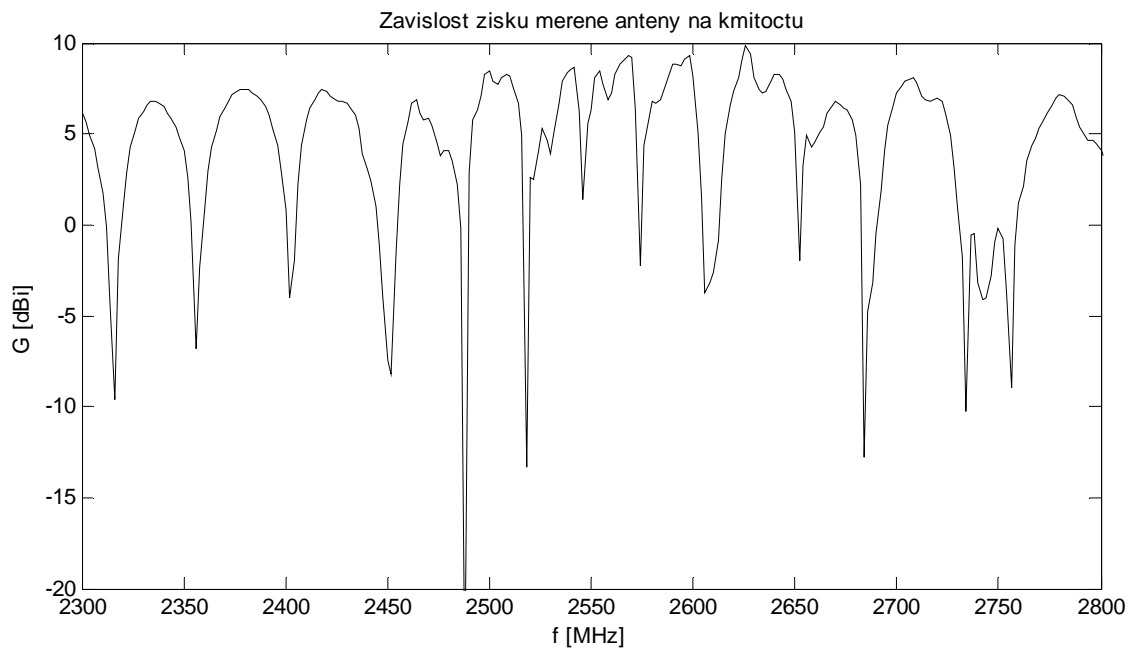
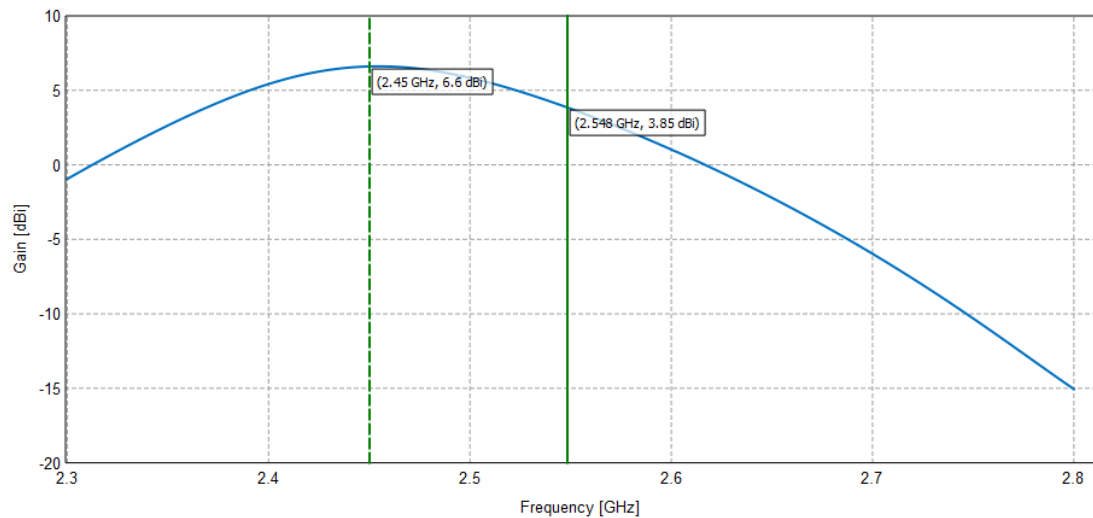
Obr 3.2 Činitel stojatého vlnění z výstupu simulace a z měření

Na obr. 3.3 jsou na Smithově diagramu znázorněny průběhy impedancí. Nejvhodnější by bylo, kdyby se zobrazením parametru S_{11} vytvořila smyčka, která by na požadované frekvenci 2.45 GHz procházela hodnotou 1, podobně jako na obr. 2.4. Při návrhu paralelní řady se tento diagram opomenul.



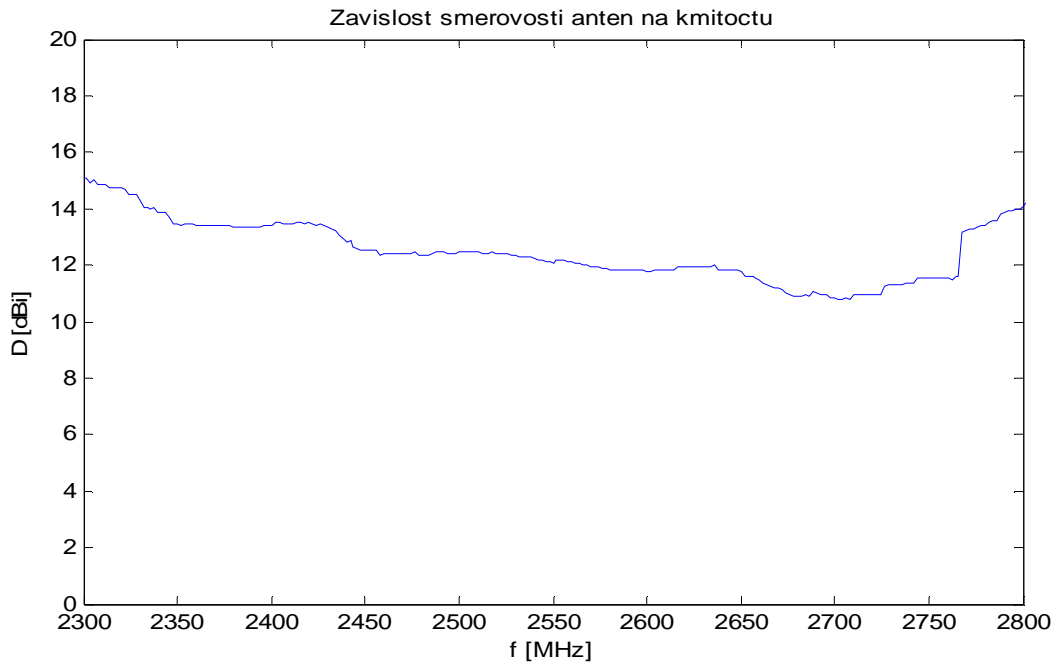
Obr. 3.3 Znáznornění parametrů antény ve Smithově diagramu

Zisk se měřil ve směru maxima vyzařování, v závislosti na frekvenci. Simulací (obr. 3.4 nahoře) se zjistil na 2.45GHz 6.6dBi. Z měření vyplývá, že skutečná anténa má na svém rezonančním kmitočtu menší zisk, zhruba kolem 4-5dBi. Účinnost antény je podle simulací asi 16%, což je velmi nízká hodnota. Zisk je pravděpodobně právě vlivem této účinnosti nízký, maximální směrovost je zhruba na 11dBi (3.5). Lokální propady křivky v grafu na obr. 3.4 způsobují rezonanční jevy v případech, kdy je anténa od zemní roviny vzdálená na liché násobky čtvrtiny vlnové délky.



Obr. 3.4 Zisk antény ve směru maxima v závislosti na frekvenci z výstupu simulace (nahore) a z měření(dole)

Naposledy proběhlo měření směrovosti a to ve dvou řezech pro úhel $\varphi=0$ a 90° . Toto se změřilo na frekvenci 2.4 a 2.5GHz, výsledky jsou v obrázcích 3.6 a 3.7. Na první pohled je vidět, že na simulovaných grafech nejsou vidět zpětné laloky. Důvodem může být to, že simulace se provádí s ideální nekonečnou zemnicí plochou, kdežto reálná zem je konečně rozlehlá. Nemá proto smysl porovnávat činitel potlačení zpětného příjmu. Vyzařovací úhly jsou zřehledněné v tabulce 3.1.



Obr. 3.5 Směrnost měřené antény

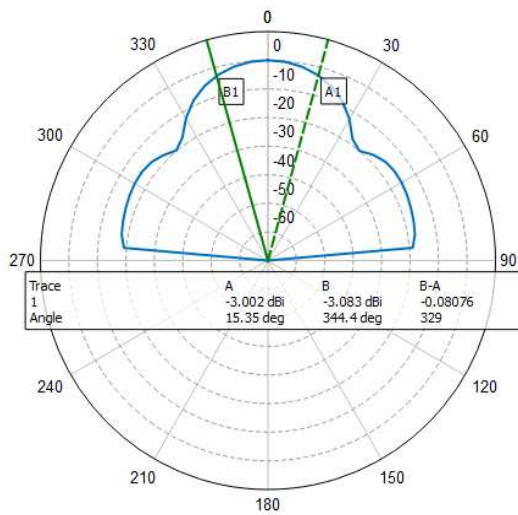
Tab. 3.1 Vyzářovací úhly simulované a měřené antény

	$\varphi=0^\circ$		$\varphi=90^\circ$	
	2.4GHz	2.5GHz	2.4GHz	2.5GHz
simulované [°]	31	28.7	143.9	144
naměřené [°]	32	33	59	71

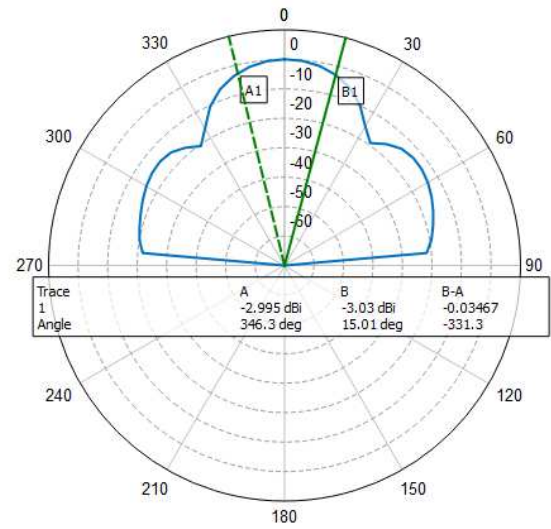
Z tabulky a z grafů je vidět, že pro dané frekvence je vyrobená směrovější v horizontální rovině. Ve vertikální rovině jsou vyzářovací úhly zhruba stejné. Potlačení postranních laloků v horizontální rovině zobrazuje přibližně tabulka 3.2, hodnoty simulované jsou průměrem potlačení obou laloků. Na 2.4GHz bylo naměřené vyšší potlačení asi o 3dB oproti simulaci. Na tento fakt může mít vliv i fakt, že anténa ve skutečnosti rezonuje na jiném kmitočtu.

Tab. 3.2 Potlačení postranních laloků v rovině $\varphi=0^\circ$

	2.4GHz	2.5GHz
simulované [dB]	16	14
naměřené [dB]	13	14



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.4 GHz; Phi = 0 deg) - paral tri



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.5 GHz; Phi = 0 deg) - paral tri

Diagram pro $f = 2400$ MHz. Vyzarovaci uhel je 32 stupnu.
Cinitel potlacení zpetneho prijmu: 19.43 dB. Potlacení vedlejsich svazku: 13.13 dB.

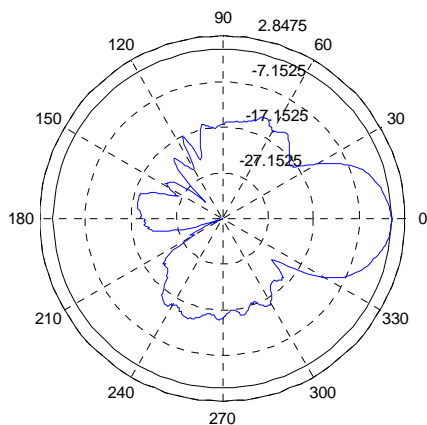
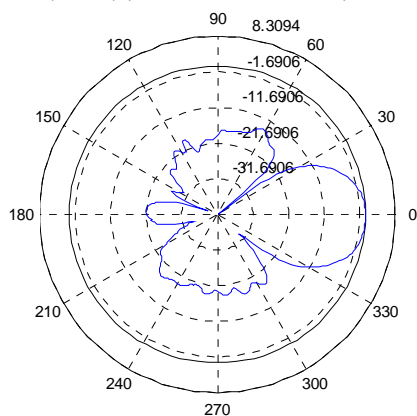
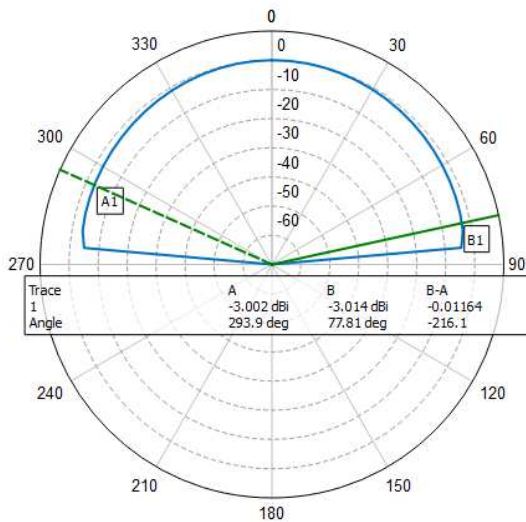


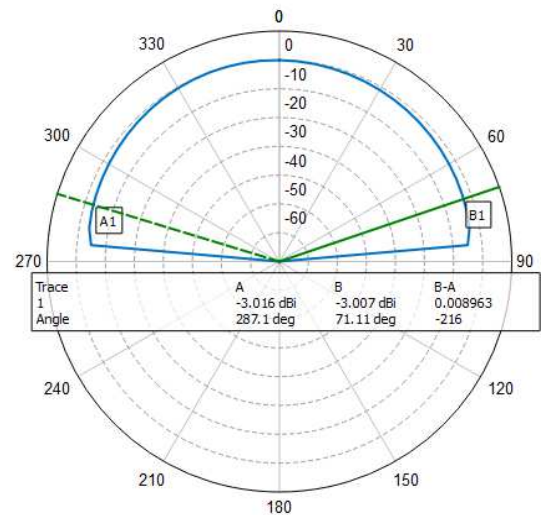
Diagram pro $f = 2500$ MHz. Vyzarovaci uhel je 33 stupnu.
Cinitel potlacení zpetneho prijmu: 21.76 dB. Potlacení vedlejsich svazku: 14.41 dB.



Obr. 3.6 Směrové diagramy v rovině $\varphi=0^\circ$ z výstupu simulace (nahore) a z měření (dole)



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.4 GHz; Phi = 90 deg) - paral tri



Total Gain [dBi] (Frequency = 2.5 GHz; Phi = 90 deg) - paral tri

Diagram pro $f = 2400$ MHz. Vyzarovaci uhel je 59 stupnu.
Cinitel potlacení zpetneho prijmu: 16.33 dB. Potlacení vedlejsich svazku: 3.65 dB.

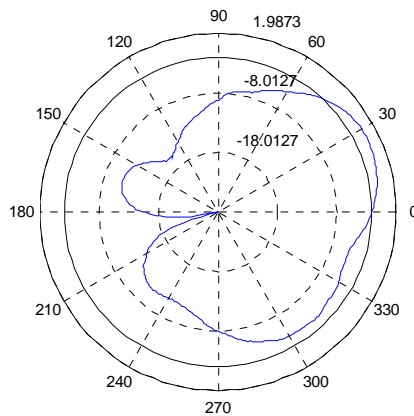
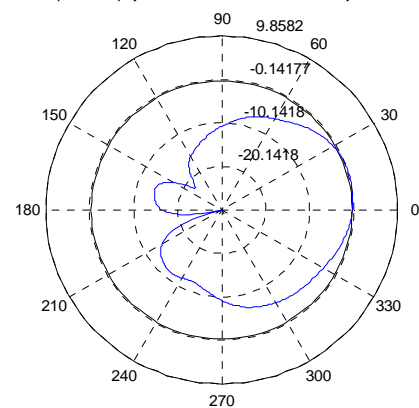


Diagram pro $f = 2500$ MHz. Vyzarovaci uhel je 71 stupnu.
Cinitel potlacení zpetneho prijmu: 27.95 dB. Potlacení vedlejsich svazku: 11.68 dB.



Obr. 3.7 Směrové diagramy v rovině $\varphi=90^\circ$ z výstupu simulace (nahore) a z měření (dole)

4 Závěr

Zabývala jsem se v této práci návrhem a optimalizací flíčkové anténní řady. Seznámila jsem se se základními principy jejich funkce, se způsoby řešení problému a s metodami návrhu, s programem pro modelování a simulaci antén FEKO a s některými

měřícími metodami, používanými v anténní technice. Cílem práce bylo navrhnout dvě lineárně polarizované anténní řady, pracující na frekvenci 2.45GHz, s co nejlepším přizpůsobením a vyzařováním kolmo od roviny antény. Postupně se navrhly anténní řady s co nejoptimálnějšími požadavky a vyrobila se řada s paralelním napájením. Vyrobená řada se změřila a výsledky se porovnaly s výsledky ze simulačního programu.

Pro návrh se nejprve vypočítaly základní rozměry antén analytickými metodami. Při modelování se pak bylo třeba potýkat s jejich nepřesností. Postupnou aproximací jednotlivých parametrů konstrukce se došlo k co nejspokojivějšímu výsledku, přičemž se při optimalizaci sledoval sklon maxima vyzařovací charakteristiky a činitel stojatého vlnění. Až po výrobě antény se zjistilo, že její impedanční přizpůsobení není až tolik optimální, jak si šlo všimnout ve Smithově diagramu, který se během navrhování příliš nesledoval.

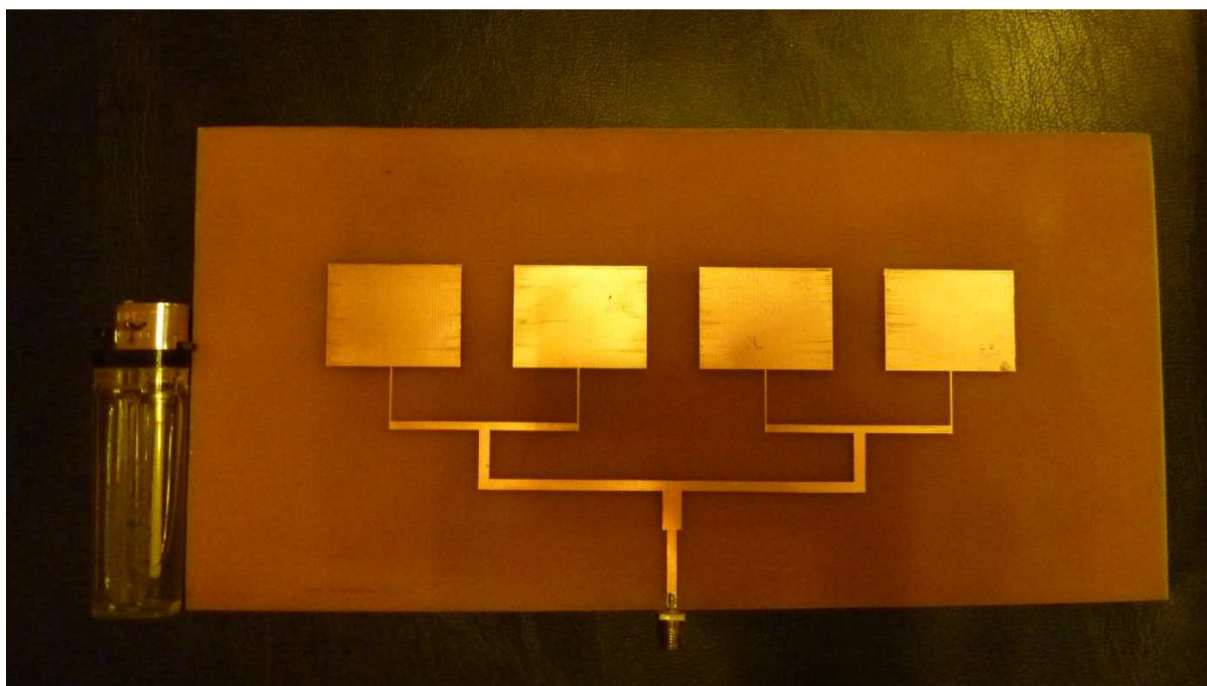
Když byla anténa vyrobená, změřily se její parametry. U skutečné a simulované antény se zjistil výrazný rozdíl v rezonančních kmitočtech, kdy měřená rezonovala na vyšším (2.55GHz), než simulovaná (2.45GHz). Jako pravděpodobný důvod bylo, že koupený substrát měl při daných frekvencích nižší hodnotu permitivity, než s jakým se počítalo při návrhu. Tomuto problému jde předejít právě zajištěním skutečné hodnoty permitivity substrátu, před samotným návrhem. Potom se zjistila nízká účinnost, výkon se ztrácel vlivem nepřizpůsobení před vyzářením.

Výsledná vyrobená anténa na požadovaném kmitočtu nerezonuje, na svém rezonančním kmitočtu není příliš přizpůsobená a má nízký zisk. Ke zlepšení těchto hodnot by mohlo dojít jak zajištěním přesnější permitivity pro návrh, pro velikost zisku permitivitou menší, tak zejména při návrhu sledovat důmyslněji parametry, zvláště impedanční přizpůsobení a dosáhnout tak lepší rezonance antény na požadovaném kmitočtu.

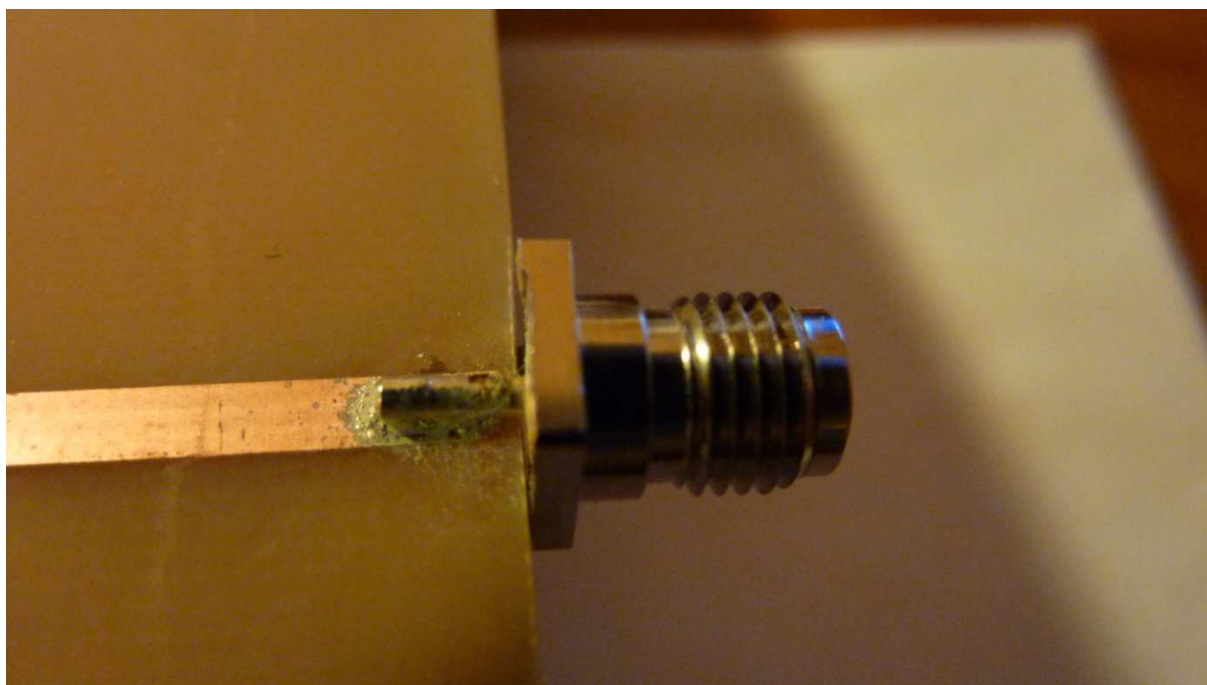
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Bancroft, R.: Microstrip and Printed Antenna Design. NOBLE publishing, Atlanta 2004
- [2] Mazánek, M., Pecháč, P.: Šíření elektromagnetických vln a antény. ČVUT, Praha 2007
- [3] Milligam, T. A.: Modern Antena Design. Wiley-IEEE Press 2005
- [4] Procházka, M.: Antény; Encyklopedická příručka. BEN, Praha 2005
- [5] Sainati, R. A.: CAD of microstrip antennas for wireless applications. Norwood, Artech House 1996
- [6] Tirpák, A.: Elektronika velmi vysokých frekvencí. Univerzita Komenského 2001
- [7] Košárek, K.: Plošná anténní řada v pásmu X. Diplomová práce. Univerzita Pardubice, 2011
- [8] Maršálek, A.: Multifrekvenční ozařovač malé parabolické antény. Diplomová práce. VUT, Brno

Přílohy



Obr. P.1 Vyrobená anténa



Obr. P.2 Detail konektoru