

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS


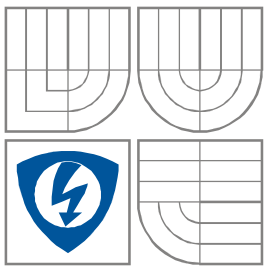
NÁVRH ANTÉNY S KRUHOVOU POLARIZACÍ PRO
KMITOČTOVÉ PÁSMO 2,4 GHz

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MICHAL HASE

BRNO 2008

	<p>VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY</p>
	<p>FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY</p> <p>FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS</p>

Návrh antény s kruhovou polarizací pro kmitočtové pásmo 2,4 GHz

Design of circular polarized antenna for 2.4 GHz

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Michal Hase

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Michal Hase
Bytem: Dobruška 13, 739 51
Narozen/a (datum a místo): 10. května 1983 ve Frýdku - Místku

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
- diplomová práce
- bakalářská práce
- jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Návrh antény s kruhovou polarizací pro kmitočtové pásmo 2,4 GHz

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. května 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

V této práci popisují návrh dvou typů čtvercových mikropáskových antén s kruhovou polarizací pro kmitočet 2,4 GHz. Jeden typ je napájen v jednom bodě, kde pro naladění polarizačního kmitočtu je použit přizpůsobovací pahýl. Druhý typ je napájen ve dvou bodech, kde je použit výkonový dělič, který rozdělí vstupní vlnu na dvě vlny se stejnou amplitudou vzájemně fázově posunuté o 90°. Dále je zde popsáno, jakým způsobem u těchto dvou napájení dosáhnout co nejlepší kruhové polarizace.

Klíčové slova

čtvercová mikropásková anténa, kruhová polarizace, polarizace, napájení v jednom bodě, napájení ve dvou bodech, přizpůsobení, činitel odrazu, šířka pásma, zisk

Abstract

In this thesis, I introduce two types of circularly polarized rectangular microstrip antennas at 2.44 GHz. First type has direct fed and the second has two inputs for fed. In first case is used a stub to make the frequency with minimum return loss and equal to the frequency with minimum axial ratio. In second case is use the power splitter to divide the wave in to two lines with phase shift 90° for feeding the patch. In this thesis is described, how to get the best results of Axial Ratio.

Key words

rectangular microstrip antenna, circularly polarized antenna, polarization, single fed, dual fed, gain, bandwidth, aerial matching

Bibliografická citace

HASE, M. *Návrh antény s kruhovou polarizací pro kmitočtové pásmo 2,4 GHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. XY s.
Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Láčák, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh antény s kruhovou polarizací pro kmitočtové pásmo 2,4 GHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. května 2008

.....
podpis autora

Obsah

1	Typy mikropáskových antén	11
1.1	Pravoúhlý patch (flíček)	12
1.2	Kruhový patch (flíček)	19
1.3	Obecné parametry antén	20
2	Kruhově polarizované antény	22
2.1	Kruhová polarizace	22
2.2	Vybuzení kruhově polarizované vlny	24
2.3	Ortogonální napájení ve dvou bodech	25
2.4	Provedení napájení v jednom bodě	27
3	Návrh antény	30
3.1	Výpočet rozměrů antény pro napájení ve dvou bodech	30
3.2	Výpočet rozměru antény pro napájení v jednom bodě	32
4	Výsledky simulací	34
4.1	Simulace antény s napájením ve dvou bodech	34
4.1.1	Výsledky simulací pro anténu navrženou v bodě 3.1	34
4.1.2	Výsledky po optimalizaci antény navržené v bodě 3.1	34
4.2	Simulace antény s napájením v jednom bodě	41
4.2.1	Výsledky simulací pro anténu navrženou v bodě 3.2	41
4.2.2	Výsledky pro optimalizovanou anténu z bodu 3.2	41
5	Výsledky měření	49
5.1	Srovnání výsledků antény s napájením ve dvou bodech	49
5.2	Srovnání výsledků antény s napájením v jednom bodě	50
5.3	Srovnání měření s upravenou anténou	50
5.3.1	Srovnání výsledků antény s napájením ve dvou bodech	51
5.3.2	Srovnání výsledků antény s napájením v jednom bodě	52
6	Závěr	53
7	Seznam obrázku	55
8	Literatura	56

Úvod

Tato práce je zaměřena na čtvercovou mikropáskovou anténu, neboli čtvercový flíček, pracujícím ve frekvenčním pásmu 2,412 - 2,484 GHz, což je frekvenční pásmo WIFI. Tato anténa má pracovat s kruhovou polarizací.

V první kapitole jsou popsány základními parametry a typy mikropáskových antén s jejich vlastnostmi. Je zde popsáno, jak rozměry mikropáskových antén ovlivňují některé parametry a jakých zásad nutno dodržet při návrhu a realizaci těchto antén. V této kapitole jsou také ukázky vhodného napájení a jeho přizpůsobení k mikropáskové anténě s patřičným matematickým popisem.

Druhá kapitola je podobného teoretického rázu, kde je podrobně rozebrána kruhová polarizace. Převážně je rozebráno jak pomocí mikropáskových antén a vedení, vybudit kruhovou polarizaci a dosáhnout nejlepších výsledků.

Ostatní kapitoly se jsou zaměřeny na samostatný návrh mikropáskové antény podle zadání a jsou v nich uvedeny výsledky simulací. V poslední z těchto kapitol jsou zobrazeny výsledky realizované antény a porovnání se simulovanými výsledky.

1 Typy mikropáskových antén

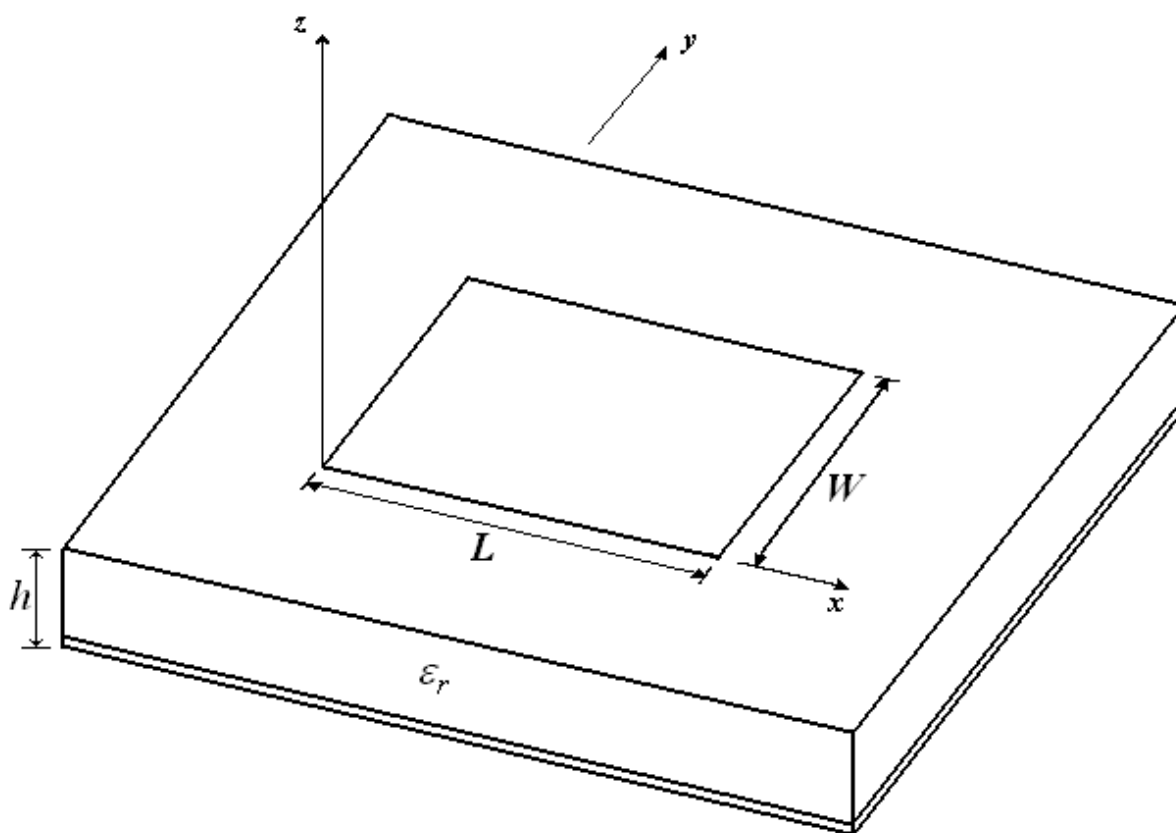
Mikropáskové antény se chovají jako planární rezonanční dutiny, kde proudy tekoucí na okraji antény vyzářují. Jsou používány především díky malým rozměrům a kompaktnosti. Mají také dobré protivibrační schopnosti. Jejich realizace je velice snadná, je ale potřeba kvalitní materiál, ze kterého jsou vyrobeny. Materiály s proměnnými faktory jsou těžko definovatelné a realizace se komplikuje. Proto pro vytvoření dobrých vlastností, jako je šířka pásma, impedance, nebo zisk je potřeba materiálu s konstantními vlastnostmi, jako např. permitivita, permeabilita, ztráty materiálu apod..

Při realizaci, díky kompaktnosti planárních struktur, je potřeba dbát na celkové rozměry antény, nejen tedy plošné, ale i prostorové (objemové). Tloušťka substrátu (materiálu) má značný vliv na kmitočtovou šířku pásma použitelnosti antény a také na její impedanci. Čím větší tloušťka substrátu, tím větší impedance mikropásku při konstantní velikosti. Díky tomu je také anténa energeticky náročnější a produkuje větší materiální ztráty.

Mikropásková anténa se skládá z kovového pásku tvořícího rozměry antény, většinou z mědi, ležící na dielektriku s příslušnými parametry a na druhé straně dielektrika je zemnicí plocha. Většina antén se dnes vyrábí fotocestou. Je to převážně kvůli přesnosti a citlivosti rozměrů na kmitočty, ale také kvůli mnohdy složitosti přizpůsobovacích napájecích obvodů. Mikropáskové antény mohou být napájeny mnoha způsoby, např. mikropáskovým vedením, štěrbinou nebo napájecí sondou.

1.1 Pravoúhlý patch (flíček)

Většina návrhu se týká jednovrstvých antén. Jednou z nejjednodušších a nejnámějších mikropáskových antén je pravoúhlý flíček[1]. Jedná se o vodivou plochu o rozměrech L a W (*Length* a *Width*), ležící na dielektrickém substrátu o relativní permitivitě ϵ_r , výšce h a ve spodní části substrátu se nachází zemnicí plocha, jak je naznačeno na Obr.1, díky níž se vytvoří povrchová vlna, která kolem krajů vodivé plochy o rozměrech L a W vytváří elektrické a magnetické pole, které vyzařuje, Obr.2.



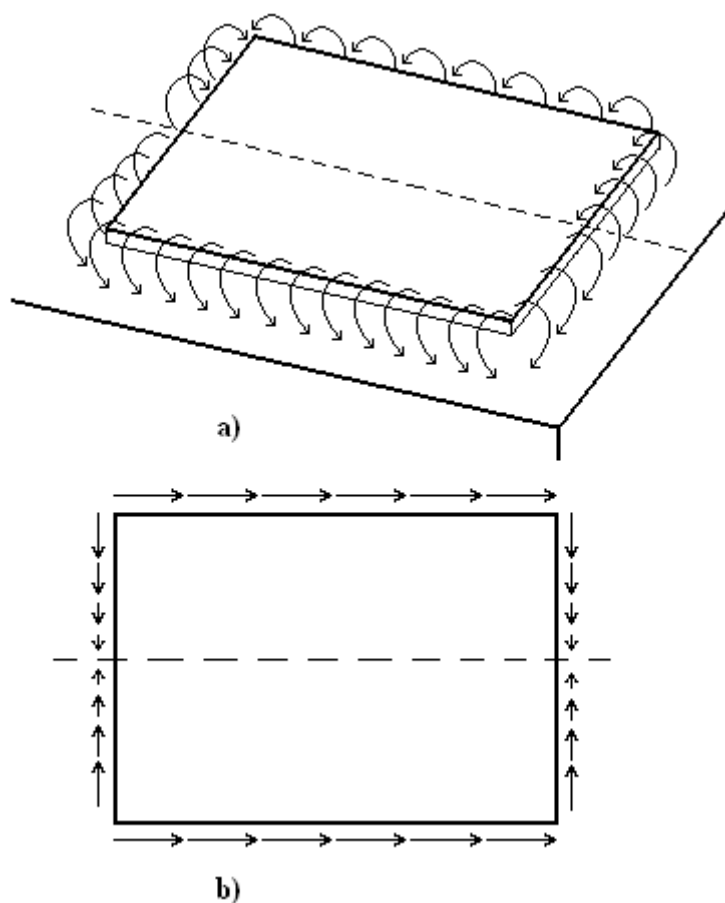
Obr. 1 Pravoúhlý flíček

Podstatný vliv na rezonanční frekvenci má délka flíčku L , ta se spočítá ze vztahu (1). Ta má také vliv na charakteristice záření, ale nemá tak podstatný vliv na vstupní impedanci. Šířka flíčku má naopak velký vliv na vstupní rezistenci a rozšiřuje šířku pásma. Flíček s větší šířkou W zvyšuje vyzářený výkon a díky tomu snižuje vstupní impedanci, reguluje šířku přenášeného pásma a zvyšuje účinnost záření.[1] Šířka flíčku je obvykle hodnota, která je polovinou vlnové délky rezonanční frekvence, šířka flíčku se vypočte podle vztahu (2)

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta, \quad (1)$$

$$W = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2)$$

kde f je kmitočet nosné, c rychlost světla ve vakuu, ϵ_{eff} je efektivní dielektrická konstanta mikropáskového vedení, která se vypočte podle vztahu (4), Δ je zkrácení (3) a ϵ_r je relativní permitivita.



Obr. 2 a) rozložení elektrického pole, b) rozložení magnetického pole

Mikropáskové antény vyzařují díky proudům vytvořeným na flíčku, nebo magnetickými proudy okolo okraje flíčku, nebo povrchovou vlnou indukovanou v dielektrickém substrátu. Povrchová vlna vyzařuje, když dosáhne okrajů substrátu a její záření přispívá k záření celého

flíčku. Rozptylová pole mezi flíčkem a zemnicí plochou snadno vybudí nejnižší řád povrchové vlny TM_0 , která nemá nejnižší mezní frekvenci. Jakákoliv tloušťka substrátu podporuje toto vybudění. Změny tloušťky substrátu nebo dielektrické konstanty, působí změny poměru výkonu povrchových vln, zvýšení tloušťky substrátu nebo dielektrické konstanty, dojde také ke zvýšení poměru výkonu[1].

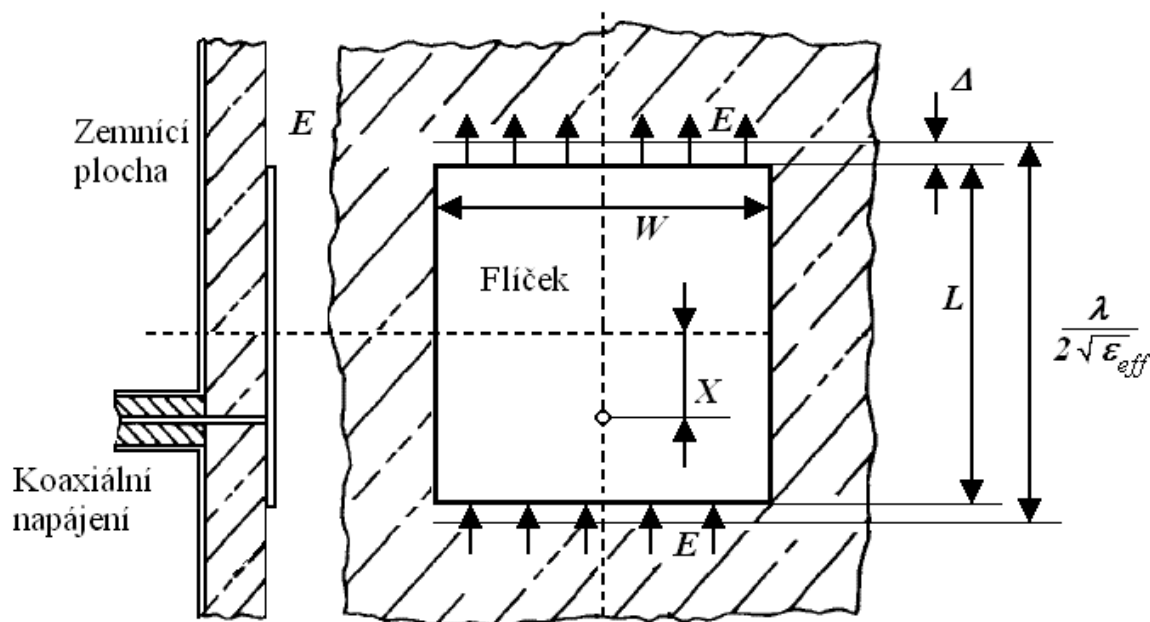
Nejnižší možný vid TM_{10} rezonuje, když efektivní délka antény dosáhne půl vlnné délky vlny. Takže se tedy jedná o půl vlnnou anténu. Na Obr.3 je anténa napájena koaxiální sondou ze spodní strany antény a ukázka efektivní délky antény a jejího zkrácení Δ . Tato efektivní vlnová délka a její zkrácení je důležitá právě proto, že rozptylové pole na okrajích vyzařuje. Zkrácení efektivní délky antény se vypočte podle vztahu (3)

$$\Delta = h \cdot 0,412 \frac{\epsilon_{eff} + 0,3 \frac{W}{h} + 0,262}{\epsilon_{eff} - 0,258 \frac{W}{h} + 0,813}, \quad (3)$$

kde h je tloušťka substrátu W je neresonanční šířka antény a ϵ_{eff} je efektivní dielektrická konstanta mikropáskového vedení s šířkou W ,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{10h}{W}}, \quad (4)$$

kde ϵ_r je relativní dielektrická konstanta substrátu.



Obr. 3 Anténa s koaxiálním napájením

Pravouhlé antény jsou většinou navrhovány s mikropáskovým napájením pro vhodné impedanční přizpůsobení. Díky vztahu (5), se dá vypočítat vodivost G_W strany W v okolí rezonančního kmitočtu, který lehkou úpravou lze převést na odpor R_W na hraně strany W . Toho se využívá při návrhu impedančního přizpůsobení.

Mikropáskovou anténu je možno napájet několika způsoby. Na Obr.3. je jeden z možných způsobů koaxiální sondou, další možností je mikropáskovým vedením na neresonanční stranu flíčku W , nebo štěrbinové buzení Obr.6.

$$G_W = \frac{\pi \cdot W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(k \cdot h)^2}{24} \right], \quad (5)$$

v tomto vztahu je λ_0 je vlnová délka pro vakuum a k je vlnové číslo.

$$R_W = \frac{1}{2 \cdot G_W}, \quad (6)$$

kde G_W je vodivost strany W a R_W je odpor strany, který se pak použije při návrhu přizpůsobení antény.

Pro napájení koaxiální sondou je důležité vhodné umístění bodu napájení Obr.3. Polohu napájení pro požadovanou hodnotu vstupního odporu je možné přibližně určit podle následujícího vztahu

$$X = \frac{L}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{\frac{R_{vst}}{R_W}}, \quad (7)$$

kde R_{vst} je požadována vstupní odpor napáječe. Hodnota X je znázorněná na Obr.3.

Při napájení flíčkové antény mikropáskovým vedením můžeme použít dva typy přizpůsobení, a to přizpůsobení pomocí čtvrtvlnného transformátoru, viz obr.4., které je rozměrově náročnější, anebo pomocí zapuštění mikropáskového vedení do neresonanční hrany flíčku, Obr.5.

Výpočet čtvrtvlnného transformátoru je dám mocí následujících vztahů[5]

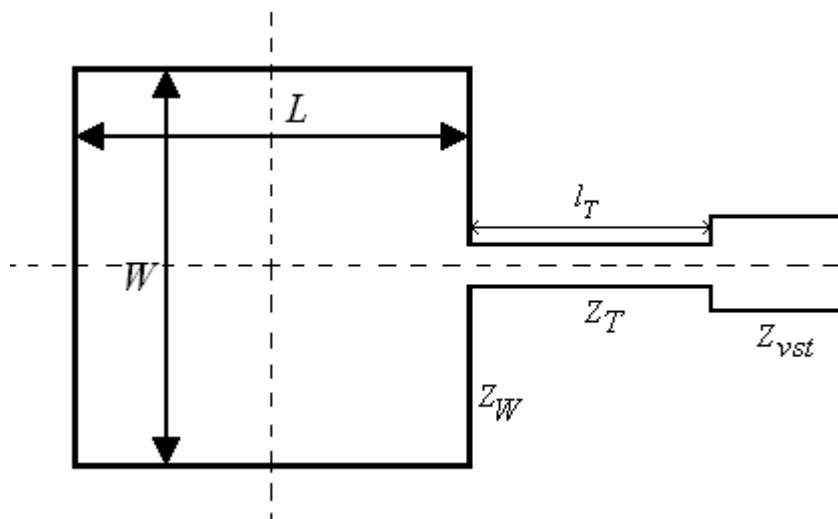
$$Z_T = \sqrt{Z_{ant} \cdot Z_{vst}}, \quad (8)$$

$$l_T = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (9)$$

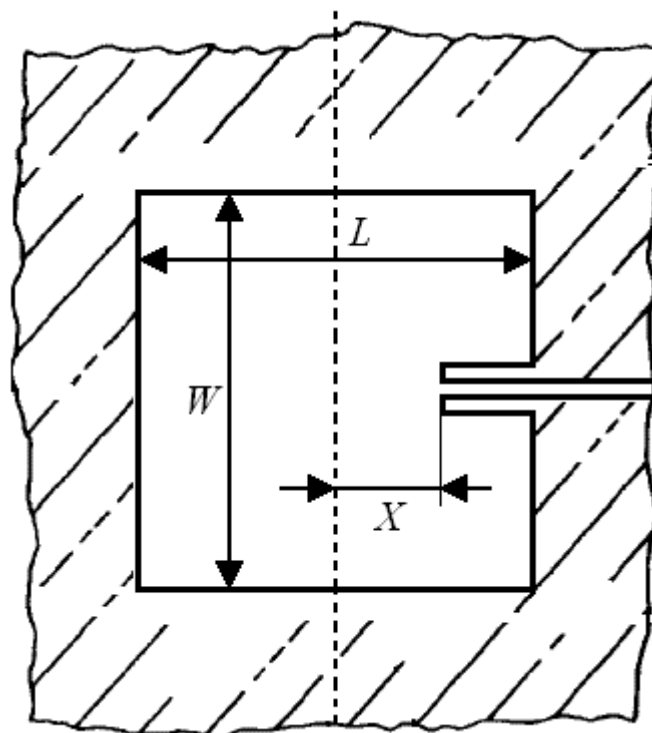
kde Z_W je impedance na hraně flíčku, Z_{vst} je požadována vstupní impedance λ_0 je vlnová délka vlny ve vakuu a ϵ_{eff} je efektivní relativní permitivita, vypočtena podle vztahu (10) v závislosti na šířce W a tloušťce h ,

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\ln \frac{8h}{W}} \quad \text{pro } W \leq h, \quad (10)$$

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{\ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{W}{2h} + 0,85 \right) \right]}{\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{W}{2h} + 0,85 \right) \right]} \quad \text{pro } W \geq h.$$



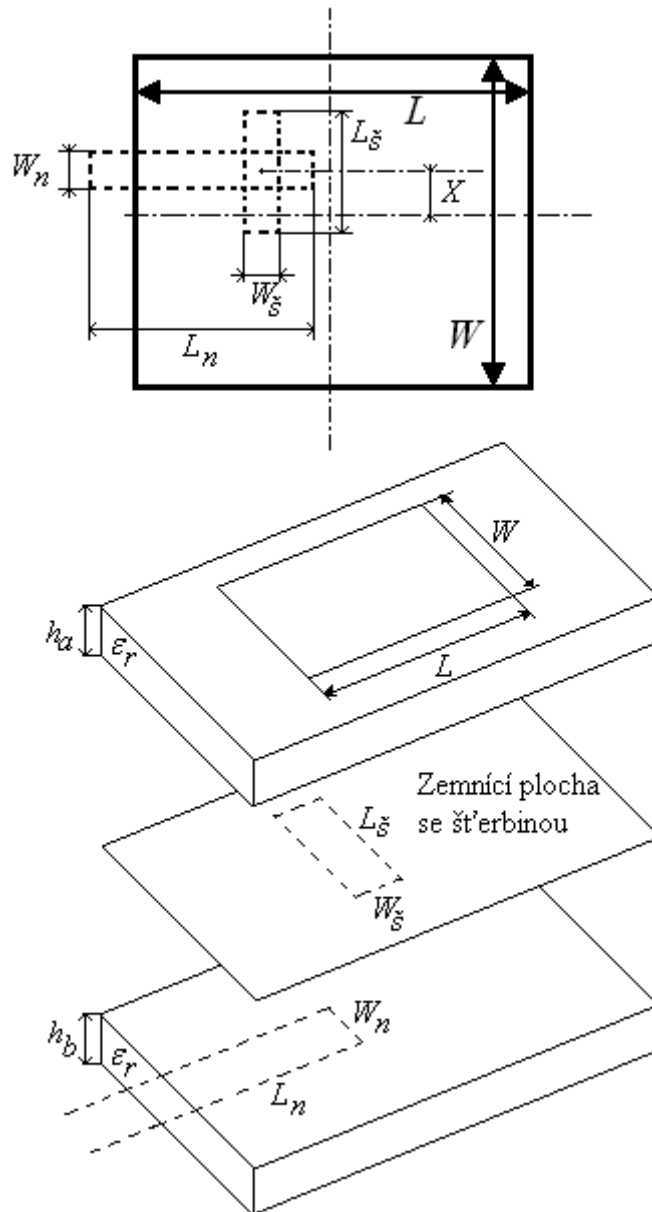
Obr. 4 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem



Obr. 5 Přizpůsobení zapuštěním

Pro impedanční přizpůsobení flíčkové antény na požadovanou impedanci mikropáskového vedení je možné provést zapuštěním mikropáskového vedení do hrany flíčku. Hodnota zapuštění je rovna rozdílu poloviny rezonanční délky L a odstředného zapuštění X , viz Obr.5, které se vypočte podle následujícího vztahu,

$$X = \frac{L}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{R_{vst}}{R_w} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (11)$$



Obrázek 6 Ukázka štěrbinového napájení

1.2 Kruhový patch (flíček)

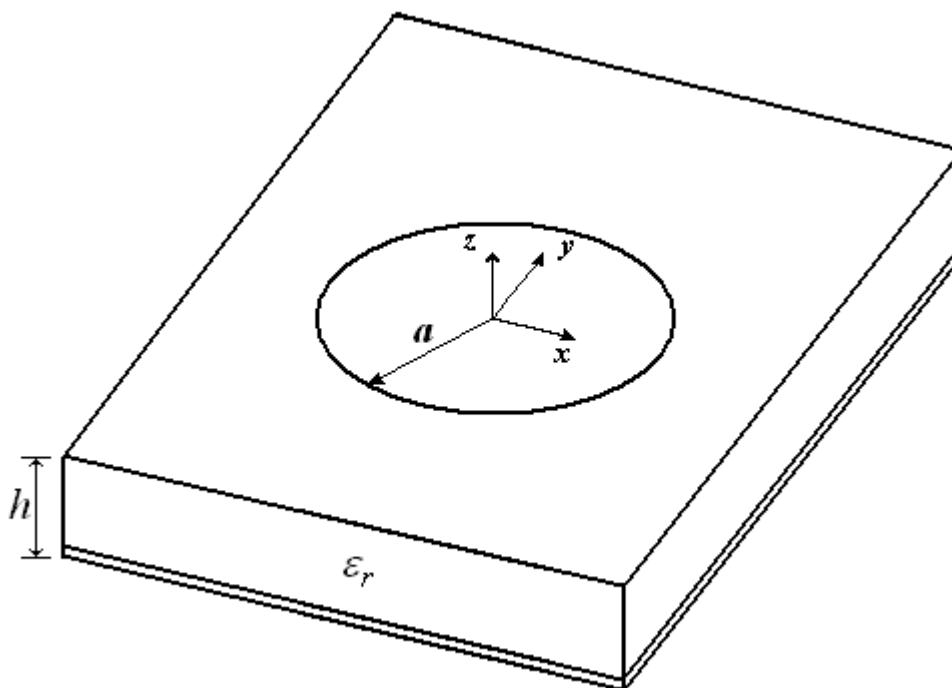
Kruhový flíček [1] se používá převážně kvůli malým rozměrům, protože zabírá plošně méně místa než čtvercový flíček. Rozměry antény jsou dány mezními frekvencemi jednotlivých vidů TE a TM kruhového vlnovodu. Tyto mezní frekvence pak udávají rezonanční frekvence pro kruhový flíček. Rezonanční frekvence je dána podle vztahu (12)

$$f_{np} = \frac{X'_{np} \cdot c}{2\pi \cdot a_{eff} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (12)$$

kde X'_{np} jsou nulové body derivací Besselových funkcí $J_n(x)$ n-tého řádu a a_{eff} je efektivní poloměr flíčku.

$$a_{eff} = a \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot a \cdot \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi \cdot a}{2 \cdot h} + 1,7726 \right)}, \quad (13)$$

kde a je skutečný poloměr flíčku a h je tloušťka substrátu. Poloměr a_{eff} , lze vypočítat úpravou vztahu (12). Pro výpočet skutečného poloměru a , lze docílit vyjádřením ze vztahu (13). Pro řešení takto upravené rovnice je potřeba využít vhodnou numerickou metodu, kde jako první kořen se dosazuje hodnota a_{eff} , po té numerická metoda rychle konverguje.[1]



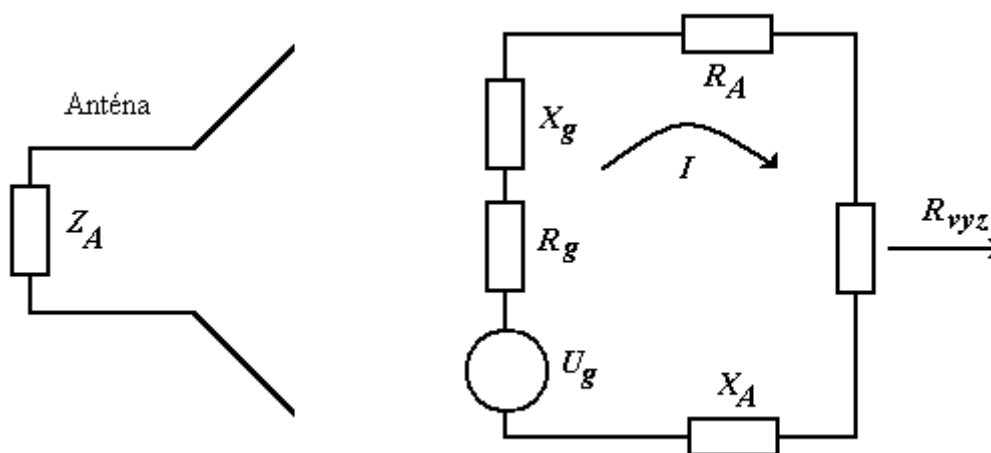
Obr. 7 Kruhový flíček

Kruhové mikropáskové antény bývají převážně napájeny koaxiální sondou. Tato skutečnost je podmíněna tím, že kruhové mikropáskové antény mají na svých krajích podstatně větší impedanci než čtvercové flíčky, což už je na hranici výroby přizpůsobovacích obvodů. Pro vhodné umístění napájecího bodu, je si třeba dát pozor jakou vlnu se snažíme kruhovým flíčkem vybudit. Bude-li to vlna TM_{11} , ta má uprostřed kruhového flíčku pomyslný zkrat el. Složky, proto je vhodné v tomto místě provést zkrat se zemnicí plochou a napájení umístit mimo střed flíčku. Experimenty ukazují, že pro získání vstupní impedance 50Ω je vhodné umístit napájecí bod v jedné třetině poloměru kruhového flíčku od středu.[1]

1.3 Obecné parametry antén

- **směrovost antény** – je to schopnost antény vyzařovat elektromagnetické vlny v požadovaném směru
- **vyzařovací úhel antény** – tento úhel je dán tzv. směrovým diagramem a vypočítává se jako delta úhlů bodů, kde je pokles o 3dB
- **zisk antény** – udává, kolikrát větší výkon musíme dodat do půl vlnného dipólu, aby v místě příjmu byla stejná energie jako u směrové antény
- **šířka přenášeného pásma** – udává šířku přenášeného frekvenčního pásma

- **vstupní impedance antény Z [Ω]** – je vlastní impedance, která má být malá a reálná (bez imaginární složky); vstupní impedance se nastavuje a proměřuje, je to také poměr proudu a napětí v napájecím bodě
- **PSV** - poměr stojatých vln na vedení, určuje míru přizpůsobení vedení, pokud je $PSV = 1$, pak nedochází na vedení k odrazu, pokud je $PSV > 1$ část výkonu se odrazí zpět ke zdroji
- **činitel odrazu** – množství výkonu odražené na vstupu vedení, většinou se udává v [dB].

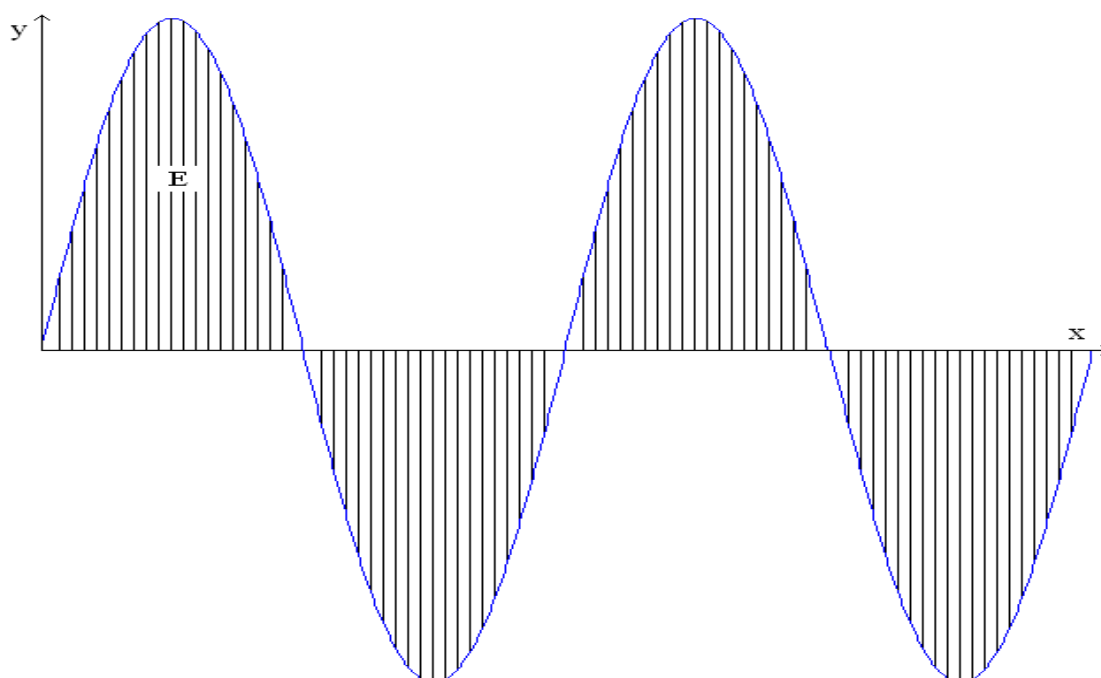


Obr. 8 Určení vstupní impedance

$$P_{\text{vyz}} = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_{\text{vyz}} = \frac{|U_g|^2}{2} \left[\frac{R_{\text{vyz}}}{(R_{\text{vyz}} + R_{\text{ztr}} + R_g) + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (14)$$

2 Kruhově polarizované antény

Nejjednodušší popis polarizace se vztahuje k rovinné vlně Obr.9. V bezstrátovém prostředí je vektor magnetického a elektrického pole kolmý na směr šíření. Polarizace pak označuje rovinu, ve které kmitá vektor elektrické složky \mathbf{E} , který si rozložíme na složky x a y ve směru os roviny. Pro jednoduchou harmonickou vlnu se amplituda obou složek mění způsobem popsatelným funkcí sinus se stejnou frekvencí, ale amplituda a fáze se mohou lišit. Když budou obě ortogonální komponenty ve fázi, nebo budou tyto komponenty ve stejném či konstantním poměru, tak vektor elektrické složky \mathbf{E} se bude kmitat ve stejné rovině kolmé na směr šíření. V tomto případě mluvíme o lineární polarizaci.[3]



Obr. 9 Rovinná vlna

2.1 Kruhová polarizace

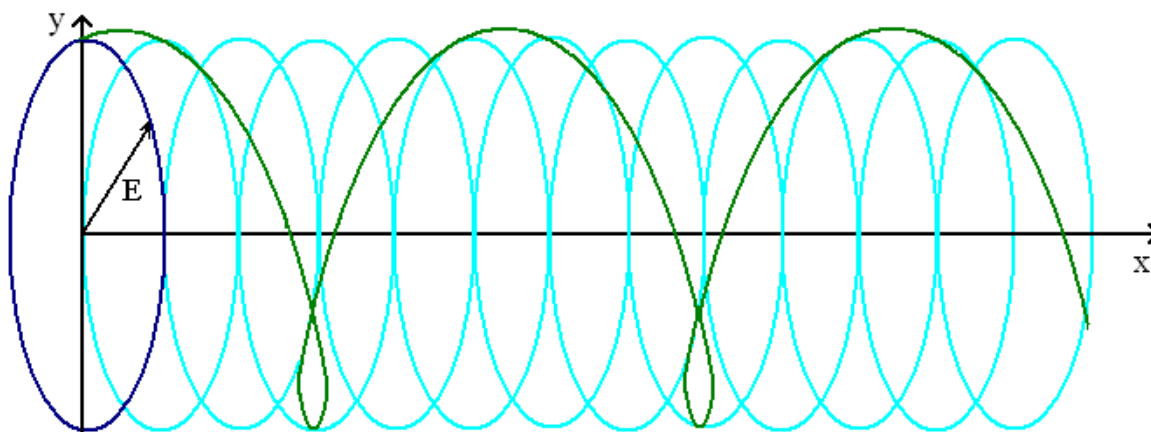
Hustota výkonu vyzářená anténou je dán tzv. Poyntingovým vektorem, který představuje vektorový součin elektrické a magnetické složky pole. Zapsat ho můžeme ve tvaru

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}, \quad (15)$$

Polarizace, jak jsem už výše zmínil, označuje rovinu, ve které kmitá vektor elektrické složky **E**. Polarizace ovšem nemusí být rovinná a ani nemusí být definována jednou rovinou. Vedle polarizace lineární, tedy horizontální a vertikální, rozeznáváme také polarizaci kruhovou (pravotočivou nebo levotočivou) a eliptickou.

Pokud bychom přijímali signál anténou s jinou polarizací, než s jakou byl signál vyzářen, došlo by ke značnému útlumu. Důsledků polarizace lze využít k oddělení signálů, teoreticky bylo by možné bez problémů přijímat dva signály na stejném kmitočtu přicházející ze stejného směru dvěma anténami s odlišnou polarizací. Proto se hovoří o tzv. polarizační separaci. Praktické hodnoty polarizační separace jsou kolem 30 dB.

Pokud rozložíme vektor intenzity elektrického pole do dvou navzájem kolmých směrů (např. x a y) a tyto složky mají stejnou amplitudu, ale jejich fázový rozdíl je $\pi/2$ radiánů (90°), pak je jedna složka nulová, ale druhá nabývá minima či maxima. Kruhová polarizace je, když elektrická složka ve směru x je o $\pi/2$ před či za elektrickou složkou ve směru y a výsledný elektrický vektor složený z těchto složek v rovině kolmé na směr pohybu bude kroužit po kružnici. Na Obr.10 je zeleně zaznačen vývoj umístění vrcholu elektrického vektoru (opět vychází z osy z a jsou na ni kolmé), modře je naznačena stěna válce na níž jsou všechny vrcholy. Podstava válce je shodná s průmětem vektorů do roviny kolmé na směr šíření.



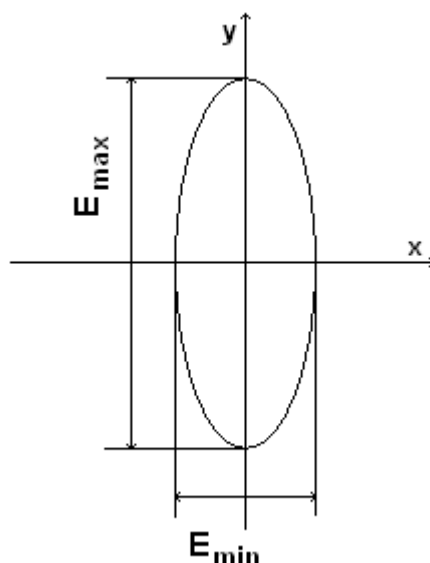
Obr. 10 Kruhová polarizace

Eliptickou polarizací elektromagnetického pole se rozumí taková vlastnost, kdy je výsledná elektrická složka pole vytvořena ze dvou základních lineárních složek, kde obě složky nejsou ve fázi, ani nemají fázový rozdíl $\pi/2$ nebo nemají stejnou amplitudu. Taková polarizace se nazývá eliptická, neboť výsledný vektor vykružuje (polarizační) elipsu. Obecně

pak vektor elektrické složky pole obíhá kolem osy ve směru šíření a jeho koncový bod se pohybuje po elipse.

Kvalita kruhové polarizace se posuzuje osovým poměrem. Osový poměr AR určuje podíl maximální a minimální amplitudy elektrického pole Obr.11:

$$AR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}. \quad (16)$$



Obr. 11 Osový poměr AR

Pro kruhovou polarizaci je osový poměr roven jedné, ale v praxi se takové hodnoty dá těžko osáhnout. Kruhová polarizace se vyjadřuje v decibelech a za dobrou kruhovou polarizaci se považuje poměr lepší než 1 dB [2].

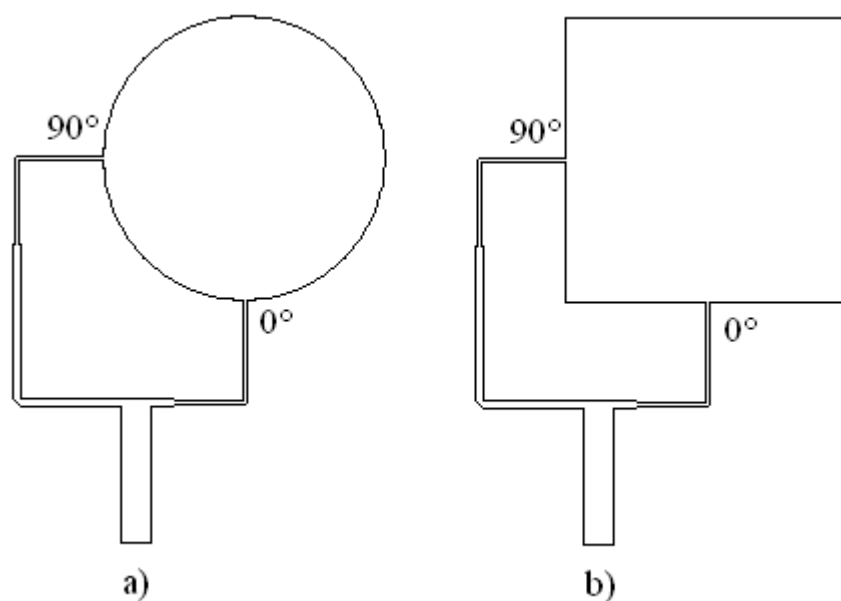
2.2 Vybuzení kruhově polarizované vlny

Kruhovou polarizaci lze dosáhnout několika způsoby. Prvním způsobem je současné vybuzení dvou ortogonálních polí pod jedním flíčkem. Pole musí splnit podmínky pro vznik kruhové polarizace, tedy mít stejnou amplitudu a fázový posuv 90° . Toho se dosahuje buď vhodným napájením flíčku, kde se využívá vnější výkonový dělič, nebo samotnou konstrukcí flíčku. Druhá možnost spočívá ve využití soustavy lineárně polarizovaných flíčků. Každý flíček musí být patřičně natočen svým rezonančním rozměrem a správně fázován. Pak v jednotlivých okamžicích dle přiváděného signálu vzniká střídavě na každém lineární

proudové rozložení tak, že se ve výsledku vytváří otáčející se pole a vzniká kruhově polarizovaná vlna. Dalším možným řešením je napájení flíčku v jednom bodě koaxiální sondou.

2.3 Ortogonální napájení ve dvou bodech

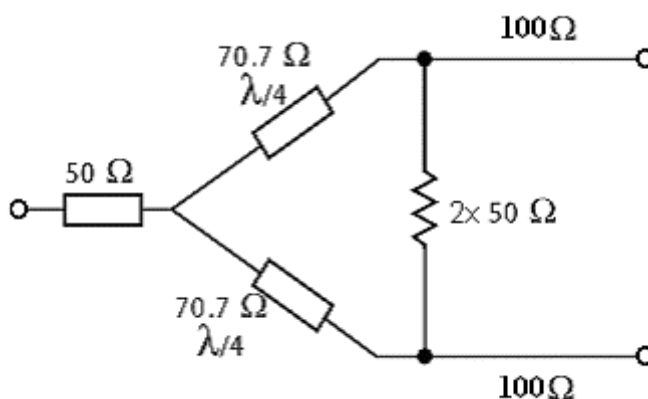
Tento způsob napájení se k získání kruhové polarizace používá nejčastěji. Ke své funkci využívá vnější výkonový dělič. Takovéto uspořádání je načrtnuto na Obr.12. Jeho funkce spočívá v excitaci dvou ortogonálních módů se stejnou amplitudou, ve fázi posunutých o 90° . Ke vzniku fázového posuvu se využívá čtvrtvlnného vedení.



Obr. 12 Způsob uspořádání ortogonálního napájení ve dvou bodech:

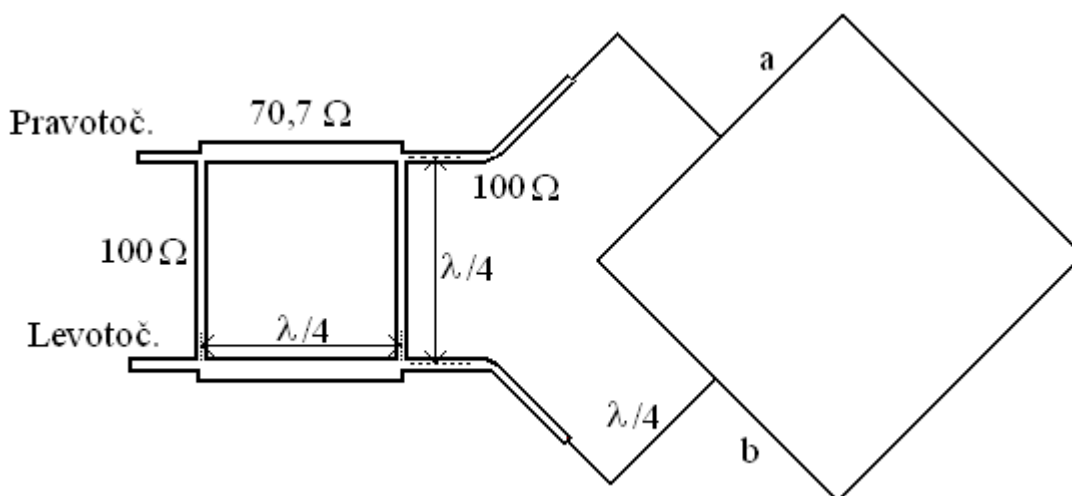
(a) kruhový flíček a (b) pravoúhlý flíček

Nejvhodnějším vnějším výkonovým děličem, který by se pro tento návrh hodil je Wilkinsonův dělič výkonu, Obr.13, který díky své konstrukci je přizpůsoben z obou stran, nedochází na něm tedy k nežádoucímu odrazu.

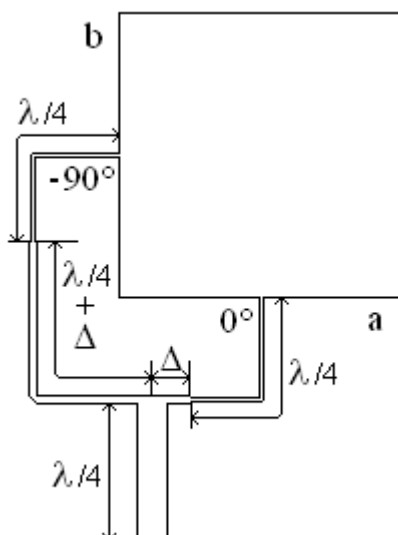


Obr. 13 Wilkinsonův dělič

Další možností jak signál rozdělit je použití čtvrtvlnného $100\ \Omega$ systému, který je znázorněn na Obr.14. Výhodou tohoto děliče je, že pouhým přepojením konektoru je možnost výběru pravotočivé nebo levotočivé kruhové polarizace. Jeho nevýhodou jsou ale jeho rozměry. Jelikož se snažíme, aby rozměry antény byly co nejmenší.

Obr. 14 Čtvrtvlnný $100\ \Omega$ systém pro výkonové dělení napájení

Dalším vhodný výkonový dělič je naznačen na Obr.15. Tento dělič je tvořen $100\ \Omega$ vedením na které je paralelně napojeno $50\ \Omega$ vedení. Ze $100\ \Omega$ vedení je pak čtvrtvlnným transformátorem přizpůsobeno na impedanci jednotlivých stran.

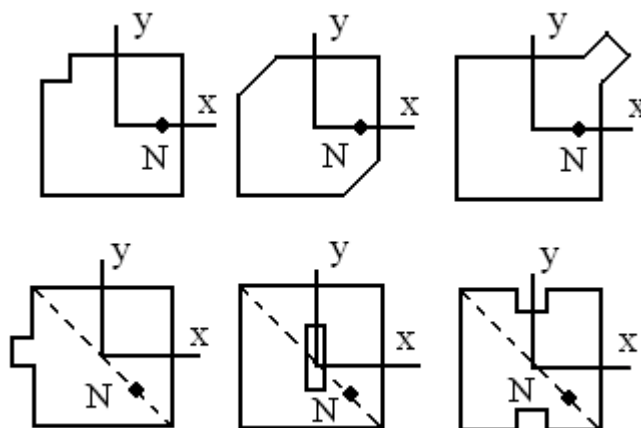


Obr. 15 Čtvrtvlnný výkonový dělič

Geometrické rozdělení děliče lze pak snadno vypočítat.

2.4 Provedení napájení v jednom bodě

Toto provedení se hodí v případě, kde je obtížné přizpůsobit dva napájecí body k anténě. Protože antény napájené v jednom bodě většinou pracují s lineární polarizací, je třeba zaručit podmínky pro vznik kruhové polarizace. To se dosahuje tím, že se v tvaru flíčku vytvoří drobné nepravidelnosti (poruchové segmenty), které leží ve vhodné pozici vzhledem k napájecímu bodu Obr.16.

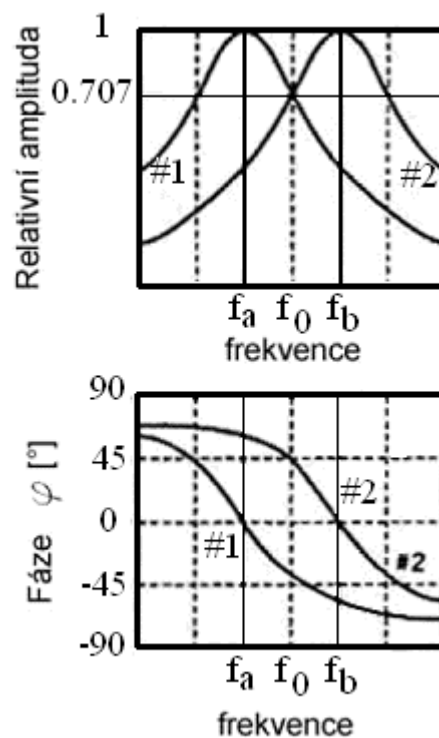


Obr. 16 Různé varianty poruchových segmentů

Na obrázku jsou uvedeny dva druhy napájení koaxiální sondou. Jeden typ má bod napájení N umístěný na ortogonálních složkách x y a druhý typ napájení je na hlavní

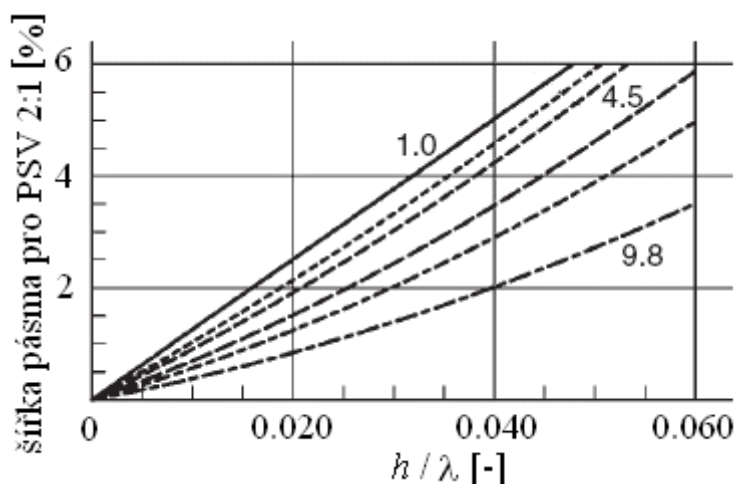
diagonále flíčku. Vhodným umístěním bodu napájení se také zaručí impedanční přizpůsobení celé antény. Na Obr.16 jsou znázorněny varianty pro pravotočivou polarizaci. Při umístění bodu napájení na ortogonálních složkách x y , lze změnit polarizaci diagonálním přetočením. U napájení v bodě na diagonále, lze levotočivé polarizace dosáhnout umístěním bodu napájení na druhé diagonále.

Vytvořením nepravidelnosti ve tvaru flíčku dojde k rozladění a degeneraci původního módu. Z něj se vytvoří dva módy (#1 a #2), které jsou navzájem ortogonální Obr.17. Vhodný poruchový segment musí rozladit frekvenční odezvu právě tak, že na pracovní frekvenci f_0 je stejná amplituda obou módů, ale fázový rozdíl je 90° . A tím je splněna podmínka pro vznik kruhové polarizace. S posunem frekvence z pracovního bodu f_0 se značně degeneruje osový poměr, ale přizpůsobení zůstává obvykle přijatelné [1].



Obr. 17 Rozložení dvou módů[2]

Pro návrh antény s kruhovou polarizací je však zapotřebí určit šířku pásma pro dosažení PSV(Poměr Stojatých Vln) 2:1 v závislosti na tloušťce flíčku. To slouží k rozladění rezonančních délek stran antény, tak aby byla zaručena šířka pásma a vybuzení kruhově polarizované vlny. Z grafu na Obr.18, je vidět jak šířka pásma stoupa s výškou substrátu. Čím je substrát vyšší, tím je šířka pásma větší, nejedná se ale o lineární závislost. Na obrázku jsou naznačeny křivky, také pro různé permitivity substrátu.



Obr. 18 šířka pásma pro PSV 2:1 v závislosti na tloušťce substrátu a vlnové délce ve vakuu [1]

Na základě odečtených hodnot se podle vztahu (17) vypočte hodnota činitele rozladění, ten pak slouží k výpočtu vybudění jednotlivých módu #1 a #2[1].

$$Q = \frac{PSV - 1}{SP \cdot \sqrt{PSV}}, \quad (17)$$

kde PSV je požadovaný poměr stojatých vln a SP je šířka pásma odečtena z grafu na Obr.18, pro požadované PSV .

$$f_a = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q}}}, \quad (18)$$

$$f_b = f_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{Q}}. \quad (19)$$

kde PSV je požadovaný poměr stojatých vln a SP je šířka pásma odečtena z grafu na Obr.18, pro požadované PSV .

Protože je v zadání práce napájení mikropáskovým vedením, našel jsem článek ve kterém popisují možnost napájení v jednom bodě pomocí mikropáskového vedení[4]. Princip je v přidání kapacitního pahýlu na čtvrtvlnný transformátor, který transformuje impedanci z hrany flíčku na 50Ω napájecí mikropásek Obr.21. Pro velikost a polohu pahýlu je potřeba nějakého optimalizačního výpočtu momentovou metodou. Po té je možno mikropáskovým vedením vybudit kruhově polarizovanou vlnu.

3 Návrh antény

Jako prvním krokem pro určení některých základních parametrů antény je kmitočet, na kterém bude anténa pracovat, popř. kmitočtové pásmo. A délce substrát, ze kterého bude anténa vyrobena. Navrhovaná anténa v této práci by měla pracovat v nekomerčním kmitočtovém pásmu WiFi. WiFi pásmo je charakterizováno 14 kanály v rozmezí 2,412 - 2,484 GHz. Střední kmitočet tohoto pásma je $f = 2,448$ GHz, toto je kmitočet, pro který bude anténa navrhována. Dále je třeba zvolit nejvhodnější substrát. Tady je volba jednoduchá, protože se snažíme, aby cena konstrukce byla nejlevnější a zároveň nejsnadnější, tak vybereme lehce dostupný materiál. Musíme si ale dát pozor na permitivitu substrátu, protože ta hraje podstatnou roli při buzení vlny, takže bychom se měli ohlednou po substrátu, u kterého výrobce garantuje stálost permitivity. Pro realizaci mi byl doporučen materiál 25N s tloušťkou $h = 1,53$ mm, relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,28$ a činitelem ztrát $\tan(\delta) = 0,0025$.

3.1 Výpočet rozměrů antény pro napájení ve dvou bodech

Máme tedy kmitočet $f = 2,448$ GHz, je to střed WIFI pásma. Dosazením do vztahu (1-4) z kapitoly 1, dostaneme tyto výsledky.

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,448 \cdot 10^6 \sqrt{4}} = 33,8332 \text{ mm},$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{10h}{W}} = \frac{4+1}{2} + \frac{4-1}{2} \sqrt{1 + \frac{10 \cdot 1,54}{30,6373}} = 3,0860,$$

$$\Delta = h \cdot 0,412 \frac{\epsilon_{eff} + 0,3 \frac{W}{h} + 0,262}{\epsilon_{eff} - 0,258 \frac{W}{h} + 0,813} = 0,7361 \text{ mm},$$

$$a = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,448 \cdot 10^6 \sqrt{3,7237}} - 2 \cdot 0,7361 = 33,4084 \text{ mm},$$

tímto postupem jsme si vypočetli rozměry pravoúhlého flíčku. Tloušťky pásku a jejich rezonanční délky jsou spočítány pomocí programu LineGauge od firmy ZELAND [6]. Pro tyto rozměry flíčku jsem zvolil čtvrtvlnný dělič z Obr.15, který posouvá fázi o 90° . Nejprve je potřeba podle vztahů (5) a (6) vypočítat impedanci na okraji flíčku.

$$G_w = \frac{\pi \cdot W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(k \cdot h)^2}{24} \right] = \frac{\pi \cdot 33,8332}{120 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{2,448 \cdot 10^9}} \left[1 - \frac{\left(\frac{2\pi \cdot f}{c} \cdot h \right)^2}{24} \right] = 2,2719 \text{ mS}$$

$$R_w = \frac{1}{2 \cdot G_w} = \frac{1}{2 \cdot 2,2719 \cdot 10^{-3}} = 220 \Omega$$

Výkonový dělič jsem zvolil 100Ω , protože 100Ω vedení vykazuje mnohem menší radiační ztráty, než 50Ω , proto se pro napájení a děliče používají 100Ω vedení. Je tedy nutné transformovat impedanci ze strany flíčku na 100Ω dělič. Tento postup je znázorněna na Obr.4. Podle vztahu (8) se vypočte hodnota transformátorového vedení.

$$Z_T = \sqrt{Z_{ant} \cdot Z_{vst}} = \sqrt{220 \cdot 100} = 148 \Omega$$

Šířka pásku o impedanci 148Ω je $w_T = 0,2372$ mm a délka $l_T = 20,51$ mm. Výroba tak úzkého pásku je však velice komplikovaná. Proto jsem se rozhodl pásek alespoň zdvojnásobit a zkrátit jeho čtvrtvlnnou délku na hodnoty $w_T = 0,5171$ a $l_T = 20,2712$, tím jsem ale trochu zvýšil PSV, což s největší pravděpodobností povede ke snížení zisku antény a větším odrazům výkonu na vedení.

100Ω vedení je třeba přizpůsobit tak, aby bylo co nejdále od hran flíčku, protože při vyzařování hrany flíčku a hrany přizpůsobovacího pásku může docházet ke vzájemnému ovlivňování. Zvolil jsem tedy přibližně dvě čtvrtvlnné délky 100Ω pásku. $W_{100} = 0,8815$ mm a $l_{100} = 2 \times 19,95$ mm. 100Ω vedení je také vhodné díky připojení na 50Ω vedení, protože dvě větve 100Ω vedení jsou na sebe napojena paralelně a jejich součet dá 50Ω , proto je možno 50Ω napojit přímo na 100Ω vedení. Pro jiné případy je nutno přívod přizpůsobit čtvrtvlnným transformátorem.

Posledním a důležitým krokem pro vybuzení kruhové polarizace je vhodné umístění 50Ω pásku jako je na Obr.20.

Tímto návrhem lze získat pouze přibližný náčrt. Pro tento náčrt je vhodné provést optimalizaci v nějakém simulačním programu s vyšší metodou výpočtu.

3.2 Výpočet rozměru antény pro napájení v jednom bodě

Máme tedy kmitočet $f = 2,448\text{GHz}$, je to střed WIFI pásma. Nejprve je potřeba z grafu na obr.18 odečíst hodnotu SP pro poměr tloušťky substrátu a vlnové délky ve vakuu,

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{h \cdot f}{c} = \frac{1,53 \cdot 10^{-3} \cdot 2,448 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 0,0125$$

V našem případě je poměr $h/\lambda = 0,013$ a hodnota odečtena z grafu na obr.18 je $SP = 1,4$ % . Po dosazení do vzorce pro výpočet činitele rozladění

$$Q = \frac{PSV - 1}{SP \cdot \sqrt{PSV}} = \frac{2 - 1}{1,4 \cdot \sqrt{2}} = 101,01$$

získáme hodnotu $Q = 101,01$ ze které jsme schopni určit rezonanční frekvence obou stran mikropáskové antény podle vztahů :

$$f_a = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q}}} = \frac{2,448 \cdot 10^6}{\sqrt{1 + \frac{1}{101,01}}} = 2,4359 \text{ GHz},$$

$$f_b = f_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{Q}} = 2,448 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{101,01}} = 2,46 \text{ GHz},$$

známe-li kmitočty jednotlivých stran jsme potom schopni vypočítat podle vztahů z kapitoly 1, rozměry navrhované mikropáskové antény. Dosazením do vztahů (1-4) získáme rozměry strany a a b , pro jednotlivé kmitočty.

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,448 \cdot 10^6 \sqrt{3,28}} = 33,8332 \text{ mm},$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{10h}{W}} = \frac{3,28 + 1}{2} + \frac{3,28 - 1}{2} \sqrt{1 + \frac{10 \cdot 1,53}{33,8332}} = 3,0860,$$

$$\Delta = h \cdot 0,412 \frac{\varepsilon_{eff} + 0,3 \frac{W}{h} + 0,262}{\varepsilon_{eff} - 0,258 \frac{W}{h} + 0,813} = 0,7361 \text{ mm},$$

$$a = \frac{c}{2f_a \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,4359 \cdot 10^6 \sqrt{3,0860}} - 2 \cdot 0,7361 = 33,7629 \text{ mm},$$

$$b = \frac{c}{2f_b \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,46 \cdot 10^6 \sqrt{3,0860}} - 2 \cdot 0,7361 = 33,0721 \text{ mm},$$

Dále je jako v předchozím bodě přizpůsobit anténu na mikropáskové vedení o impedanci 50Ω . Přizpůsobení provedeme pomocí čtvrtlínového transformátoru, popsáno v bodě 1.1 Obr.4. Impedance strany a se vypočte podle vztahů (5) a (6), protože přizpůsobovat budeme jenom jednu stranu antény. Transformační impedance se vypočte podle vztahu (8).

$$G_a = \frac{\pi \cdot a}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(k \cdot h)^2}{24} \right] = \frac{\pi \cdot 33,7629}{120 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{2,448 \cdot 10^9}} \left[1 - \frac{\left(\frac{2\pi \cdot f}{c} \cdot h \right)^2}{24} \right] = 2,2953 \text{ mS}$$

$$R_a = \frac{1}{2 \cdot G_a} = \frac{1}{2 \cdot 2,2719 \cdot 10^{-3}} = 217 \Omega$$

$$Z_T = \sqrt{Z_{ant} \cdot Z_{vst}} = \sqrt{217 \cdot 50} = 104 \Omega$$

Šířka pásku pro impedanci $Z_T = 104 \Omega$ je $w_T = 0,7929$ mm a délka $l_T = 20,07$ mm. Šířka 50Ω vedení je $w_{50} = 3,5639$ mm. Šířku pahýlu jsem zvolil stejnou jako šířka přizpůsobovacího vedení a délku $l_p = 5$ mm a umístil jej na střed přizpůsobovacího vedení.

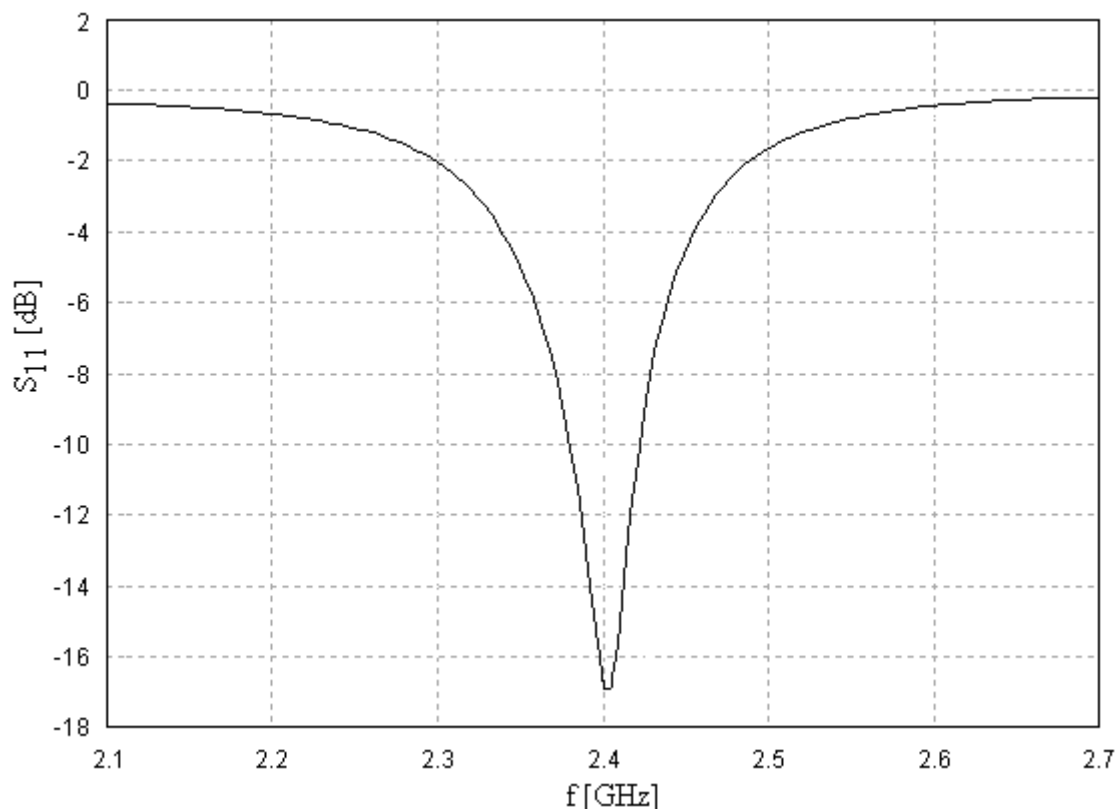
Pro další postup je stejný jako v předchozím bodě. Takto navrženou anténu je třeba optimalizovat. Optimalizaci je třeba se hlavně zaměřit na polohu pahýlu a zkosení stran.

4 Výsledky simulací

Navržené antény jsem simuloval ve zkušební 30-ti denní verzi simulačním programu IE3D od firmy ZELAND. IE3D je simulační program využívající pro svůj výpočet momentovou metodu rozložení proudu na 3D, nebo několika vrstevném modelu zvoleného motivu. Je převážně určen pro simulace mikropáskových antén, drátových antén, mikrovlnných obvodů atd.[6]

4.1 Simulace antény s napájením ve dvou bodech

4.1.1 Výsledky simulací pro anténu navrženou v bodě 3.1.

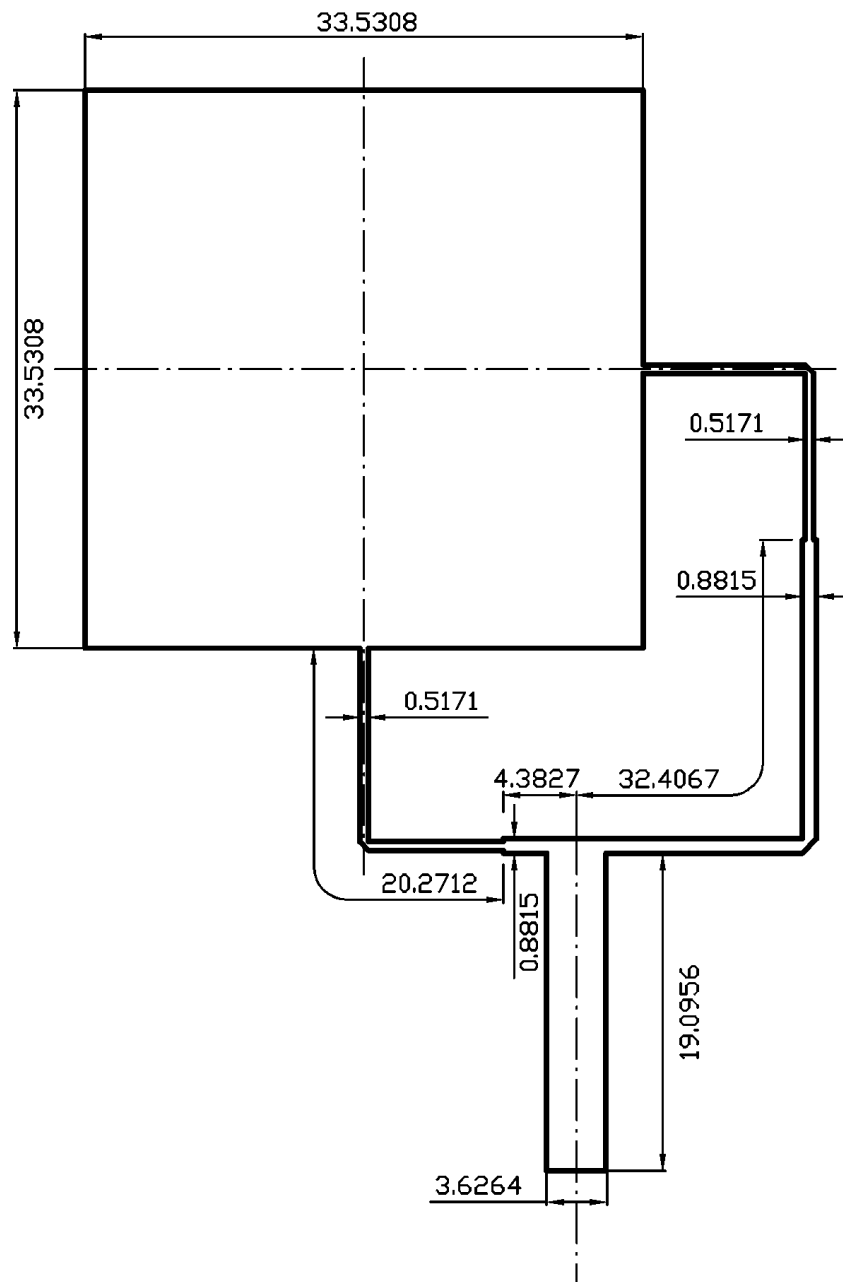


Obrázek 19 Navržená anténa bez optimalizace, parametr S_{11} v závislosti na frekvenci

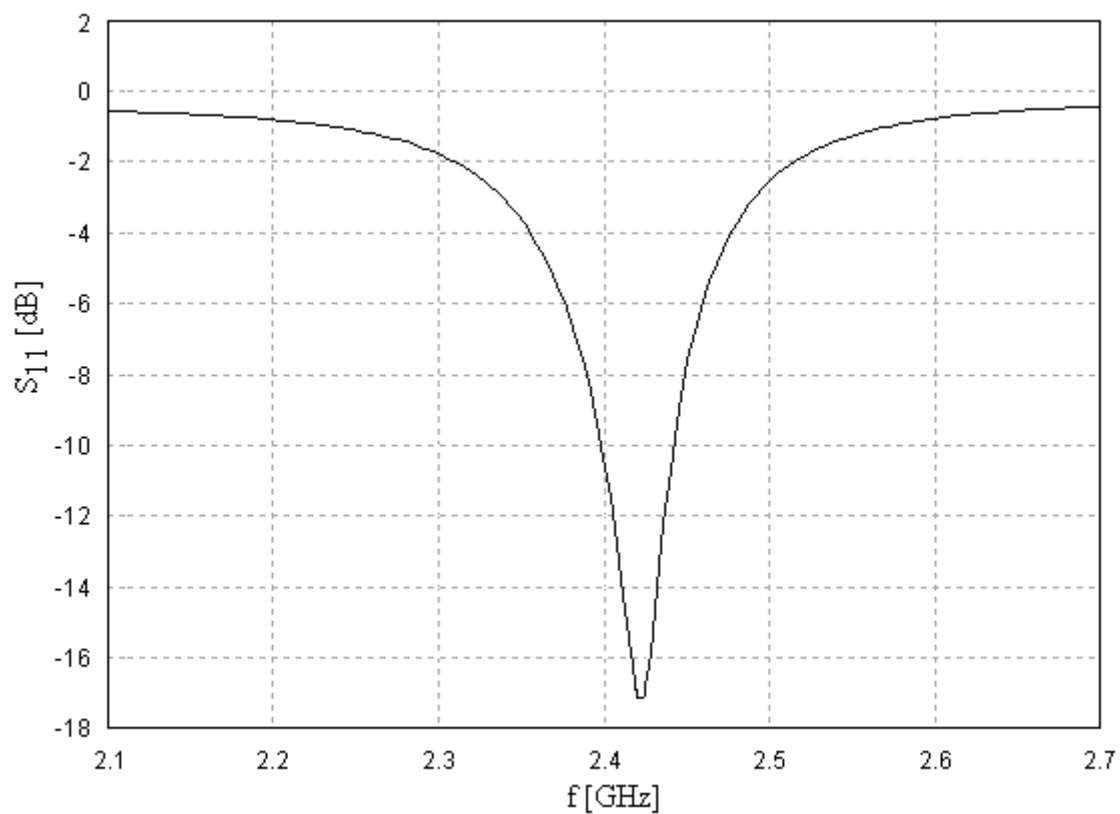
4.1.2 Výsledky po optimalizaci antény navržené v bodě 3.1.

Optimalizace je proces při kterém dochází ke zpřesnění výpočetních vztahů nějakou numerickou metodou vyššího řádu. Pro optimalizaci jsem použil program IE3D od firmy ZELAND. Na Obr.19 je anténa po optimalizaci v programu IE3D. Lze si povšimnout, že vypočtená hodnota hrany flíčku se liší, protože výpočet podle vztahu (1), není až tak přesný. Výsledky optimalizačního programu, využívajících některou z vyšších metod výpočtu, lze

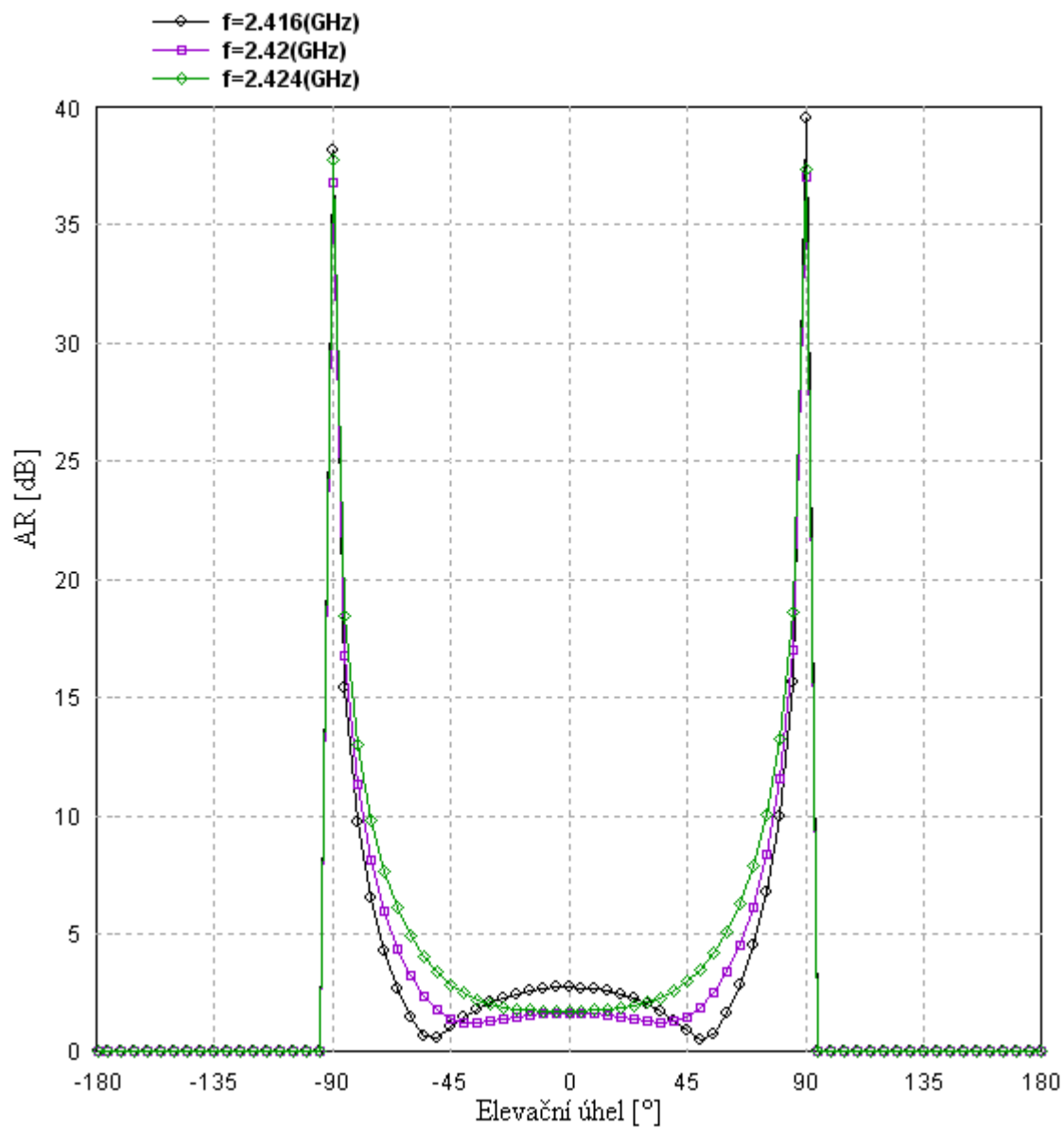
považovat za mnohem přesnější. Nejen ale hrana flíčku prošla optimalizací. Napojení 50Ω vedení na 100Ω je za potřebí mít zcela přesné, aby parametry kruhové polarizace byly co nejlepší.



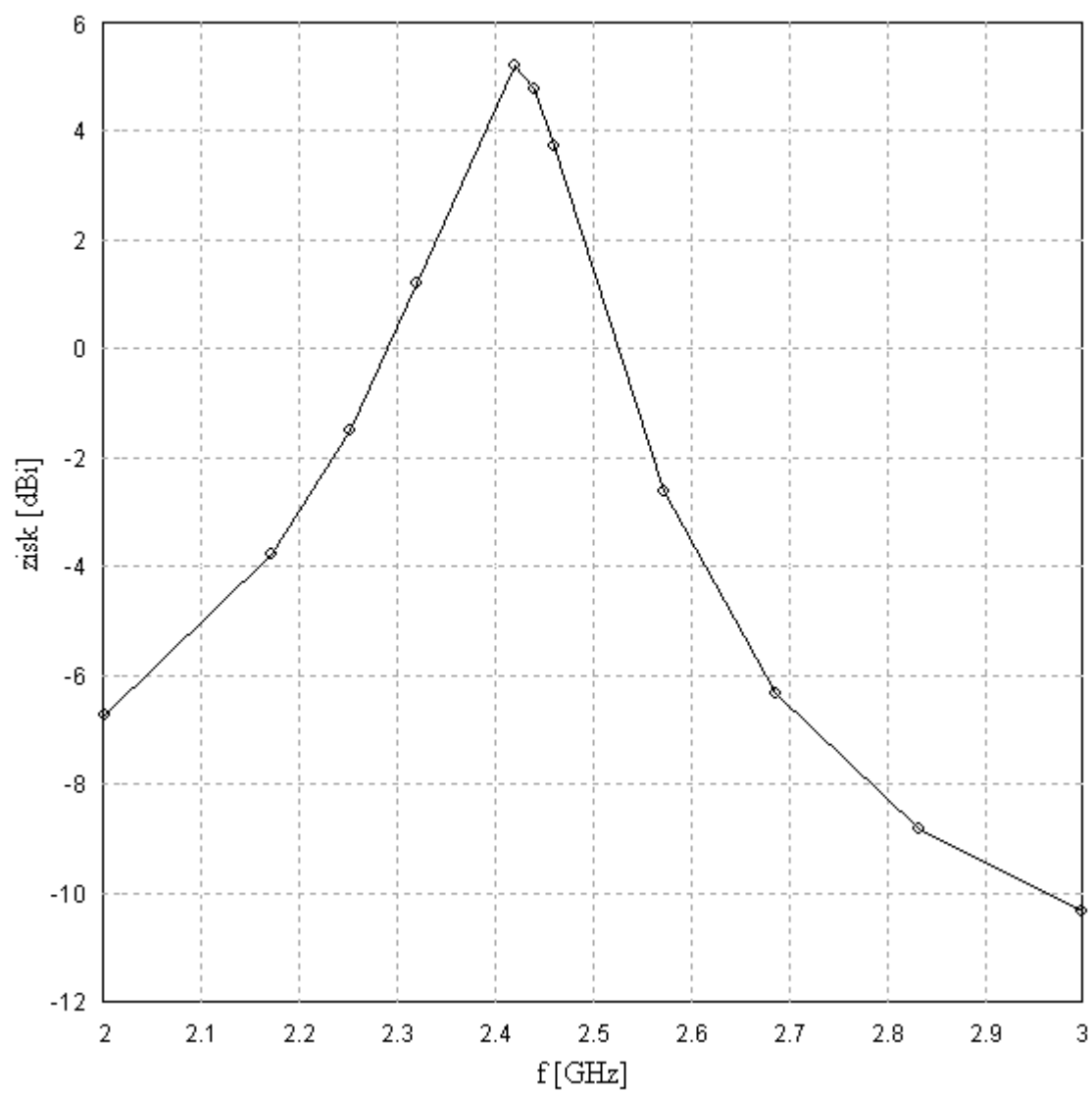
Obrázek 20 Optimalizované rozměry antény



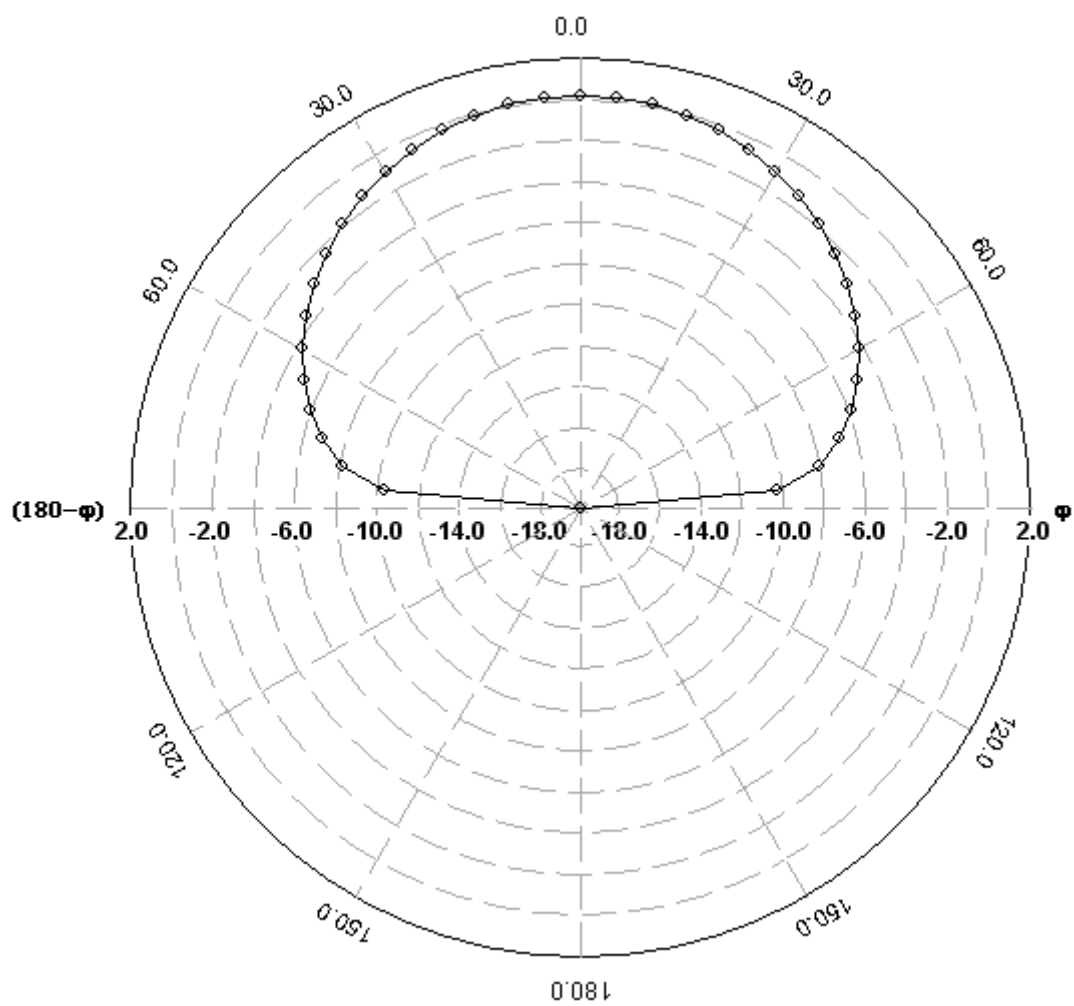
Obr. 21 Činitel odrazu na vstupu optimalizované antény v závislosti na frekvenci. Minimum tohoto grafu leží na kmitočtu 2,42 GHz a jeho hodnota je -17,2 dB.



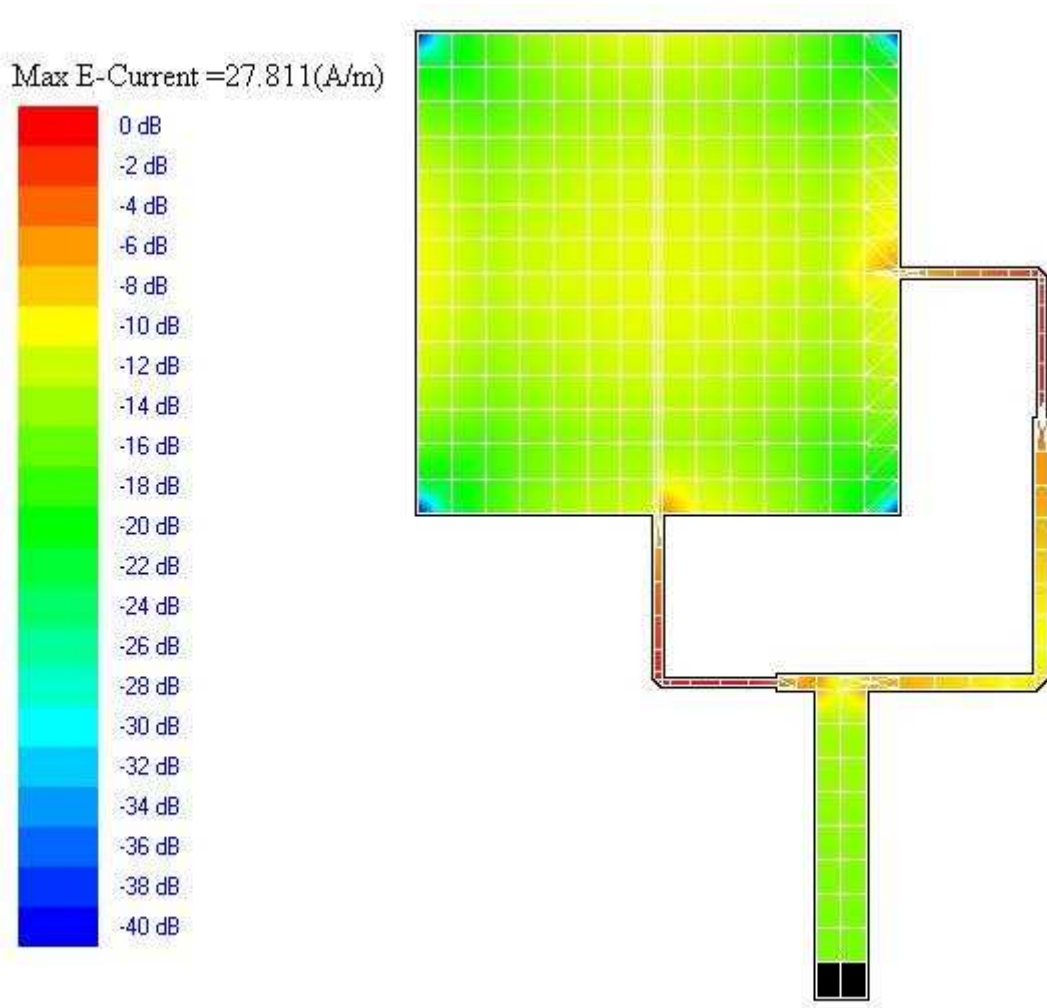
Obr. 22 Závislost AR na elevačním úhlu pro různé frekvence



Obr. 23 Simulovaná hodnota zisku v závislosti na kmitočtu



Obrázek 24 Směrový diagram pravotočivou polarizací antény napájené ve dvou bodech, pro kmitočet 2,42 GHz v rovině **E**

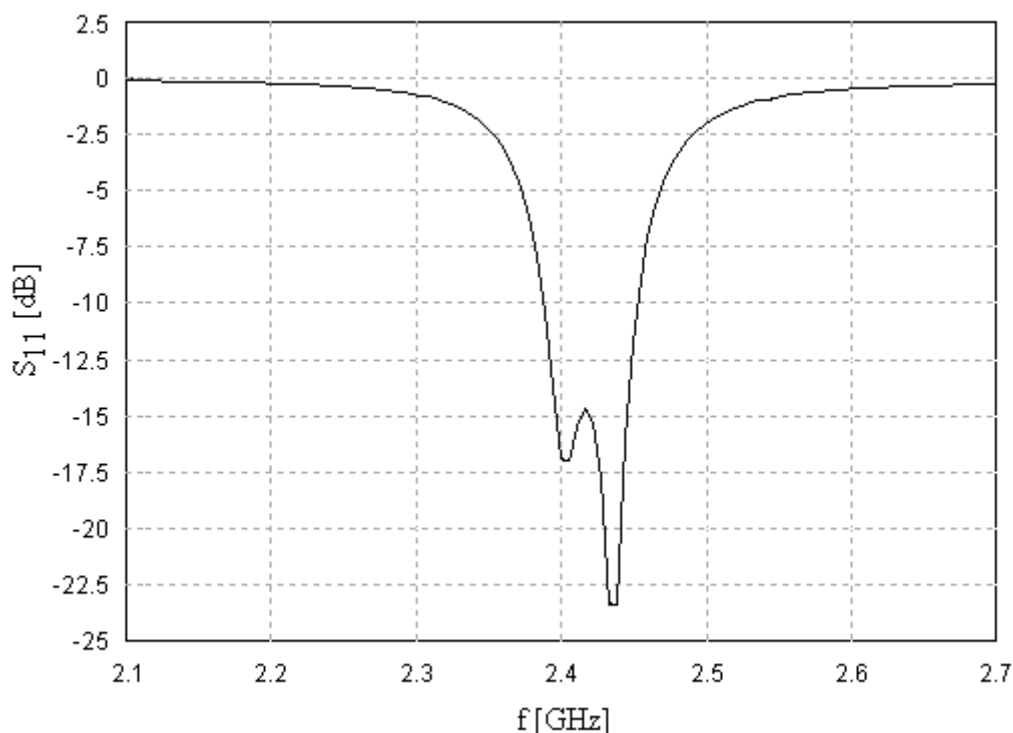


Obr. 25 Rozložení průměrné hodnoty proudů na anténě

Z výsledku její simulace je patrné, že přizpůsobení antény je na kmitočtu 2,42 GHz. Na tomto kmitočtu vykazuje anténa činitel odrazu (hodnotu S_{11}) -17,2 dB. Z grafu je také vidět, že anténa je silně úzkopásmová a nepokryje celé WIFI pásmo. Hodnota AR pro kmitočtet 2,42 GHz je méně než 2 dB. Pro elevační úhel $\pm 30^\circ$ je hodnota AR přibližně 1,6 dB. Což jsou příznivé hodnoty kruhové polarizace. Simulovaný zisk antény je přes 5 dBi, což se shoduje s teoretickými výsledky.

4.2 Simulace antény s napájením v jednom bodě

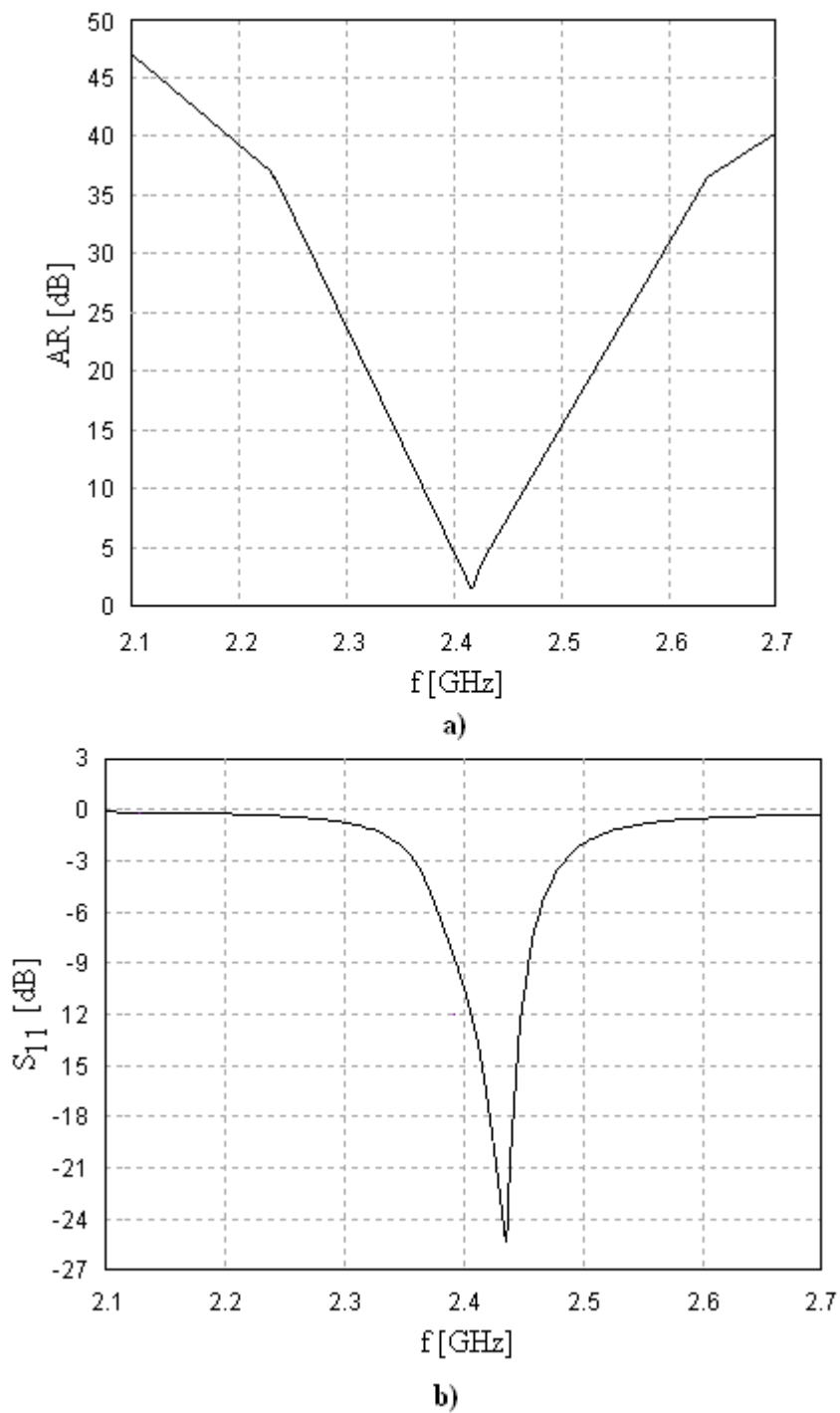
4.2.1 Výsledky simulací pro anténu navrženou v bodě 3.2.



Obrázek 26 Výsledky před optimalizací stran a zkosení; závislost parametru S_{11} na frekvenci

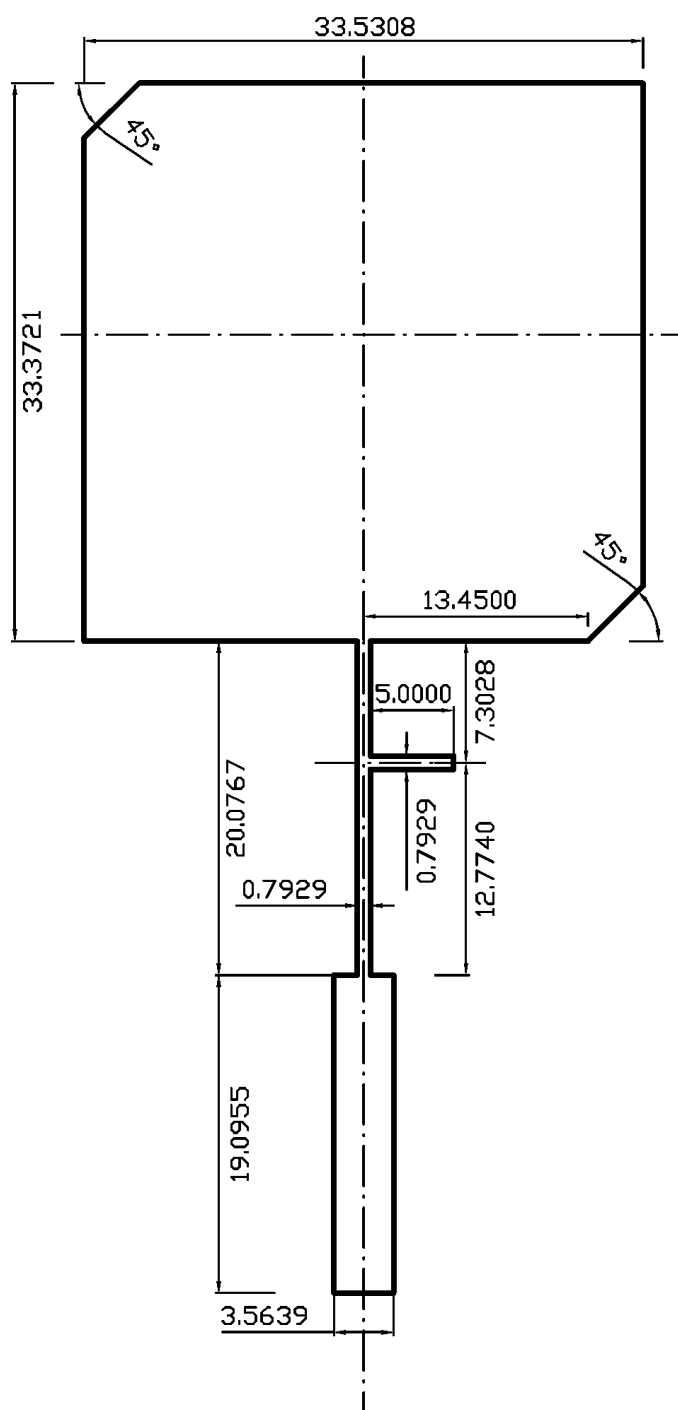
4.2.2 Výsledky pro optimalizovanou anténu z bodu 3.2.

Důležité je optimalizovat flíček tak, ať rezonuje na zadaném kmitočtu f . Toho se docílí postupným rozladováním stran a deformací rohů (tzv. poruchové segmenty.) Těmito segmenty se také určuje kvalita kruhové polarizace. Dalším důležitým krokem je docílit, aby kmitočet kruhové polarizace se ztotožnil s rezonančním kmitočtem antény, tento problém je znázorněn na Obr.20. Je to výsledek optimalizace bez přizpůsobovacího pahýlu.

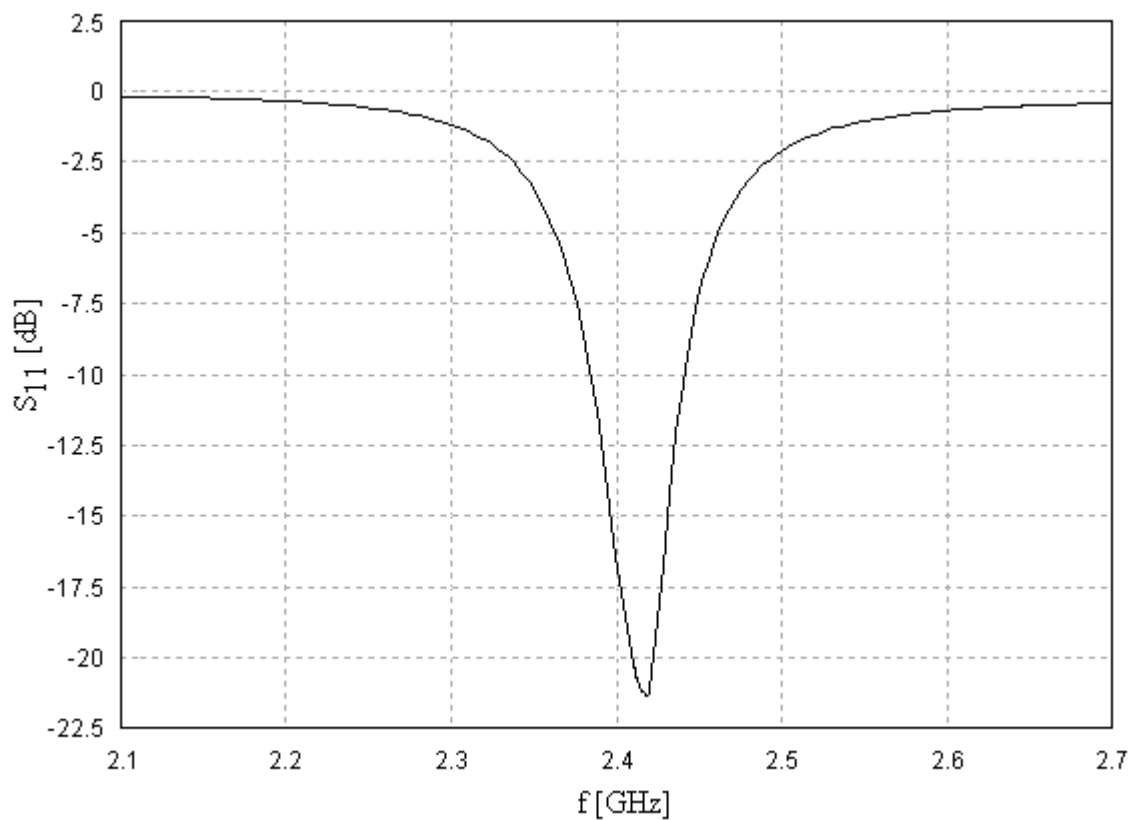


Obrázek 27 Výsledek po optimalizaci bez pahýlu: a) Závislost AR na frekvenci b) Závislost činitele odrazu na frekvenci

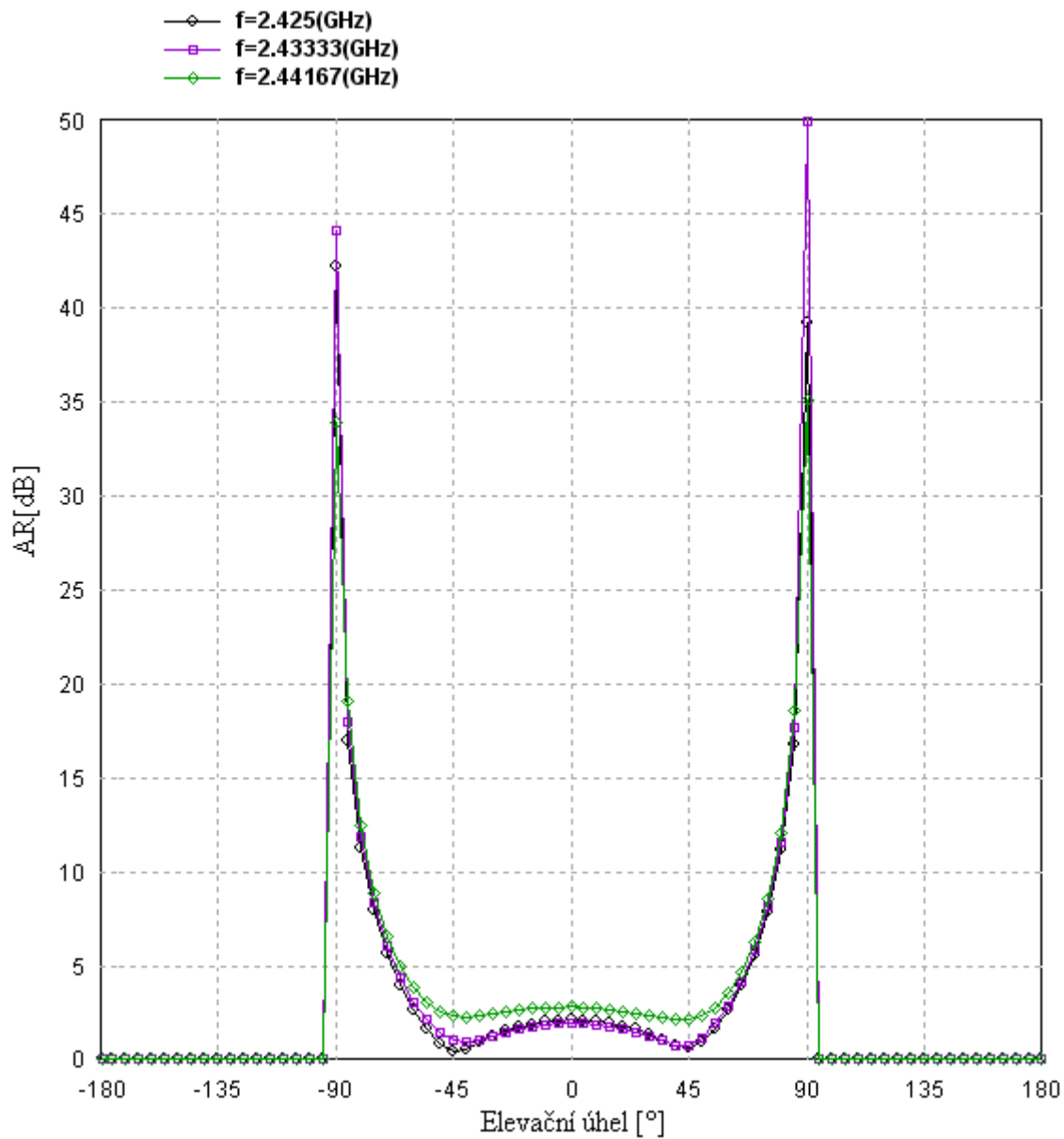
Z Obr.27 jde vidět, že kmitočt kruhové polarizace se neshoduje s rezonančním kmitočtem antény. Proto je nutné provést optimalizaci pro vhodnou polohu a velikost přizpůsobovacího pahýlu.



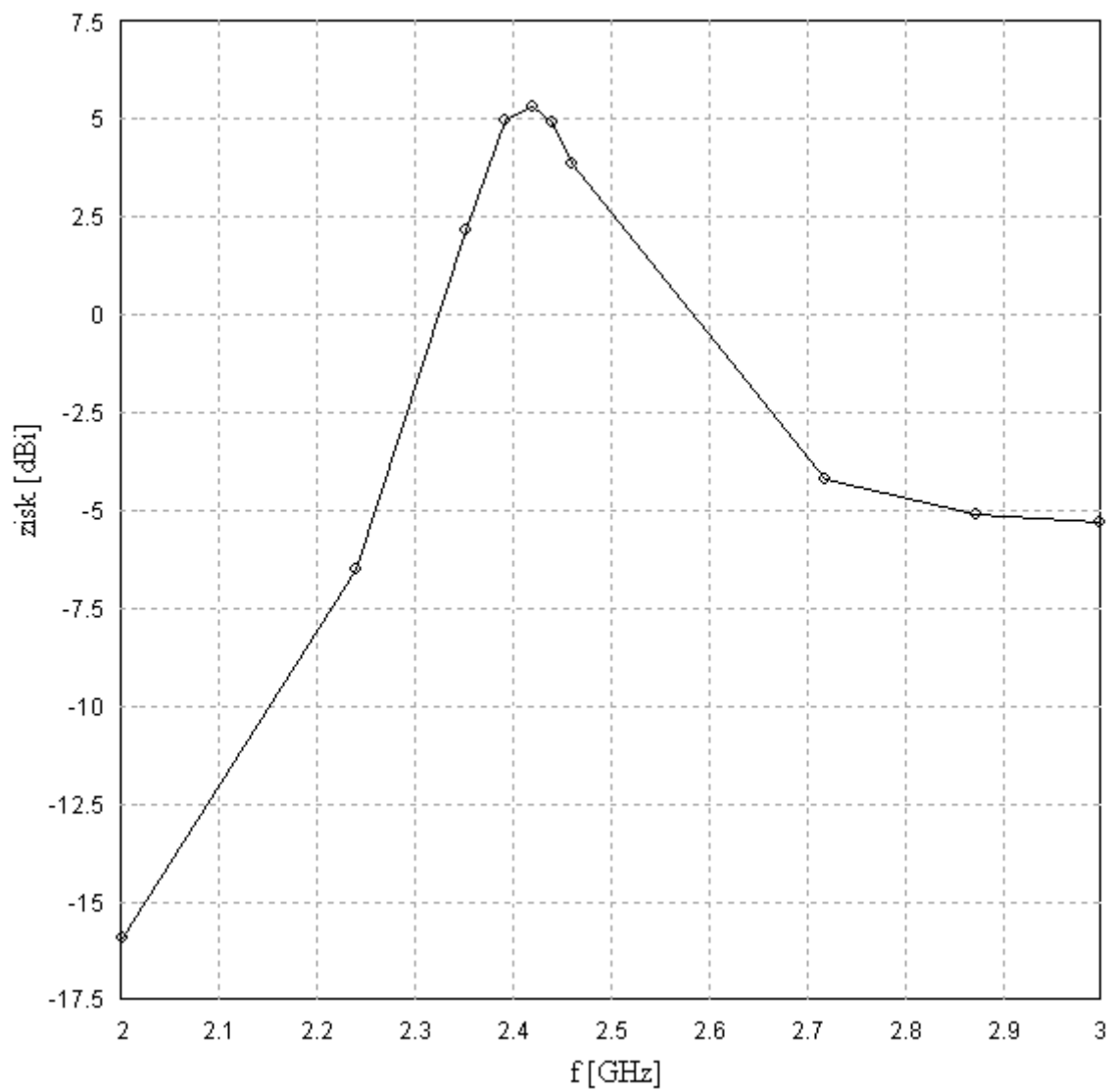
Obrázek 28 Rozměry optimalizované antény



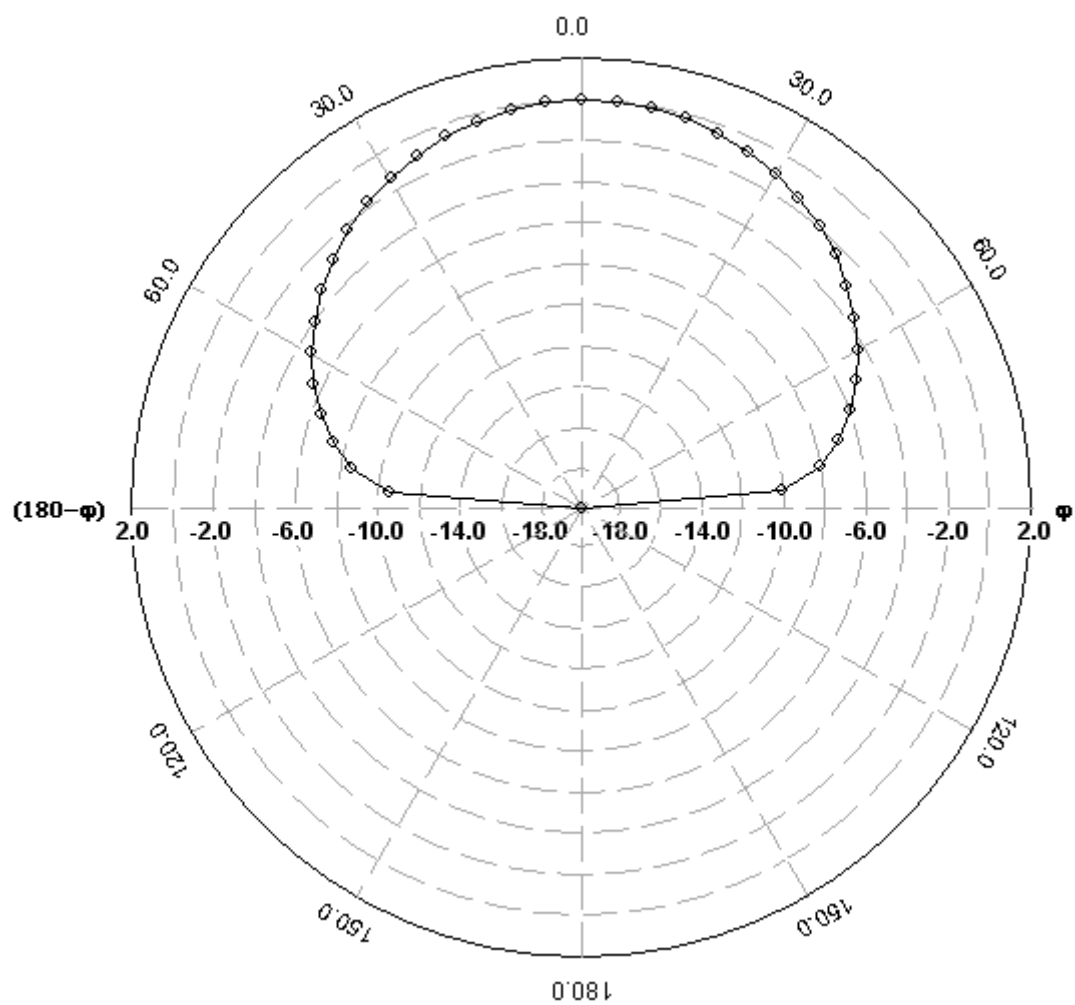
Obr. 29 Činitel odrazu na vstupu antény v závislosti na frekvenci. Minimum tohoto grafu leží na kmitočtu 2,42 GHz a jeho hodnota je -21,2 dB.



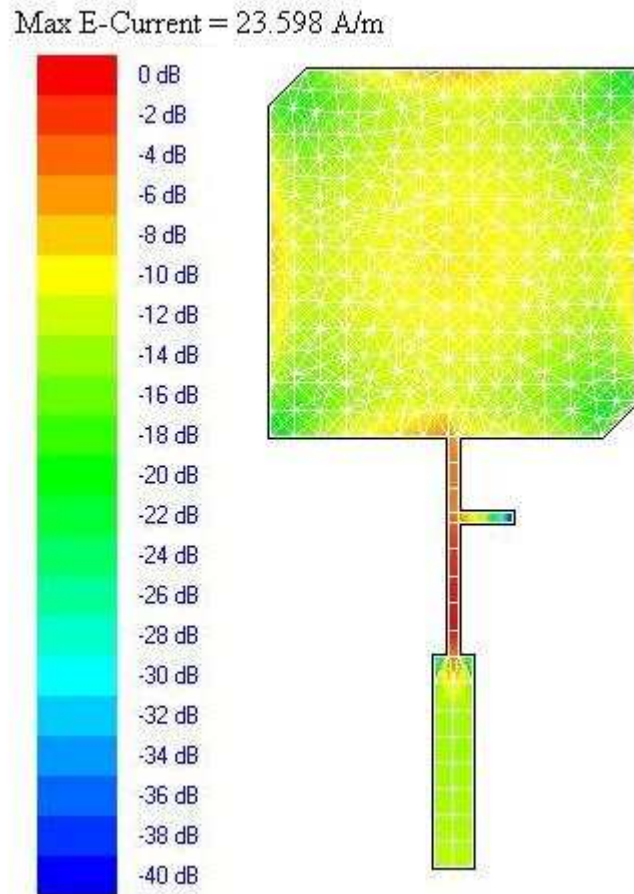
Obr. 30 Závislost AR na elevačním úhlu pro různé frekvence



Obr. 31 Simulovaná hodnota zisku v závislosti na kmitočtu



Obrázek 32 Směrový diagram levotočivé polarizace antény pro napájení v jednom bodě na kmitočtu 2,425 GHz, v rovině **E**



Obr. 33 Rozložení průměrné hodnoty proudů na anténě

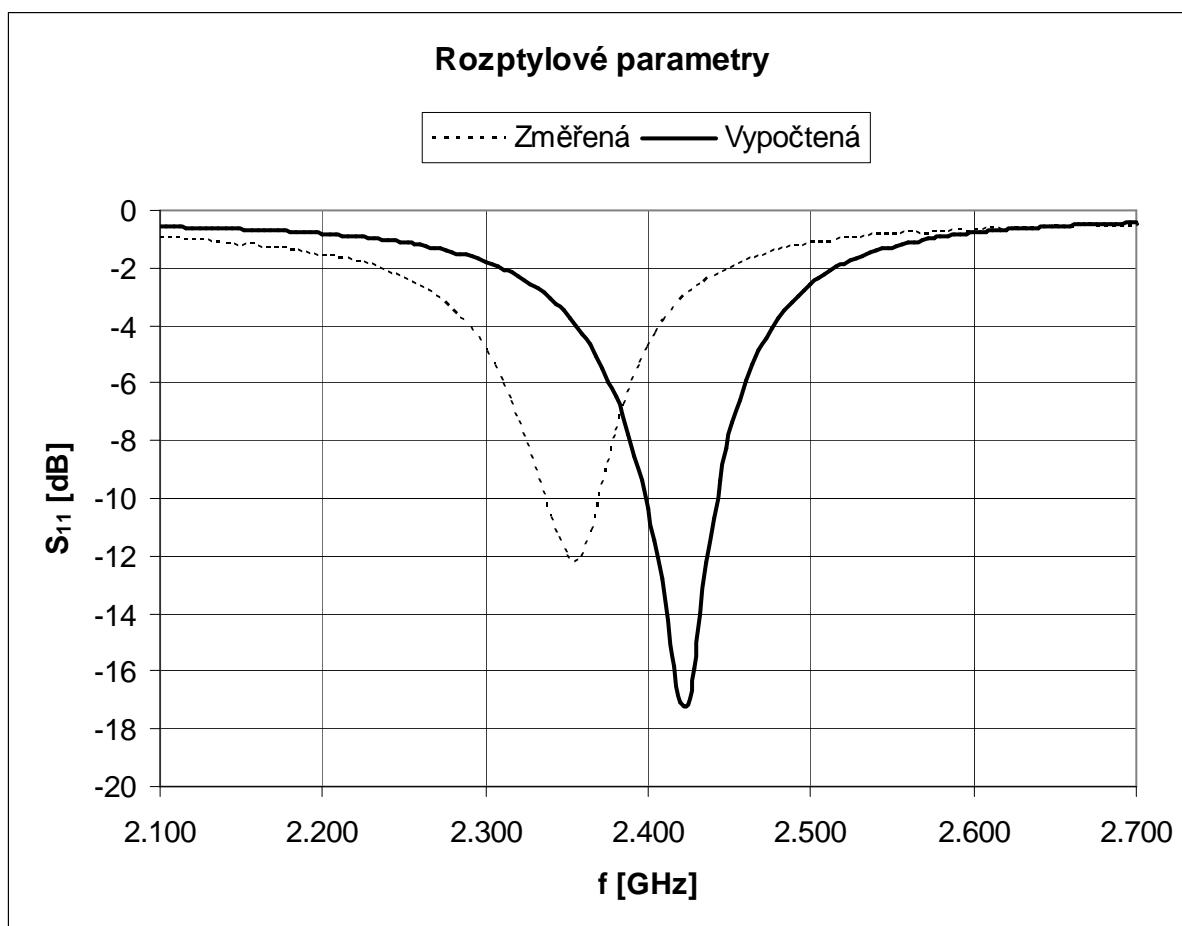
Z výsledku simulace jde vidět, že přizpůsobení antény je na kmitočtu 2,42 GHz. Na tomto kmitočtu vykazuje anténa činitel odrazu -21,2 dB, což je o 4 dB menší hodnota než na předchozí anténě. A stejně jako v předchozím případě je anténa silně úzkopásmová a nepokryje celé WIFI pásmo. Hodnota AR pro kmitočty 2,42 GHz je méně než 3 dB. Pro elevační úhel $\pm 30^\circ$ je hodnota AR přibližně 2,5 dB. Což jsou také příznivé hodnoty kruhové polarizace, ale předešlá anténa měla asi 1 dB výsledky lepší. Simulovaný zisk antény je okolo 5 dBi, stejně jako u antény v bodě 3.1.

5 Výsledky měření

Pro měření jsem použil vektorový analyzátor Agilent E8364B. Vektorový analyzátor se používá k měření parametrů VF a mikrovlnných dvojbranů, mezi které řadíme různá vedení, selektivní filtry, zesilovače či směšovače. Základní funkcí přístroje je měření matice s-parametrů (rozptylových parametrů). Vektorový analyzátor je schopen měřit amplitudu i fázi, tzn. komplexní hodnotu příslušného rozptylového parametru.

5.1 Srovnání výsledků antény s napájením ve dvou bodech

Na tomto grafu je ukázka srovnání S_{11} parametrů pro anténu navrženou v bodě 3.1.

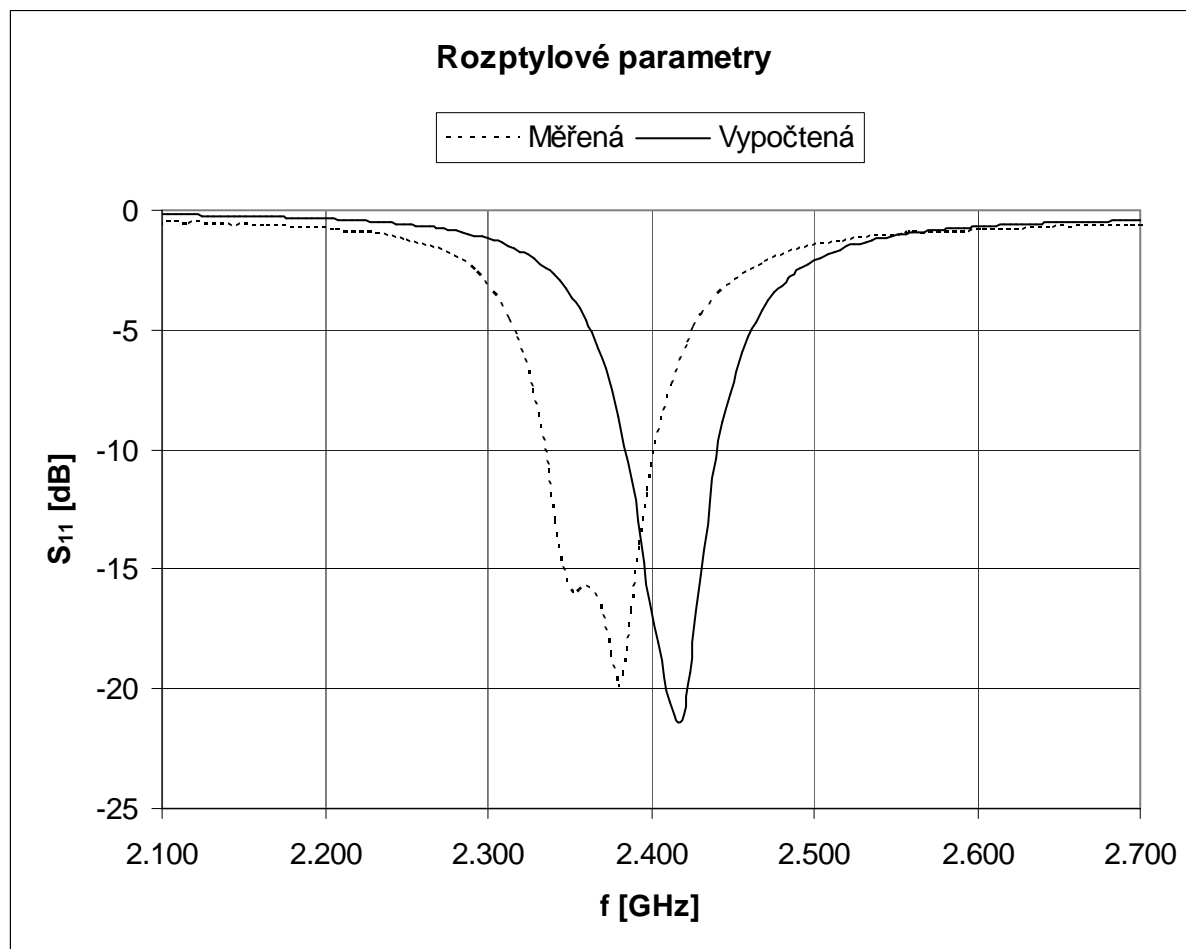


Obr. 34 Srovnání naměřené a vypočtené hodnoty pro napájení ve dvou bodech

Z grafu je patrné, že naměřené a simulované výsledky se liší. Ačkoli je anténa počítána na kmitočet 2,448 GHz, tak výsledek simulace ukázal 2,42 GHz a výsledek měření 2,38 GHz. Toto rozladění může být způsobeno několika faktory. Nepřesnosti parametrů substrátu, nebo nepřesnosti při výrobě antény.

5.2 Srovnání výsledků antény s napájením v jednom bodě

Na tomto grafu je ukázka srovnání S_{11} parametrů pro anténu navrženou v bodě 3.2.



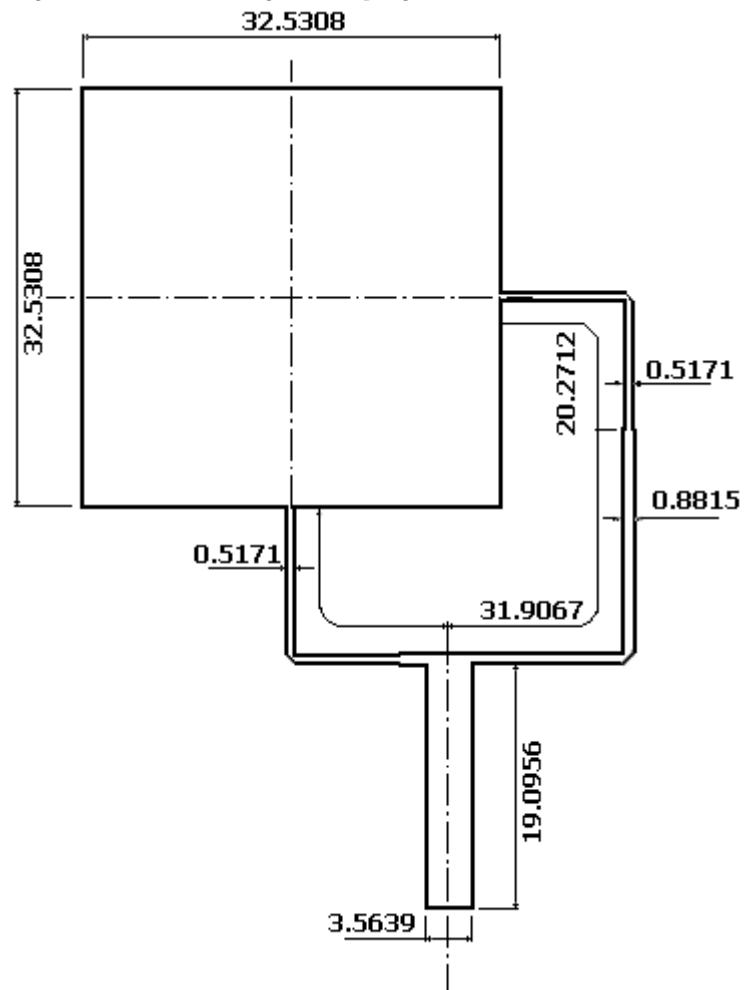
Obr. 35 Srovnání naměřené a vypočtené hodnoty pro napájení v jednom bodě

Na obr.33 je podobná situace jako v bodě 5.1. Měřená anténa se neshoduje se simulovanými výsledky. Frekvenční úskok je stejný jako v předchozím bodě, přibližně 40 MHz. Takový to úskok v obou případech svědčí o nepřesnosti materiálových parametrů.

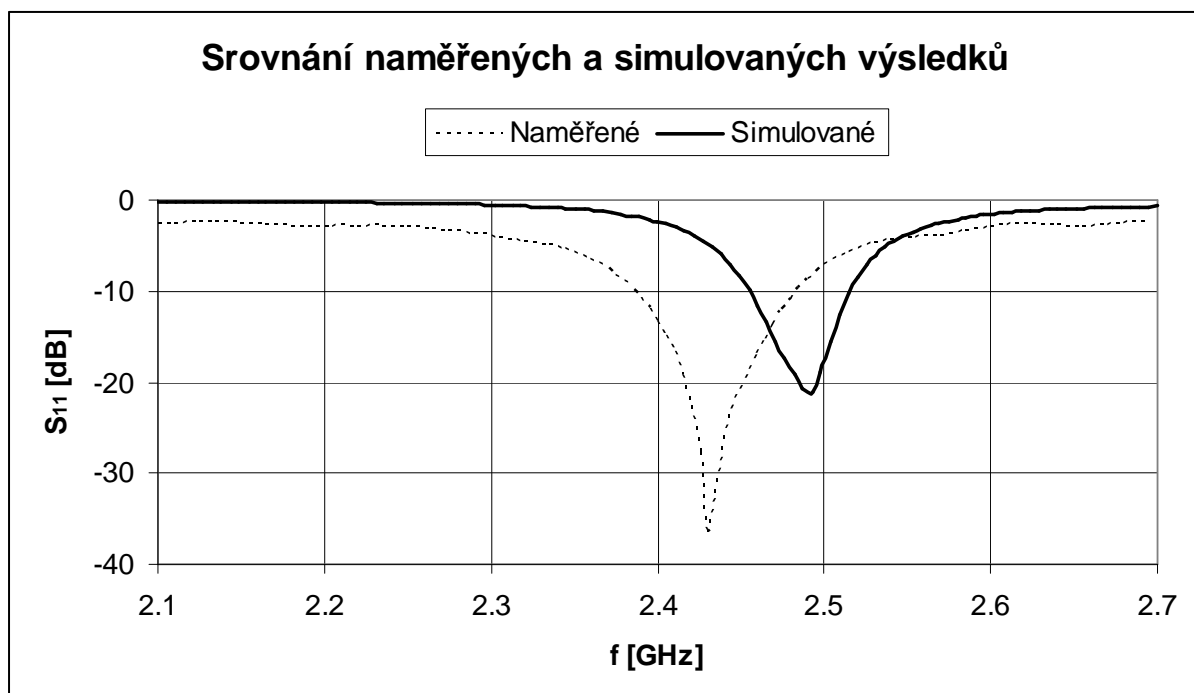
5.3 Srovnání měření s upravenou anténou

Na základě výsledků z předchozích dvou bodů, jsem se pokusil o lineární přesunutí frekvenčního přizpůsobení. Změnil jsem tedy rezonanční délky strany flíčku, viz obr.

5.3.1 Srovnání výsledků antény s napájením ve dvou bodech



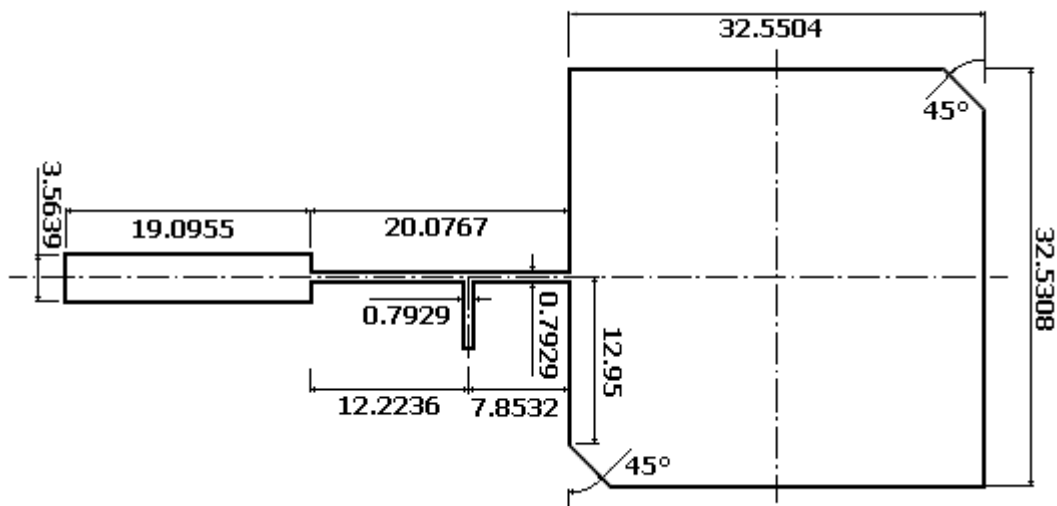
Obrázek 36 Rozměry upravené antény



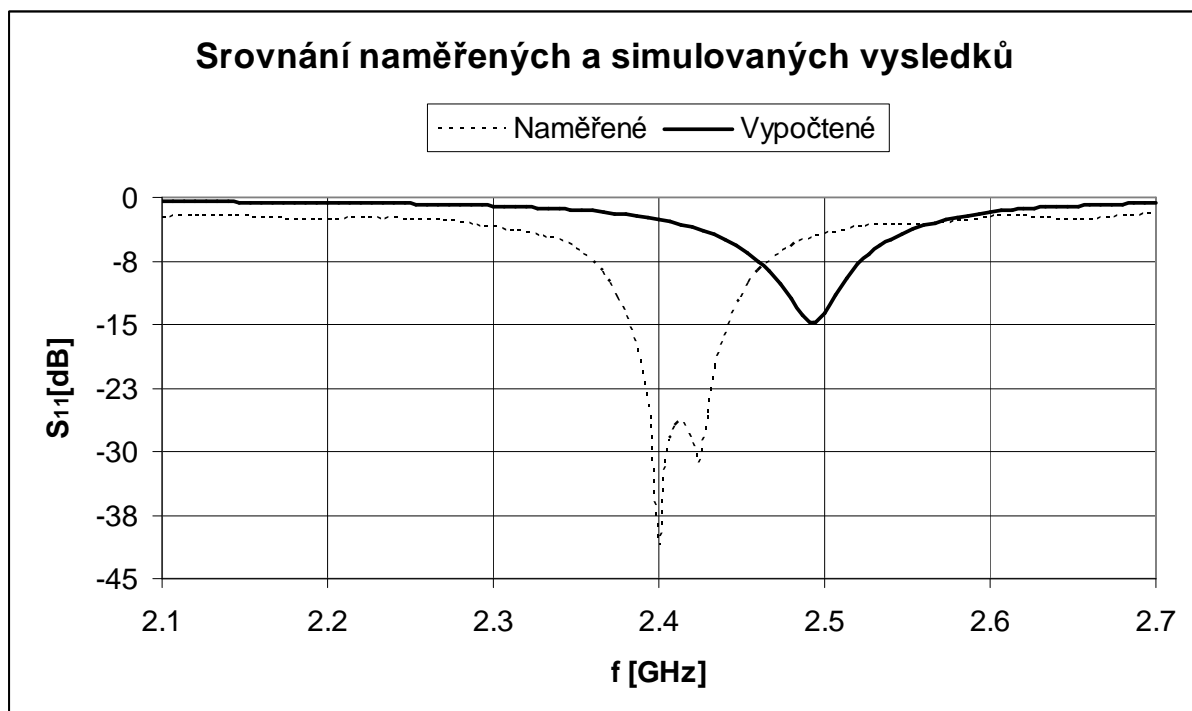
Obrázek 37 Srovnání hodnot pro anténu napájenou ve dvou bodech

Přestože jsem se snažil naměřené a simulované výsledky sjednotit, tak jsem nebyl moc úspěšný. Resonanční kmitočet antény jsem posunul na $f = 2,493$ GHz a očekával, že ve skutečnosti bude anténa rezonovat na kmitočtu $f = 2,448$ GHz. Ve skutečnosti anténa rezonuje na kmitočtu $f = 2,43$ GHz. Z toho vyplývá, že takovýto lineární převod není úplně přesný.

5.3.2 Srovnání výsledků antény s napájením v jednom bodě



Obrázek 38 Rozměry upravené antény



Obrázek 39 Srovnání hodnot pro anténu napájenou v jednom bodě

6 Závěr

Cílem práce bylo sestrojít mikropáskovou anténu pro nekomerční WIFI pásmo s kruhovou polarizací. Kmitočtové pásmo WIFI leží rozmezí 2,412 – 2,484 GHz a zahrnuje 14 přenosových kanálů. Cílem tedy bylo sestrojít takovou anténu, která pokryje celé pásmo 72 MHz s co nejlepší kruhovou polarizací. Takovou to anténu se mi, ale nepodařilo sestrojít. Antény navrhované v této práci jsou silně úzkopásmové. Úzkopásmová anténa, navržená výše uveden postupem, je schopna pojmout pouze 3 nebo 4 přenosové kanály z kmitočtového WIFI pásma. Tato úzkopásmovost je dána výškou substrátu h . Na Obr.18 je závislost šířky pásma flíčku pro PSV 2:1 na výšce substrátu. Z tohoto grafu je patrné jakou bychom potřebovali výšku substrátu h , abychom pokryli celé WIFI pásmo. Experimentálně jsem zkoušel měnit výšku substrátu, ale výsledky nebyly příliš uspokojivé. S rostoucí výškou substrátu rostly ztráty na anténě a činitel odrazu na takto navržené anténě nedosahoval méně než -9 dB. Na takovéto anténě se převážná část signálu odrazí zpět ke zdroji. Dále jsem se snažil šířku pásma rozšířit rozladěním jednotlivých stran flíčku. Tímto způsobem jsem získal přizpůsobenou anténu pro celé WIFI pásmo, ale kruhová polarizace neměla příznivé výsledky pro celé pásmo.

Zaměřil jsem se tedy na alespoň na úzkopásmové antény a jejich optimalizaci. Porovnáním výsledku vypočtených a simulovaných, je patrné, že početní výsledky jsou jen orientační a je nutno pomocí simulačního programu, který provádí na základě vyšší numerické metody, přesnější výpočet. Našel jsem tedy způsob, jak získat co nejpřesnější požadované výsledky simulací, pro rezonanční kmitočet antény a dosažení nejlepší kruhové polarizace. Podařilo se mi také, porovnat výsledky možných alternativ napájení.

Navržené antény jsem také zrealizoval a mám možnost některé výsledky srovnat se simulovanými výsledky. Každou anténu, výše navrženou, jsem realizoval 3x, pro zpřesnění požadovaných hodnot. Po každé se rezonanční kmitočet, pro který byla anténa navržena, neshodoval s teoretickými výsledky. Výsledky první výroby jsem v této práci ani neuváděl, protože se přizpůsobovací pásky, pro napájení antény nepodařilo vyrobit a výsledek, tak nebyl žádoucí. Při druhém pokusu výroby antén, se rozměry flíčku podařilo vyrobit, mnohem přesněji a to vedlo k zajímavým výsledkům. Přesto, že anténa byla navržena na kmitočet 2,448 GHz, tak simulace antény po optimalizaci rezonovala na kmitočtu 2,42 GHz a skutečná naměřená hodnota byla 2,38 GHz, jak je vidět na Obr.34 a Obr.35. Tuto chybu si vysvětluji jen nepřesnými údaji od výrobce substrátu, ze které jsou antény vyrobeny, nebo nepřesnou

výrobou rozměrů flíčku a přizpůsobovacího vedení. Na základě těchto údajů jsem realizoval třetí sadu antén.

V této třetí sadě jsem se pokoušel vycházet z naměřených a vypočtených výsledků. Pokusil jsem se lineárně posunout rezonanční kmitočet antén, tak aby po změření ležel rezonanční kmitočet uprostřed WIFI pásma. Optimalizoval jsem tedy rozměry flíčku, tak aby rezonanční kmitočet antény byl na kmitočtu 2,495 GHz a tím se měla naměřená hodnota přeladit na kmitočet 2,448 GHz. Z naměřených hodnot na Obr.37 a Obr.39 jde vidět, že tento lineární posun, není zcela přesný, antény se podařilo kmitočtově posunout, ale jen na okraj kmitočtového pásma WIFI a zlepšit činitel odrazu na vstupu vedení na hodnotu $S_{11} < -30$ dB.

Činitel odrazu byl jediným parametrem, který jsem byl schopen změřit. Ostatní parametry jsou odvozeny jen na základě výsledků simulací. AR dosahuje pro rezonanční kmitočty hodnoty do 3 dB, pro elevační úhly v rozmezí $\pm 30^\circ$. Výsledky všech simulací jsou v kapitole 4.

7 Seznam obrázku

<i>Obr. 1 Pravoúhlý flíček</i>	12
<i>Obr. 2 a) rozložení elektrického pole, b) rozložení magnetického pole</i>	13
<i>Obr. 3 Anténa s koaxiálním napájením</i>	15
<i>Obr. 4 Přizpůsobení čtvrtvlnným transformátorem</i>	17
<i>Obr. 5 Přizpůsobení zapuštěním</i>	17
<i>Obrázek 6 Ukázka šterbinového napájení</i>	18
<i>Obr. 7 Kruhový flíček</i>	20
<i>Obr. 8 Určení vstupní impedance</i>	21
<i>Obr. 9 Rovinná vlna</i>	22
<i>Obr. 10 Kruhová polarizace</i>	23
<i>Obr. 11 Osový poměr AR</i>	24
<i>Obr. 12 Způsob uspořádání ortogonálního napájení ve dvou bodech:</i>	25
<i>Obr. 13 Wilkinsonův dělič</i>	26
<i>Obr. 14 Čtvrtvlnný 100 Ω systém pro výkonové dělení napájení</i>	26
<i>Obr. 15 Čtvrtvlnný výkonový dělič</i>	27
<i>Obr. 16 Různé varianty poruchových segmentu</i>	27
<i>Obr. 17 Rozložení dvou modů[2]</i>	28
<i>Obr. 18 šířka pásma pro PSV 2:1 v závislosti na tloušťce substrátu a vlnové délce ve vakuu [1]</i>	29
<i>Obrázek 19 Navržená anténa bez optimalizace, parametr S11 v závislosti na frekvenci</i>	34
<i>Obrázek 20 Optimalizované rozměry antény</i>	35
<i>Obr. 21 Činitel odrazu na vstupu optimalizované antény v závislosti na frekvenci. Minimum tohoto grafu leží na kmitočtu 2,42 GHz a jeho hodnota je -17,2 dB</i>	36
<i>Obr. 22 Závislost AR na elevačním úhlu pro různé frekvence</i>	37
<i>Obr. 23 Simulovaná hodnota zisku v závislosti na kmitočtu</i>	38
<i>Obrázek 24 Směrový diagram pravotočivou polarizací antény napájené ve dvou bodech, pro kmitočet 2,42 GHz v rovině E</i>	39
<i>Obr. 25 Rozložení průměrné hodnoty proudů na anténě</i>	40
<i>Obrázek 26 Výsledky před optimalizací stran a zkosení; závislost parametru S11 na frekvenci</i>	41
<i>Obrázek 27 Výsledek po optimalizaci bez pahýlu: a) Závislost AR na frekvenci b) Závislost činitele odrazu na frekvenci</i>	42
<i>Obrázek 28 Rozměry optimalizované antény</i>	43
<i>Obr. 29 Činitel odrazu na vstupu antény v závislosti na frekvenci. Minimum tohoto grafu leží na kmitočtu 2,42 GHz a jeho hodnota je -21,2 dB</i>	44
<i>Obr. 30 Závislost AR na elevačním úhlu pro různé frekvence</i>	45
<i>Obr. 31 Simulovaná hodnota zisku v závislosti na kmitočtu</i>	46
<i>Obrázek 32 Směrový diagram levotočivé polarizace antény pro napájení v jednom bodě na kmitočtu 2,425 GHz, v rovině E</i>	47
<i>Obr. 33 Rozložení průměrné hodnoty proudů na anténě</i>	48
<i>Obr. 34 Srovnání naměřené a vypočtené hodnoty pro napájení ve dvou bodech</i>	49
<i>Obr. 35 Srovnání naměřené a vypočtené hodnoty pro napájení v jednom bodě</i>	50
<i>Obrázek 36 Rozměry upravené antény</i>	51
<i>Obrázek 37 Srovnání hodnot pro anténu napájenou ve dvou bodech</i>	51
<i>Obrázek 38 Rozměry upravené antény</i>	52
<i>Obrázek 39 Srovnání hodnot pro anténu napájenou v jenom bodě</i>	52

8 Literatura

- [1] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL I., ITTIPIBOON, A., *Microstrip antenna design handbook*, Artech House, Inc. Boston – London 2001.
- [2] MARŠÁLEK A., *Multifrekvenční ozařovač malé parabolické antény s kruhovou polarizací*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Dipl. Práce 2000.
- [3] HUANG, J. *Microstrip Antennas for commercial applications*, D. M. pozar and D. H.Schuabert, 1995, IEEE press pp.371-379.
- [4] NIROOJAZI, M., AZARMANESH, M. N. *Practical Design of Single Feed Truncated Corner Microstrip Antenna* [online], 1999-06-03. Department of Electrical Engineering, Urmia 57159, Iran, URL <<http://nr.stpi.org.tw/ejournal/ProceedingA/v24n2/130-133.pdf>>, [cit. 2008-03-08]
- [5] TKADLEC R, *Mikropásková anténa pro kruhovou polarizaci, napájená v jednom bodě*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Dipl. Práce 2001.
- [6] *Elektromagnetic simulation & electronic design automation* [online], c1997-2008 URL <www.zeland.com>