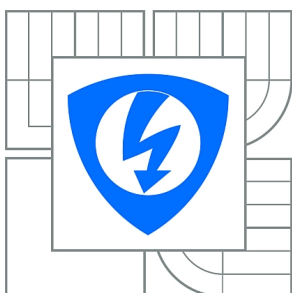


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VÍCEPÁSMOVÁ FLÍČKOVÁ ANTÉNA

MULTIBAND PATCH ANTENNA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

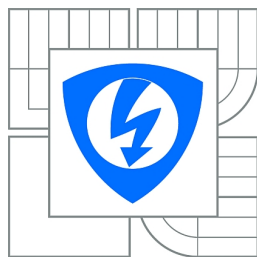
JIŘÍ ŠEBESTA

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR VŠETULA

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Jiří Šebesta

ID: 120616

Ročník: 3

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Vícepásmová flíčková anténa

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se základy návrhu vícepásmových flíčkových antén. Ve vhodném programu vytvořte numerické modely navržených antén.

Numerické modely optimalizujte dle kritérií, zadaných vedoucím práce. Optimalizovanou anténu vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] BALANIS, A. C. Antenna Theory: Analysis and Design, 3/E. New York: John Willey & Sons, 1997.
- [2] PROCHÁZKA, M. Antény - Encyklopedická příručka. Praha: BEN - technická literatura, 2005.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 25.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Petr Všetula

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Obsahem této práce je návrh, numerické modelování a optimalizace lineárně polarizovaných flíčkových antén v programu CST Microwave Studio. Jsou zde porovnány různé způsoby napájení a různé přístupy pro dosažení vícepásmového chování flíčkových antén.

KLÍČOVÁ SLOVA

Flíčková anténa, vícepásmová anténa, napájení antén.

ABSTRACT

Semestral thesis deals with design, numerical modeling and optimization of lineary polarized patch antennas in program CST Microwave studio. In this thesis, various types of feeding methods and various methods for achieving multiband behaviour of patch antennas are compared.

KEYWORDS

Patch antenna, multiband antenna, antenna feeding.

ŠEBESTA, J. *Vícepásmová fličková anténa*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 43 s. Bakalářské práce. Vedoucí práce: Ing. Petr Všetula.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Vícepásmová flíčková anténa jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této 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 25. května 2012

.....
(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Všetulovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 25. května 2012

.....
(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Úvod	1
1 FLÍČKOVÉ ANTÉNY	2
1.1 Výhody a nevýhody použití flíčkové antény	2
1.2 Návrh obdélníkové flíčkové antény	3
2 NAPÁJENÍ FLÍČKOVÝCH ANTÉN	6
2.1 Napájení vloženým mikropáskovým vedením	6
2.1.1 Návrh vloženého mikropáskového vedení	7
2.1.2 Analýza vloženého mikropáskového vedení	8
2.2 Napájení koaxiálním kabelem	10
2.2.1 Návrh napájení koaxiálním kabelem	11
2.2.2 Analýza napájení koaxiálním kabelem	11
2.3 Napájení blízkým vedením	14
2.3.1 Návrh napájení blízkým vedením	15
2.3.2 Analýza napájení blízkým vedením	15
2.4 Napájení vazební štěrbinou	17
2.4.1 Návrh napájení vazební štěrbinou	18
2.4.2 Analýza napájení vazební štěrbinou	19
3 VÍCEPÁSMOVÉ FLÍČKOVÉ ANTÉNY	22
3.1 Dvoupásmová flíčková anténa s ohnutými štěrbinami	22
3.2 Dvoupásmová flíčková anténa se schodovitými štěrbinami	26
3.3 Dvoupásmová flíčková anténa se štěrbinou ve tvaru U	29
4 DVOUPÁSMOVÁ FLÍČKOVÁ ANTÉNA SE ŠTĚRBINAMI VE TVARU L	33
4.1 Návrh základních rozměrů antény	33
4.2 Analýza vlastností antény	34
4.3 Měření antény a srovnání se simulací	37
5 Závěr	41

Literatura	42
Seznam symbolů, veličin a zkratk	43

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1. : Různé tvary flíčků [2].....	2
 Obr. 2.1. : Napájení vloženým mikropáskovým vedením [2]	6
Obr. 2.2. : Geometrické rozměry antény.	8
Obr. 2.3. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} vlož. mikropásk. vedení	9
Obr. 2.4. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény. .	9
Obr. 2.5. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo)	10
Obr. 2.6. : Rozložení povrchových proudů.....	10
Obr. 2.7. : Napájení koaxiálním kabelem	11
Obr. 2.8. : Geometrické rozměry antény.	12
Obr. 2.9. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} koaxiálního napájení.	12
Obr. 2.10. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.	13
Obr. 2.11. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo)	13
Obr. 2.12. : Rozložení povrchových proudů.....	14
Obr. 2.13. : Napájení blízkým vedením [2].	15
Obr. 2.14. : Geometrické rozměry antény.	15
Obr. 2.15. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} napájení blízkým vedením.	16
Obr. 2.16. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.	16
Obr. 2.17. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).	17
Obr. 2.18. : Rozložení povrchových proudů.....	17
Obr. 2.19. : Napájení vazební štěrbinou [2].....	18
Obr. 2.20. : Geometrické rozměry antény.	19
Obr. 2.21. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} napájení vazební štěrbinou.....	20
Obr. 2.22. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.	20
Obr. 2.23. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).	21
Obr. 2.24. : Rozložení povrchových proudů.....	21
 Obr. 3.1. : Geometrické rozměry antény.	23

Obr. 3.2. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA s ohnutými štěrbinami.....	23
Obr. 3.3. : Parametrická analýza úhlu zalomení štěrbin $15^\circ < \alpha < 35^\circ$	24
Obr. 3.4. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,777GHz$	24
Obr. 3.5. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,515GHz$	25
Obr. 3.6. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,777GHz$ (nahore) a $f_2 = 2,515GHz$ (dole).	25
Obr. 3.7. : Geometrické rozměry antény.	26
Obr. 3.8. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA se schodovitými štěrbinami.	27
Obr. 3.9. : Parametrická analýza změny šířky w_2 schodovité štěrbiny.....	27
Obr. 3.10. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,785GHz$	28
Obr. 3.11. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,391GHz$	28
Obr. 3.12. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,785GHz$ (vlevo) a $f_2 = 2,391GHz$ (vpravo).	29
Obr. 3.13. : Geometrické rozměry antény.	30
Obr. 3.14 : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA se štěrbinou ve tvaru U.	30
Obr. 3.15. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,796GHz$	31
Obr. 3.16. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,377GHz$	31
Obr. 3.17. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,796GHz$ (vlevo) a $f_2 = 2,377GHz$ (vpravo).....	32
 Obr. 4. 1. : Geometrické rozměry antény.	 35
Obr. 4. 2. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11}	35
Obr. 4.3. : Směrové charakteristiky pro $f_1 = 0,9248GHz$ - rovina E (vlevo), rovina H (vpravo).....	36
Obr. 4.4. : Směrové charakteristiky pro $f_2 = 1,7972GHz$ - rovina E (vlevo), rovina H (vpravo).....	36
Obr. 4. 5. : Rozložení povrchových proudů – pro $f_1 = 0,9248GHz$ vlevo, pro $f_2 = 1,7972GHz$ vpravo	37

Obr. 4. 6. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} antény – simulace (CST) a měření (VUT).....	38
Obr. 4. 7. : Frekvenční závislost reálné složky vstupní impedance antény – simulace a (CST) měření (VUT).....	38
Obr. 4. 8. : Frekvenční závislost imaginární složky vstupní impedance antény – simulace (CST) a měření (VUT).....	39
Obr. 4. 9. : Směrové char. pro nižší rezonanční frekvenci – simulace (CST) a měření (VUT).....	39
Obr. 4. 10. : Směrové char. pro vyšší rezonanční frekvenci – simulace (CST) a měření (VUT).....	40

ÚVOD

Počátky mikropáskových (flíčkových) antén spadají do poloviny minulého století, kdy bylo požadováno plošných antén, které by dobře kopírovaly povrch letadel a různé jiné vojenské techniky. Poté došlo k jejich aplikování také do civilního života. Mikropáskové antény jsou v dnešních systémech bezdrátových komunikací velmi rozšířené, zejména díky svým malým rozměrům a jednoduchosti výroby, která je shodná s výrobou desek plošných spojů [1].

Cílem práce je návrh a výroba vícepásmové flíčkové antény. Jako substrát je použit sklotextit Arlon 25N, jehož relativní permitivita je $\epsilon_r = 3,38$ a tloušťka dielektrika je $h = 1,524mm$.

Nejprve bude navržena jednopásmová flíčková anténa, jejíž rezonanční kmitočet je $f_0 = 1,8GHz$. Vlastnosti antény jsou poté ověřeny simulačním programem CST Microwave Studio.

Dalším krokem je simulace různých druhů napájení navržené flíčkové antény, napájení jsou v provedení jednovrstvém (vložené mikropáskové vedení, koaxiální sonda) a dvouvrstvém (blízké vedení a vazební štěrbina). Snahou je vybrat co nejvhodnější způsob napájení pro vícepásmovou anténu.

Dále bude pro vybrané napájení ověřena činnost vícepásmové flíčkové antény. Z dostupné literatury bude opět vybrán vhodný způsob realizace takové antény, v simulačním programu bude vytvořeno několik numerických modelů vícepásmové antény.

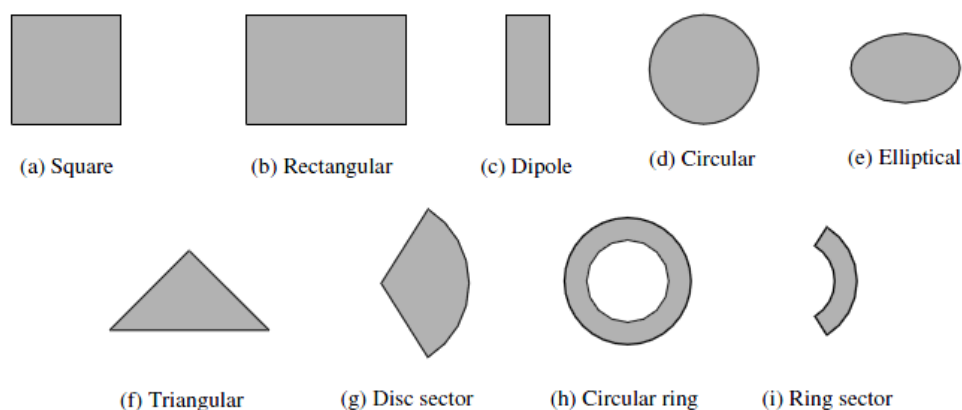
Vybraná vícepásmová anténa bude optimalizována, vyrobena, budou experimentálně ověřeny její vlastnosti a porovnány s navrženým numerickým modelem.

1 FLÍČKOVÉ ANTÉNY

Flíčkové antény (také nazývané antény mikropáskové) se skládají z vodivého vyzařujícího flíčku umístěného na jedné straně dielektrického substrátu a zemní desky, která je umístěna na opačné straně substrátu. Parametry, které mají největší vliv na činnost flíčkové antény jsou šířka (ovlivňuje impedanci antény) a délka flíčku (ovlivňuje rezonanční frekvenci antény), materiál substrátu, na kterém je flíček nanesen a důležitou roli hraje také tloušťka substrátu.

Existuje mnoho dielektrických substrátů, které mohou být použity pro výrobu flíčkové antény. Jejich dielektrické konstanty se obvykle pohybují v rozmezí $2,2 < \epsilon_r < 12$. Nevhodnější substráty jsou ty, které mají větší tloušťku a permitivitu, která se pohybuje v dolních hodnotách uvedeného rozmezí. Volbou takového materiálu lze dosáhnout vyšší účinnosti, větší šířky pásma. Na druhou stranu ale dojde ke zvětšení rozměrů antény. Tenké substráty s vyšší permitivitou jsou vhodné pro návrh mikrovlnných obvodů, mívají menší rozměry, z důvodu vyšších ztrát ovšem dochází ke zmenšení šířky pásma a zmenšení účinnosti [2].

Vyzařující flíčky a napájecí mikropásky jsou na dielektriku obvykle vytvořeny fotoelektrickou cestou. Flíčky mohou mít různorodé tvary, jak ukazuje Obr. 1.1. Běžně užívané jsou čtvercové, obdélníkové a kruhové, mohou však mít tvar trojúhelníkový, tvořit prstenec, kruhovou výseč apod. [2].



Obr. 1.1. : Různé tvary flíčků [2].

1.1 Výhody a nevýhody použití flíčkové antény

Flíčkové antény mají oproti běžným anténám několik výhod [3]:

Nízká hmotnost, tenký profil.

Nízké výrobní náklady – vhodné pro sériovou výrobu.

Snadné dosažení lineární nebo kruhové polarizace při zachování jednoduchosti napájení.

Snadně spojitelné s mikrovlnnými obvody.

Napájení antény a přizpůsobovací obvody mohou být vyrobeny zároveň se samotnou anténou.

Nicméně flíčkové antény mají také několik nevýhod a omezení [3]:

Úzká šířka pásma.

Nižší zisk.

Velké ohmické ztráty při použití v anténních polích.

Většina flíčkových antén vyzařuje v půlprostoru.

1.2 Návrh obdélníkové flíčkové antény

Základem při návrhu obdélníkové flíčkové antény je stanovení šířky a délky flíčku. K tomuto je potřeba znát relativní permitivitu ε_r a výšku substrátu h , ze kterého má být anténa vyrobena a frekvenci f_0 , na které má anténa pracovat. Dále je nutno stanovit pozici napájení (koaxiální sondy a vloženého mikropáskového vedení) a na závěr šířku mikropáskového vedení. Postup návrhu je tedy následující:

Šířka flíčku W je dle [2] dána vztahem

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \quad (1.2.1)$$

kde c je rychlost světla a ε_r relativní permitivita substrátu.

Dále je dle [2] nutno stanovit efektivní dielektrickou konstantu

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1.2.2)$$

kde h je výška substrátu.

Nyní je dle [2] nutné určit efektivní prodloužení délky flíčku

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{\varepsilon_{\text{reff}} + 0.3}{\varepsilon_{\text{reff}} - 0.258} \cdot \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad (1.2.3)$$

Efektivní délka flíčku je dle [2] vypočtena vztahem

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (1.2.4)$$

Skutečná délka flíčku je pak dána rozdílem efektivní délky flíčku a efektivního prodloužení flíčku:

$$L = L_{eff} - 2 \cdot \Delta L \quad (1.2.5)$$

Vodivost antény je dle [1] dána vztahem

$$G = \frac{W}{120 \cdot \frac{c}{f_0}} \cdot \left[1 - \frac{(k \cdot h)^2}{24} \right] \quad (1.2.6)$$

$$\text{kde } k \text{ je vlnová konstanta rovná } k = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \quad (1.2.7)$$

Impedanci antény lze dle [1] určit pomocí vodivosti a je dán vztahem:

$$R = \frac{1}{2 \cdot G} \quad (1.2.8)$$

Všechny potřebné veličiny jsou určeny dosazením konkrétních hodnot do výše uvedených vzorců. Použitý materiál je FR-4, s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 4,15$ a tloušťkou $h = 1,52mm$. Požadovaná rezonanční frekvence je $1,8GHz$.

Šířka flíčku W je vypočtena dle vzorce (1.2.1)

$$W = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{\frac{4,15+1}{2}}} = 51,93mm$$

Efektivní relativní permitivita je vypočtena dle vzorce (1.2.2)

$$\varepsilon_{reff} = \frac{4,15+1}{2} + \frac{4,15-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{1,52 \cdot 10^{-3}}{51,93 \cdot 10^{-3}} \right)^{-\frac{1}{2}} = 3,9299$$

Efektivní prodloužení délky flíčku je vypočteno dle vzorce (1.2.3)

$$\Delta L = 0.412 \cdot 1,52 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3,9299 + 0.3}{3,9299 - 0.258} \cdot \frac{\frac{51,93 \cdot 10^{-3}}{1,52 \cdot 10^{-3}} + 0.264}{\frac{51,93 \cdot 10^{-3}}{1,52 \cdot 10^{-3}} + 0.8} = 0,71 mm$$

Efektivní délka flíčku je vypočtena dle vzorce (1.2.4)

$$L_{eff} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,9299}} = 42,04 mm$$

Skutečná délka flíčku je vypočtena dle vzorce (1.2.5)

$$L = 42,04 - 2 \cdot 0,71 = 40,62 mm$$

Vodivost antény je vypočtena dle vzorce (1.2.6)

$$G = \frac{51,93 \cdot 10^{-3}}{120 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{1,8 \cdot 10^9}} \cdot \left[1 - \frac{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 1,8 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \cdot 1,52 \cdot 10^{-3} \right)^2}{24} \right] = 2,596 mS$$

Impedance antény je vypočten dle vzorce (1.2.8)

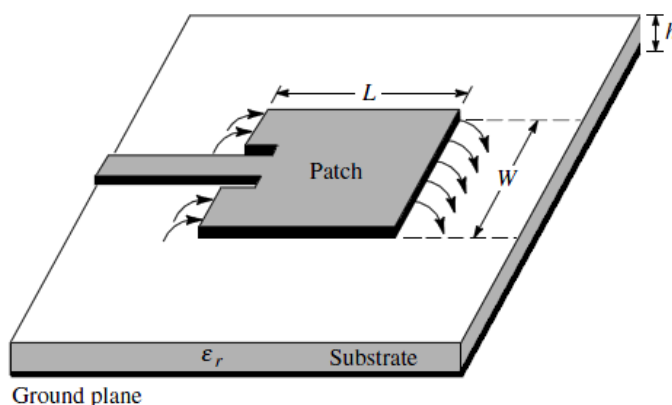
$$R = \frac{1}{2 \cdot 2,596} = 192,59 \Omega$$

2 NAPÁJENÍ FLÍČKOVÝCH ANTÉN

Tato kapitola je podrobně zaměřena na jednotlivé způsoby napájení flíčkových antén. Existují čtyři základní způsoby napájení flíčkových antén – napájení mikropáskovým vedením, napájení koaxiální sondou, napájení blízkým vedením a napájení vazební šterbinou. V následující kapitole jsou navrženy, numericky modelovány a vzájemně porovnány flíčkové antény s těmito různými typy napájení. Ve všech analýzách byly nejprve dosazeny rozměry, které jsme získali přibližnými výpočty v předchozí kapitole. Tyto byly poté pomocí parametrických analýz upraveny tak, aby bylo dosaženo co nejlepšího impedančního přizpůsobení (minimalizace hodnoty činitele odrazu s_{11}) na požadované frekvenci $1,8\text{ GHz}$.

2.1 Napájení vloženým mikropáskovým vedením

Napájení vloženým mikropáskovým vedením je zobrazeno na Obr.2.1 . Jedná se o jeden z nejjednodušších způsobů, jak napájet mikropáskovou anténu. Dalším způsobem je například použití čtvrtvlnného transformátoru u vyzařující hrany flíčku nebo nevloženého mikropásku u nevyzařující hrany flíčku.



Obr. 2.1. : Napájení vloženým mikropáskovým vedením [2].

Přizpůsobení antény v tomto případě využívá faktu, že impedance antény je nejvyšší na okraji flíčku (řádově 100ky Ω) a směrem ke středu flíčku se snižuje. Prakticky se provádí volbou vhodné hloubky vnoření vloženého vedení. Je – li známa impedance antény na okraji flíčku, která byla získána výpočtem v předchozí kapitole pomocí vzorců (1.2.6) a (1.2.8), je možné určit délku vloženého vedení tak, aby vstupní impedance antény v daném místě byla rovna charakteristické impedanci použitého mikropáskového vedení, tedy $Z_0 = R_{in} = 50\Omega$. Charakteristické impedance mikropásku je dána jeho šířkou, relativní permitivitou použitého materiálu a tloušťkou materiálu.

2.1.1 Návrh vloženého mikropáskového vedení

Hloubku vnoření je dle [4] možno stanovit podle vzorce

$$\frac{R_{in}}{R} = \sin^4\left(\frac{\pi \cdot x_s}{L}\right) \quad (2.1.1)$$

kde R je impedance antény na okraji flíčku, R_{in} je požadovaná vstupní impedance antény, L je skutečné délka antény a x_s je vzdálenost mikropásku od středu flíčku.

Úpravou je získán vzorec:

$$x_s = \frac{L}{\pi} \cdot \sin^{-1} \sqrt[4]{\frac{R_{in}}{R}} \quad (2.1.2)$$

Dále je nutno stanovit šířku mikropáskového vedení tak, aby mělo charakteristickou impedanci $Z_0 = 50\Omega$. Vztahy jsou dle [5] dány:

Výpočet pomocných proměnných a a b potřebných pro výpočet šířky mikropáskového vedení:

$$a = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (2.1.3)$$

$$b = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1.4)$$

Vyjde-li konstanta $a \leq 1.52$, je šířka mikropásku dána vztahem

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ b - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2 \cdot \epsilon_r} \cdot \left[\ln(b - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.1.5)$$

Dosazení konkrétních hodnot do vzorce (2.1.2) získáme přibližnou vzdálenost mikropásku od středu flíčku:

$$x_s = \frac{40,61}{\pi} \cdot \sin^{-1} \sqrt[4]{\frac{50}{192,59}} = 10,27 \text{ mm}$$

Dosazením do vzorce (2.1.3) a (2.1.4) získáme hodnoty pomocných proměnných a a b :

$$a = \frac{50}{60} \cdot \sqrt{\frac{4,15 + 1}{2}} + \frac{4,15 - 1}{4,15 + 1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{4,15}\right) = 1,494$$

$$b = \frac{60 \cdot \pi^2}{50 \cdot \sqrt{4,15}} = 5,814$$

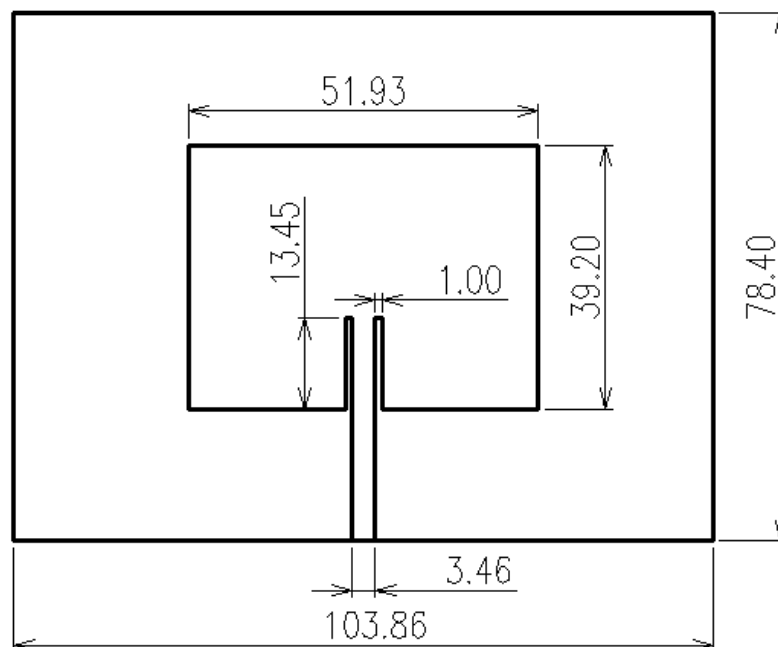
Výpočet šířky mikropáskového vedení pro konstantu $a \leq 1.52$ je proveden dosazením do vzorce (2.1.5):

$$W_s = 1,52 \cdot 10^{-3} \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ 5,814 - 1 - \ln(2 \cdot 5,814 - 1) + \frac{4,15 + 1}{2 \cdot 4,15} \cdot \left[\ln(5,814 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{4,15} \right] \right\}$$

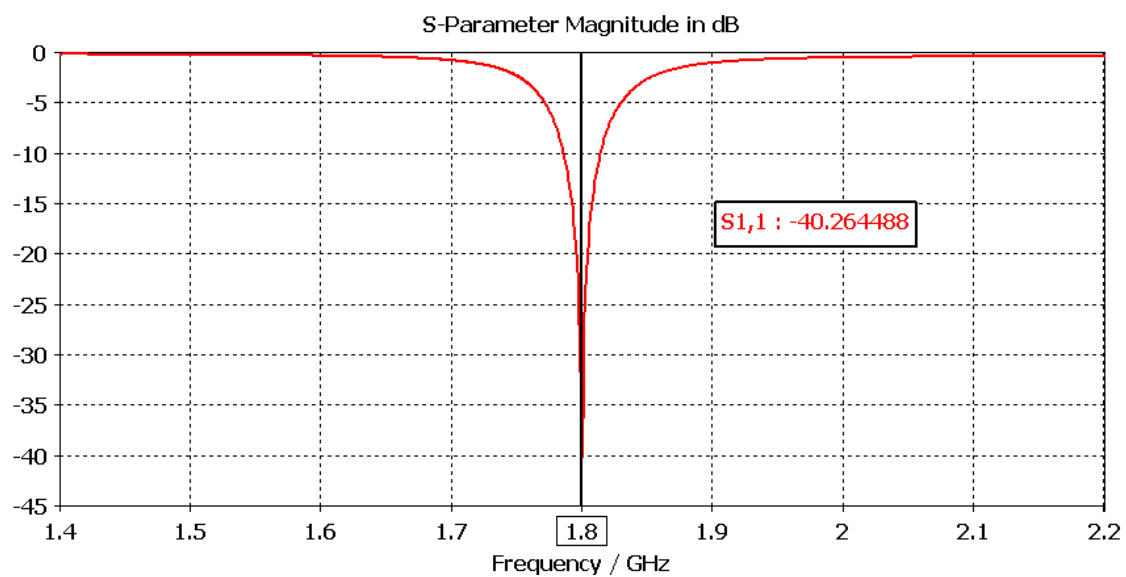
$$W_s = 3,46 \text{ mm}$$

2.1.2 Analýza vloženého mikropáskového vedení

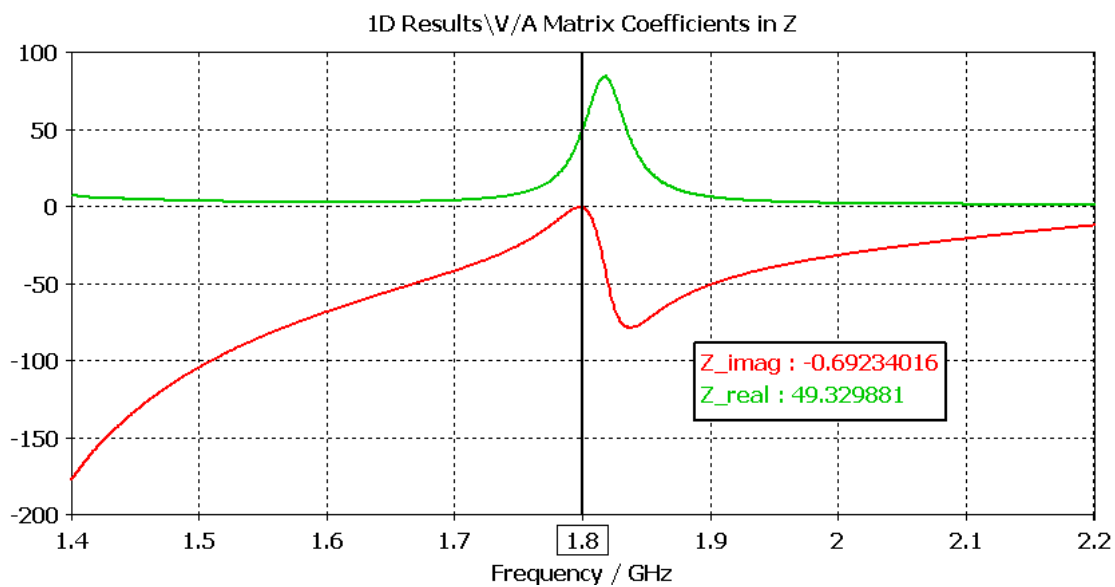
Na Obr. 2. 3. je znázorněna frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} vloženého mikropáskového vedení. Aby frekvenční rezonance antény byla přesně $1,8 \text{ GHz}$, bylo nutné zmenšit vypočítanou rezonanční délku flíčku L . Přesné rozměry simulované antény jsou uvedeny na Obr. 2.2. Dielektrikum má dvojnásobný rozměr oproti flíčku, šířka mezery mezi flíčkem a napájecím mikropáskem je 1 mm . Na požadované frekvenci $1,8 \text{ GHz}$ má činitel odrazu hodnotu $s_{11} = -40,27 \text{ dB}$, impedanční přizpůsobení je tedy velmi dobré, jak také dokazuje Obr. 2.4., na němž jsou zobrazeny průběhy reálné a imaginární složky vstupní impedance antény. Na rezonanční frekvenci $1,8 \text{ GHz}$ se hodnota reálné složky blíží požadované $Z_{real} \cong 50 \Omega$, hodnota imaginární složky se blíží nule, $Z_{imag} \cong 0 \Omega$. Na Obr. 2.5. jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovině E a rovině H. Rozložení povrchových proudů je na Obr. 2.6. Je zřejmé, že flíček rezonuje na své kratší hraně.



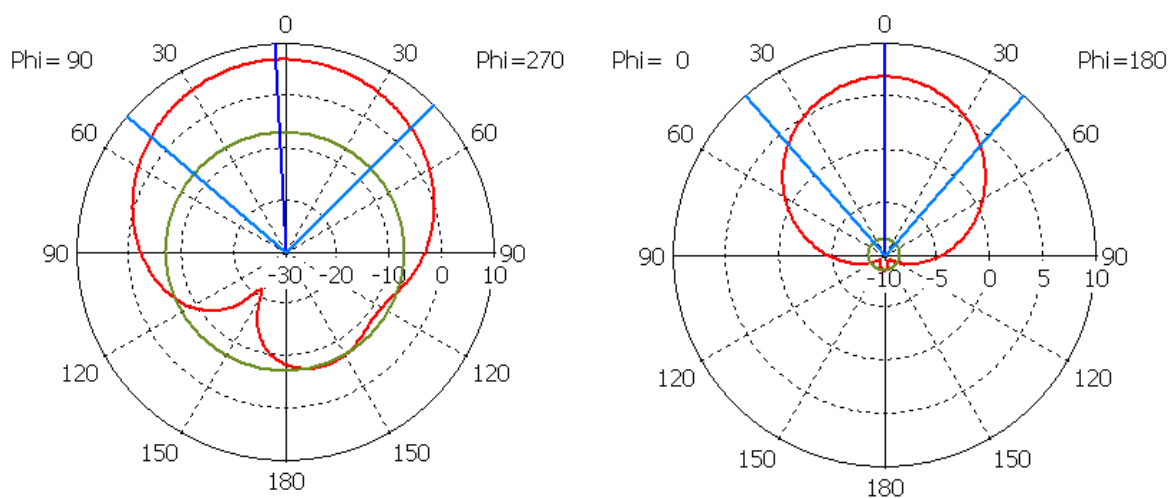
Obr. 2.2. : Geometrické rozměry antény.



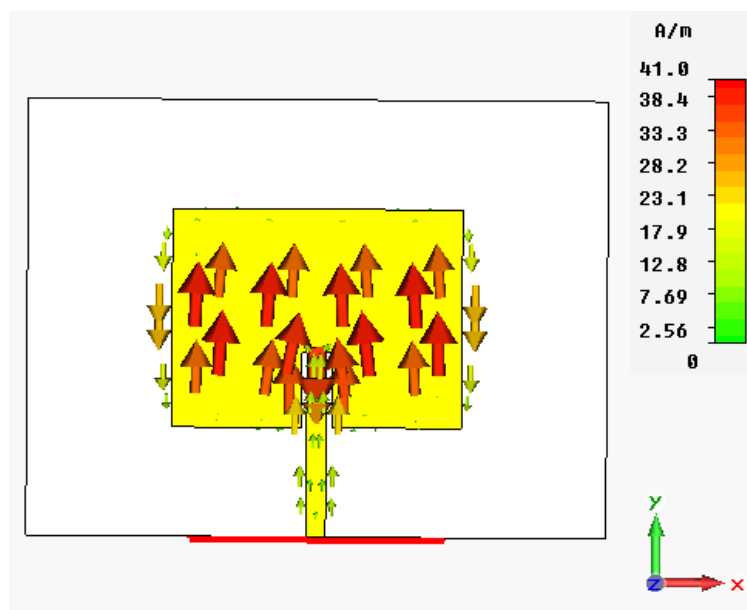
Obr. 2.3. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} vlož. mikropásk. vedení.



Obr. 2.4. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.



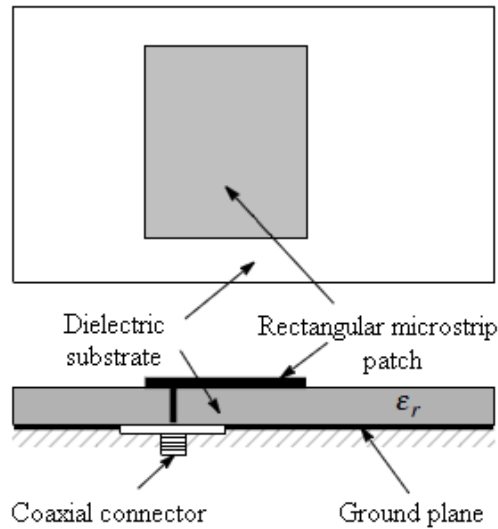
Obr. 2.5. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).



Obr. 2.6. : Rozložení povrchových proudů.

2.2 Napájení koaxiálním kabelem

Napájení koaxiálním kabelem (jinak nazývané koaxiální sondou) je také velmi často užívaným způsobem napájení. Koaxiální kabel je přiveden kolmo na anténu, kde vnější vodič koaxiálního kabelu je připojen k zemnicí desce antény, kdežto jeho vnitřní vodič je veden skrze otvor vyvrtaný v dielektriku a poté připojen přímo k vyzařujícímu flíčku (Obr. 2.7).



Obr. 2.7. : Napájení koaxiálním kabelem.

2.2.1 Návrh napájení koaxiálním kabelem

Prizpůsobení antény se provádí volbou vhodné pozice koaxiální sondy. Je – li známa impedance antény na okraji flíčku, která byla získána výpočtem v předchozí kapitole pomocí vzorců (1.2.6) a (1.2.8), je možné určit pozici sondy tak, aby vstupní impedance antény v daném místě byla rovna charakteristické impedanci použitého koaxiálního kabelu, tedy $Z_0 = R_{in} = 50\Omega$.

Pozici koaxiální sondy lze dle [4] stanovit podle vzorce

$$\frac{R_{in}}{R} = \sin^2\left(\frac{\pi \cdot x_p}{L}\right) \quad (2.2.1)$$

Úpravou je získán vzorec:

$$x_p = \frac{L}{\pi} \cdot \sin^{-1} \sqrt{\frac{R_{in}}{R}} \quad (2.2.2)$$

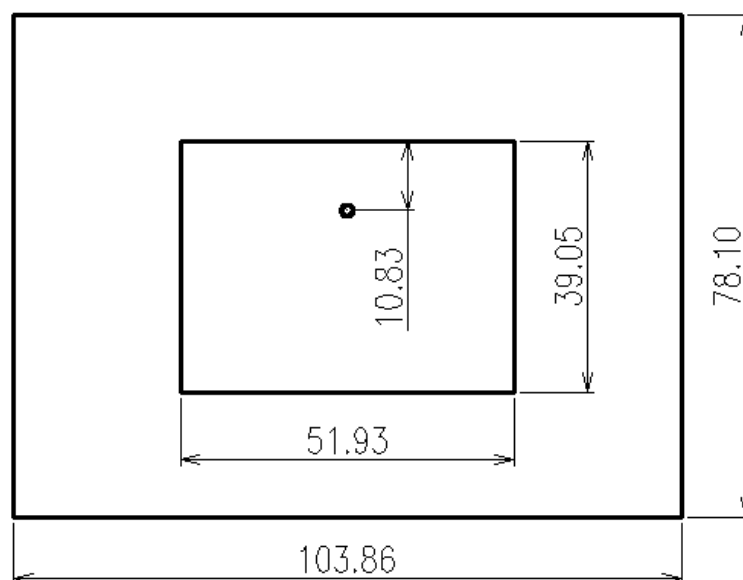
Dosazením konkrétních hodnot je možné přibližně určit polohu koaxiální sondy vzhledem ke středu flíčku:

$$x_p = \frac{40,61}{\pi} \cdot \sin^{-1} \sqrt{\frac{50}{192,59}} = 6,91mm$$

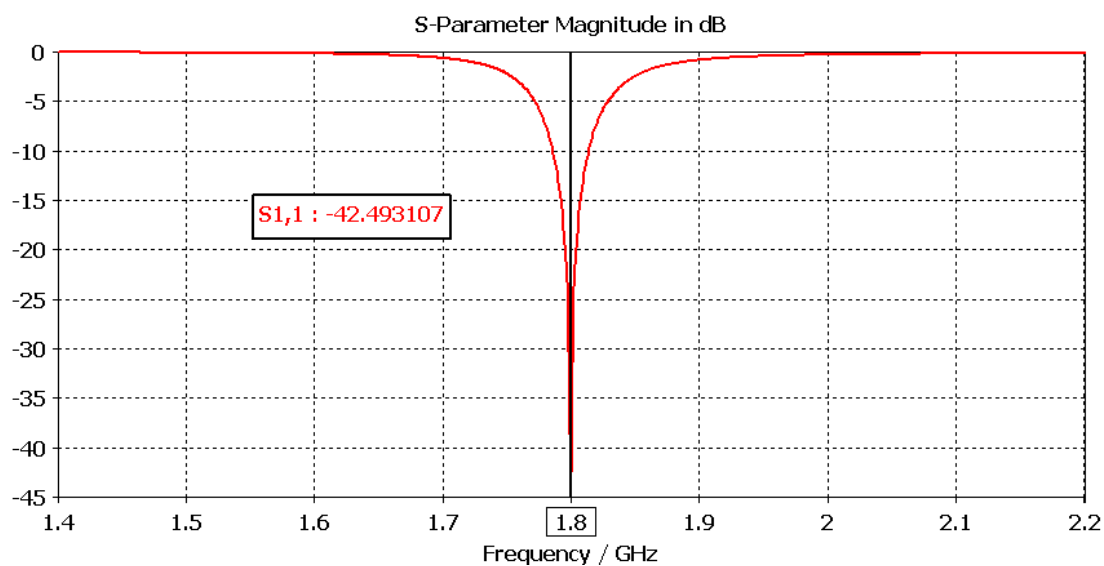
2.2.2 Analýza napájení koaxiálním kabelem

Na Obr. 2.8. jsou uvedeny přesné rozměry simulované antény. Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} ukazuje Obr. 2.9. Rezonanční frekvence antény je přesně $1,8GHz$, na

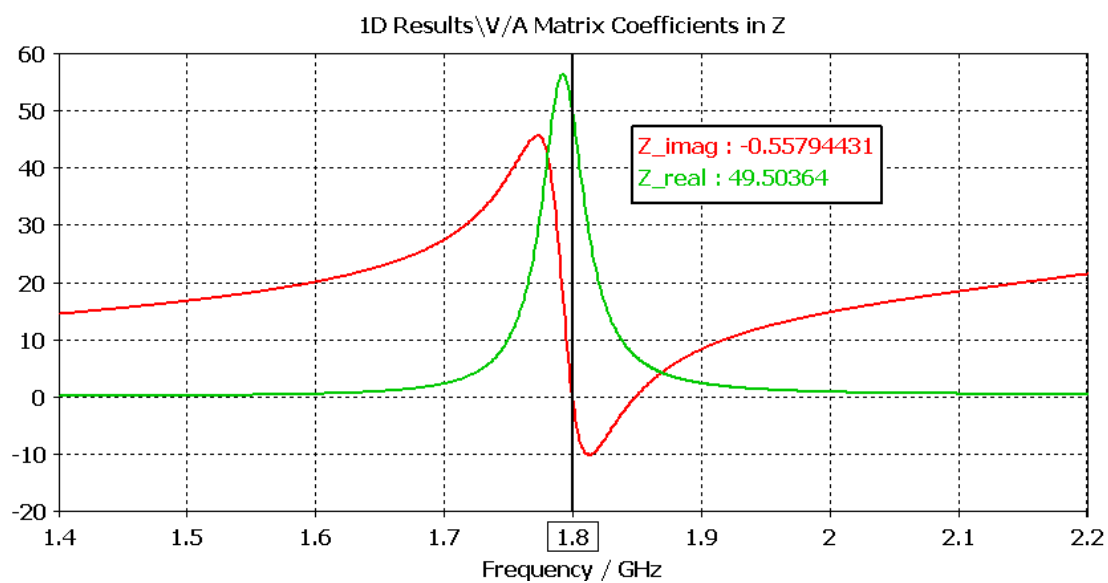
této frekvenci je hodnota činitele odrazu $s_{11} = -42,49dB$. Na Obr. 2.10. jsou zobrazeny průběhy reálné a imaginární složky vstupní impedance antény. Směrové charakteristiky pro rovinu E i rovinu H jsou zobrazeny na Obr. 2.11. Rozložení povrchových proudů je na Obr. 2.12. Zde je zřejmé, že anténa rezonuje na kratší hraně flíčku.



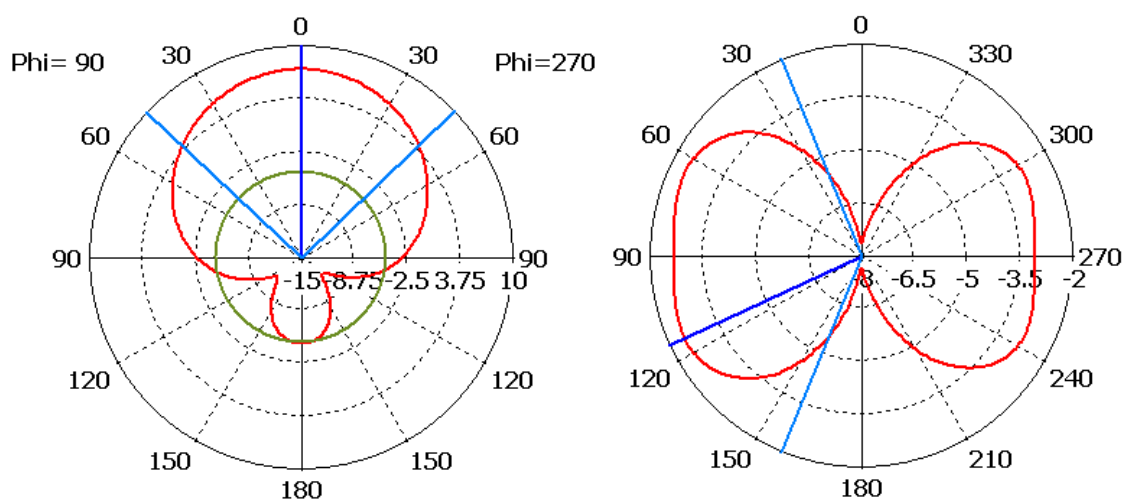
Obr. 2.8. : Geometrické rozměry antény.



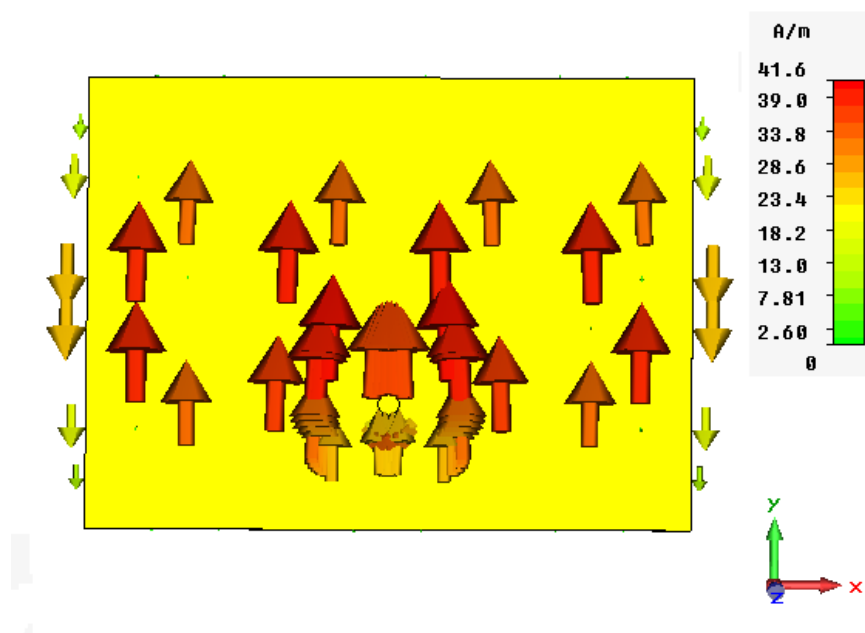
Obr. 2.9. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} koaxiálního napájení.



Obr. 2.10. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.



Obr. 2.11. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).



Obr. 2.12. : Rozložení povrchových proudů.

2.3 Napájení blízkým vedením

Napájení blízkým vedením stejně jako napájení vazební štěrbinou spadá do kategorie elektromagneticky vázaných napájení. Oproti napájení mikropáskem a koaxiálním kabelem mají několik výhod [6]:

- Neexistuje přímé spojení mezi napájecím vedením a vyzařujícím flíčkem.

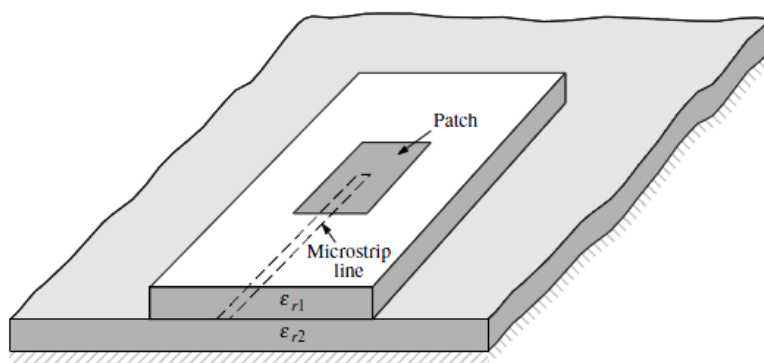
- Nižší parazitní vyzařování.

- Dobré potlačení modů vyšších řádů.

- Vhodnější pro tvorbu anténních polí.

Jako nevýhodu těchto druhů napájení je možno uvést náročnost na přesnost výroby.

Princip napájení blízkým vedením spočívá v použití dvou dielektrických materiálů, které jsou umístěny nad sebou. Na spodním substrátu, který má tloušťku h_2 a relativní permitivitu ε_{r2} je vytvořeno mikropáskové napájecí vedení, obvykle s charakteristickou impedancí $Z_0 = 50\Omega$. Na horním substrátu o tloušťce h_1 a relativní permitivitě ε_{r1} se nachází vyzařující flíček (viz. Obr. 2.13.). Je vhodné volit substráty tak, aby tloušťka dolního substrátu h_2 byla stejná nebo menší než tloušťka horního substrátu h_1 a naopak relativní permitivita ε_{r2} dolního substrátu by měla být stejná nebo vyšší než relativní permitivita ε_{r1} horního substrátu. Tímto způsobem lze minimalizovat vyzařování mikropáskového vedení [7]. Jako horní i dolní substrát je použit sklotextit FR-4, čímž splníme výše uvedená doporučení. Stejných materiálů je použito pro návrh napájení vazební štěrbinou.



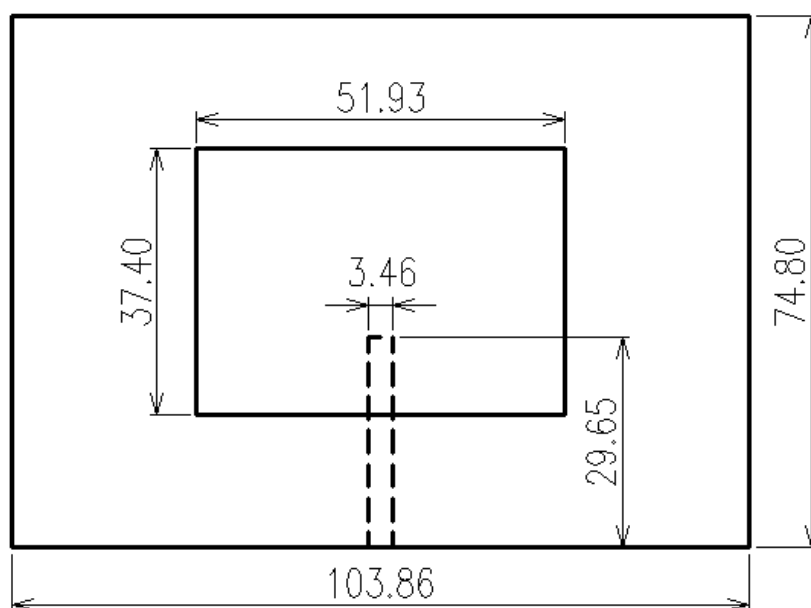
Obr. 2.13. : Napájení blízkým vedením [2].

2.3.1 Návrh napájení blízkým vedením

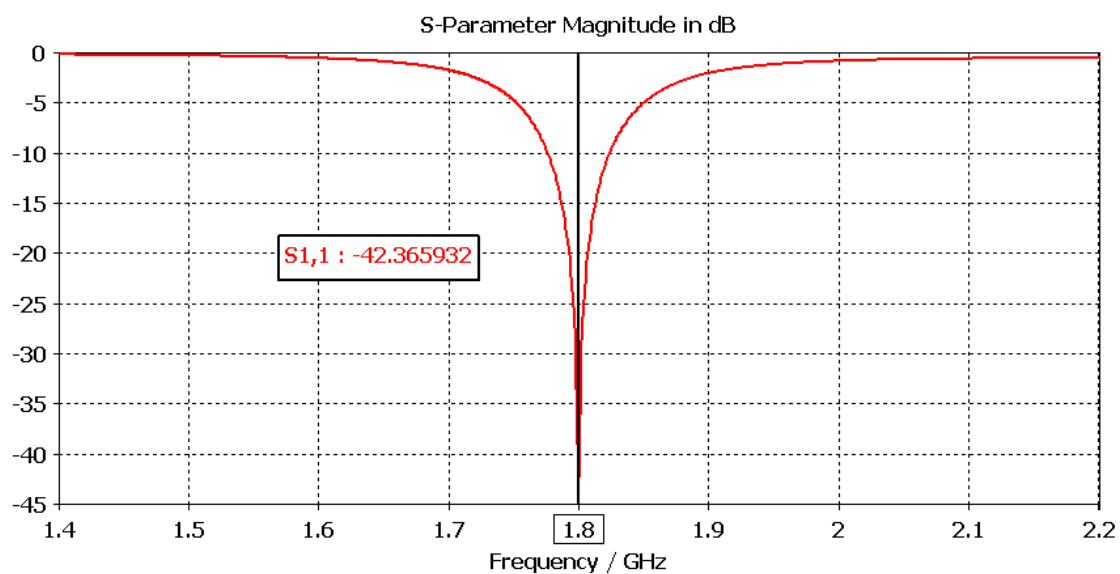
Návrh spočívá ve stanovení délky napájecího mikropásku. Doporučením je, aby byl mikropásek umístěn přibližně v polovině flíčku. Délka uvedená na Obr. 2.14. byla získána parametrickou analýzou v programu CST Microwave Studio.

2.3.2 Analýza napájení blízkým vedením

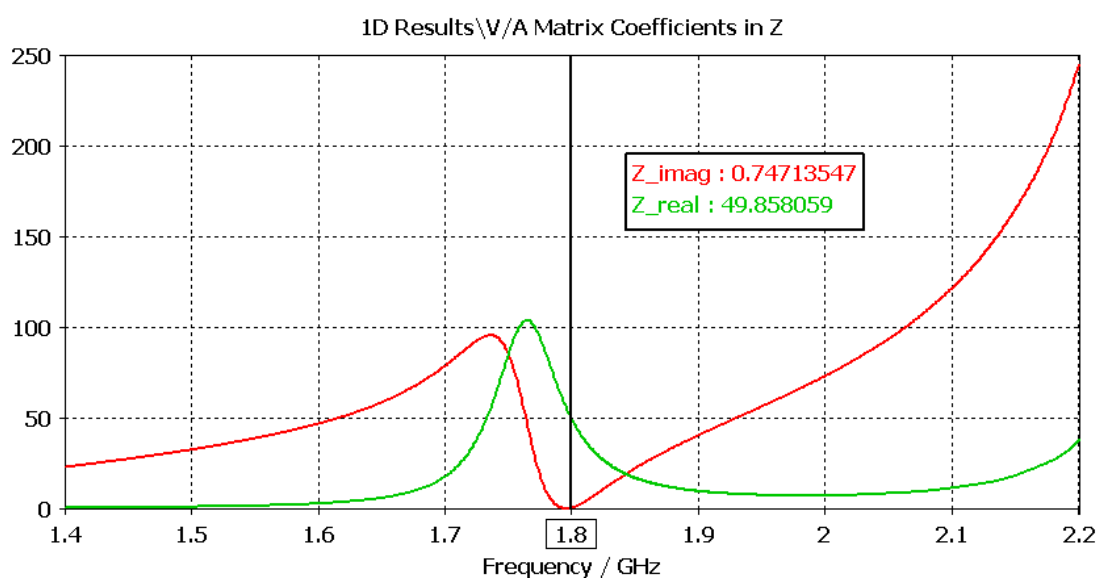
Na Obr. 2.14. jsou uvedeny přesné rozměry simulované antény. Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} ukazuje Obr. 2.15., kde rezonanční frekvence antény je přesně $1,8GHz$, na této frekvenci je hodnota činitele odrazu $s_{11} = -42,36dB$. Na Obr. 2.16. jsou zobrazeny průběhy reálné a imaginární složky vstupní impedance antény. Směrové charakteristiky pro rovinu E i rovinu H jsou zobrazeny na Obr. 2.17. Rozložení povrchových proudů je na Obr. 2.18.



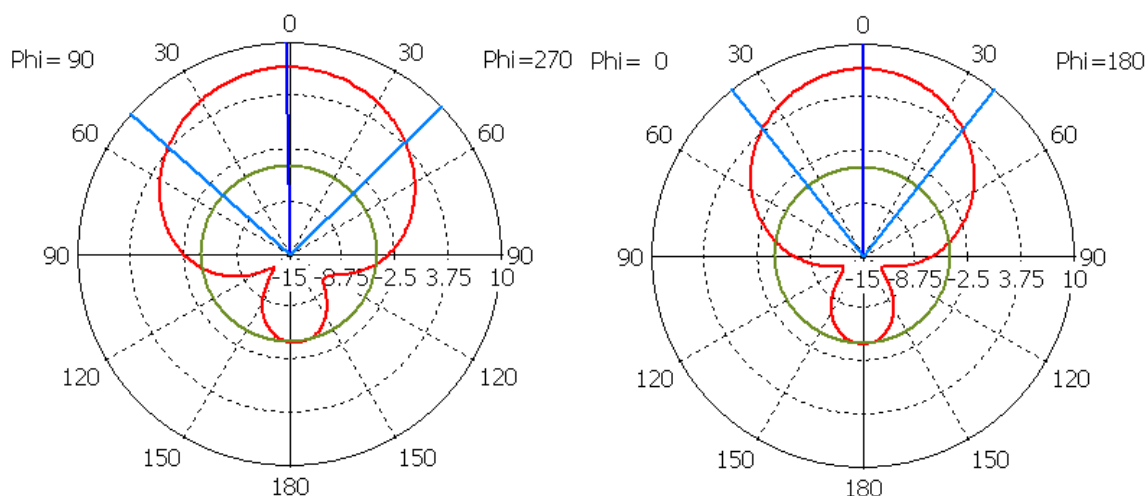
Obr. 2.14. : Geometrické rozměry antény.



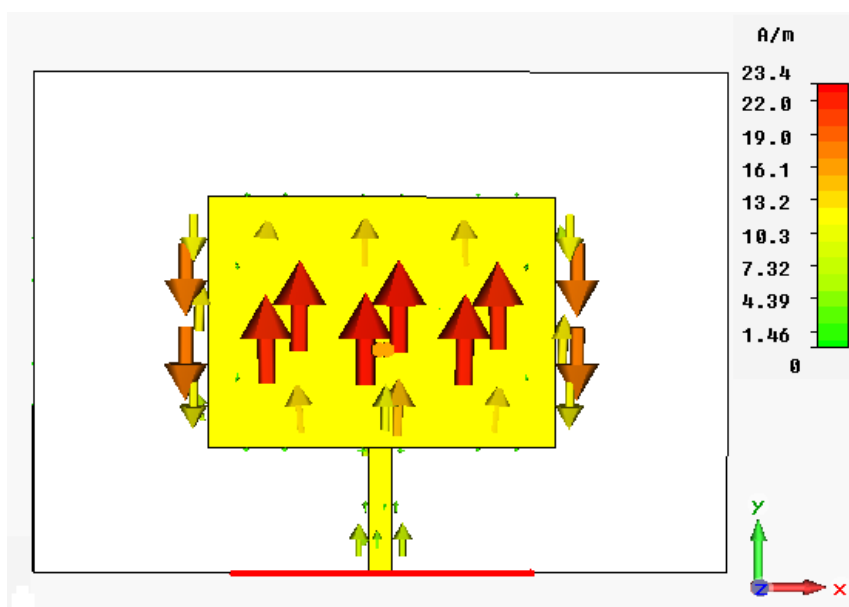
Obr. 2.15. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} napájení blízkým vedení.



Obr. 2.16. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.



Obr. 2.17 . : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).



Obr. 2.18. : Rozložení povrchových proudů.

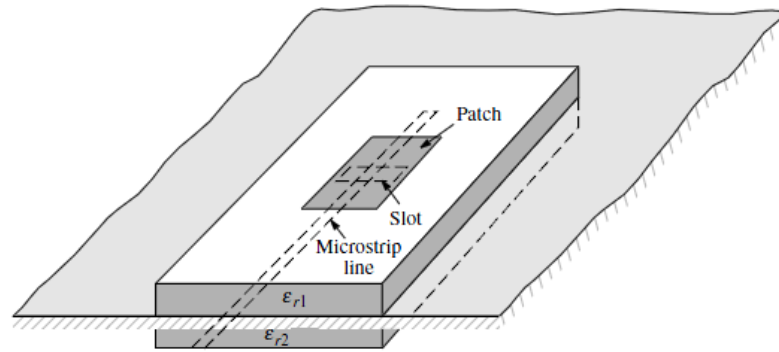
2.4 Napájení vazební šterbinou

Napájení vazební šterbinou využívá dvou substrátů, které jsou od sebe odděleny zemnicí deskou. V zemnicí desce je vytvořena šterbina, která je buzena pomocí mikropáskového vedení. Tato šterbina následně napájí vyzařující flíček, který je umístěn na vrchní straně horního substrátu. Mikropáskové vedení se nachází na spodní straně dolního substrátu (viz Obr. 2.19.).

Stejně jako u napájení blízkým vedením i zde platí, že jsou – li parametry použitých substrátů zvoleny tak, aby měl horní substrát stejnou nebo větší tloušťku a stejnou nebo nižší poměrnou permitivitu oproti substrátu dolnímu, je možné dosáhnout zvětšení šířky pásma a minimalizace ztrát. Vyzařování mikropásku zároveň neovlivňuje

vyzařování flíčku, jsou od sebe odděleny zemnicí deskou.

Napájení vazební štěrbinou má také své nevýhody: celková tloušťka antény je vyšší než u napájení mikropáskem nebo koaxiální sondou.



Obr. 2.19. : Napájení vazební štěrbinou [2].

2.4.1 Návrh napájení vazební štěrbinou

Dle [6] je při návrhu štěrbinového napájení je potřeba brát ohled na některé důležité parametry:

Délka štěrbiny (L_a) – tento rozměr je potřeba optimalizovat pro maximální impedanční přizpůsobení. Typické délky štěrbin jsou:

$$L_a = 0,082 \cdot \lambda_0 \quad (2.4.1)$$

pro dielektrické materiály s nízkou relativní permitivitou ($\epsilon_r = 2,54$)

$$\text{a } L_a = 0,074 \cdot \lambda_0 \quad (2.4.2)$$

pro dielektrické materiály s vysokou relativní permitivitou ($\epsilon_r = 10,2$).

Šířka štěrbiny (W_a) – tento rozměr nemá zásadní vliv na činnost antény, jeho velikost se obecně volí jako

$$W_a = 1/10 \cdot L_a \quad (2.4.3)$$

Šířka napájecího mikropásku (W_s) – určuje charakteristickou impedanci mikropáskového vedení, obvykle se používá charakteristická impedance $Z_0 = 50\Omega$.

Pozice štěrbiny vzhledem k vyzařujícímu flíčku – pro dosažení nejlepších výsledků je vhodné umístit štěrbinu přímo ve středu flíčku. Změnou polohy štěrbin lze dosáhnout změny vstupní impedance antény.

Délka otevřeného přizpůsobovacího pahýlu L_s - využívá se k vylazení reaktance štěrbin, její obvyklá délka se volí o něco menší než je délka čtvrtvlny v substrátu. ($L_s < \lambda_g / 4$)

$$(2.4.4)$$

Šířka napájecího mikropásku W_s byla stanovena v kapitole 2, pro $Z_0 = 50\Omega$ je rovna $W_s = 3,46mm$.

Délka štěrbiny byla stanovena dle (2.4.1):

$$L_a = 0,082 \cdot \lambda_0 = 0,082 \cdot \frac{1}{6} = 13,67mm.$$

Šířka štěrbiny byla stanovena pomocí (2.4.2):

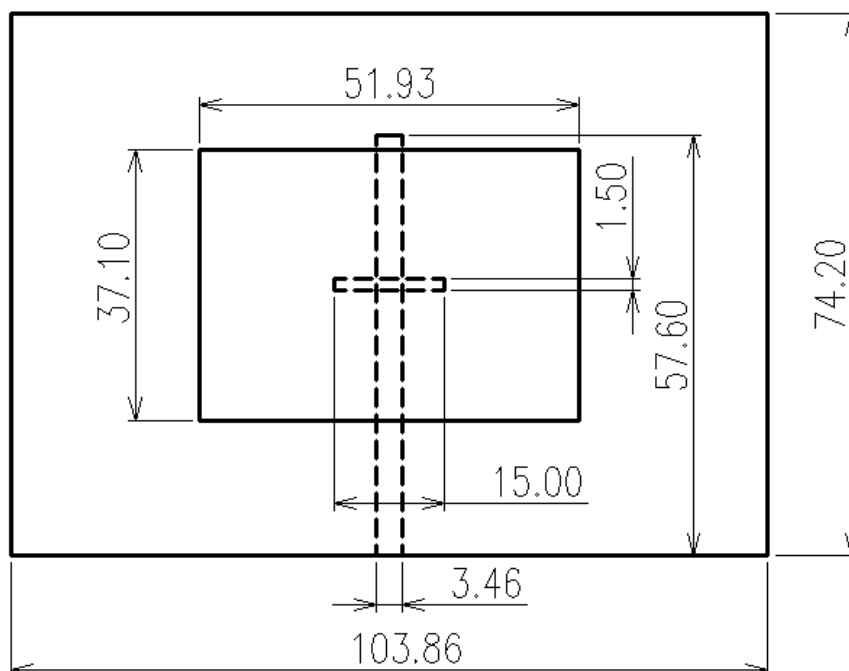
$$W_a = \frac{1}{10} \cdot L_a = \frac{1}{10} \cdot 13,67 = 1,367mm.$$

Délka přizpůsobovacího pahýlu dle (2.4.4)

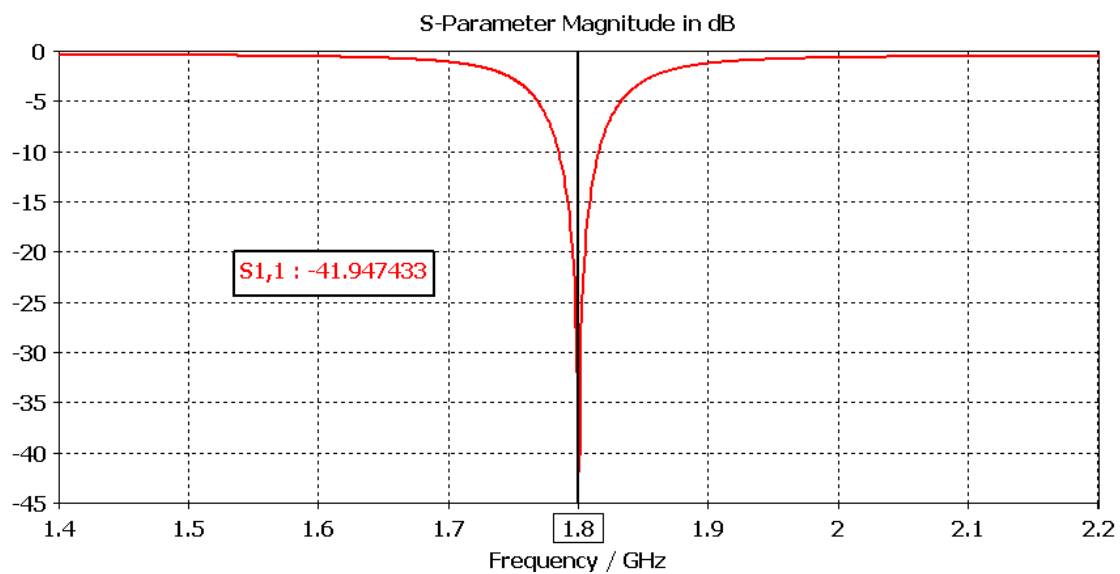
$$L_s < \frac{\lambda_g}{4} \rightarrow L_s < \frac{0,081}{4} \rightarrow L_s < 20,45mm.$$

2.4.2 Analýza napájení vazební štěrbinou

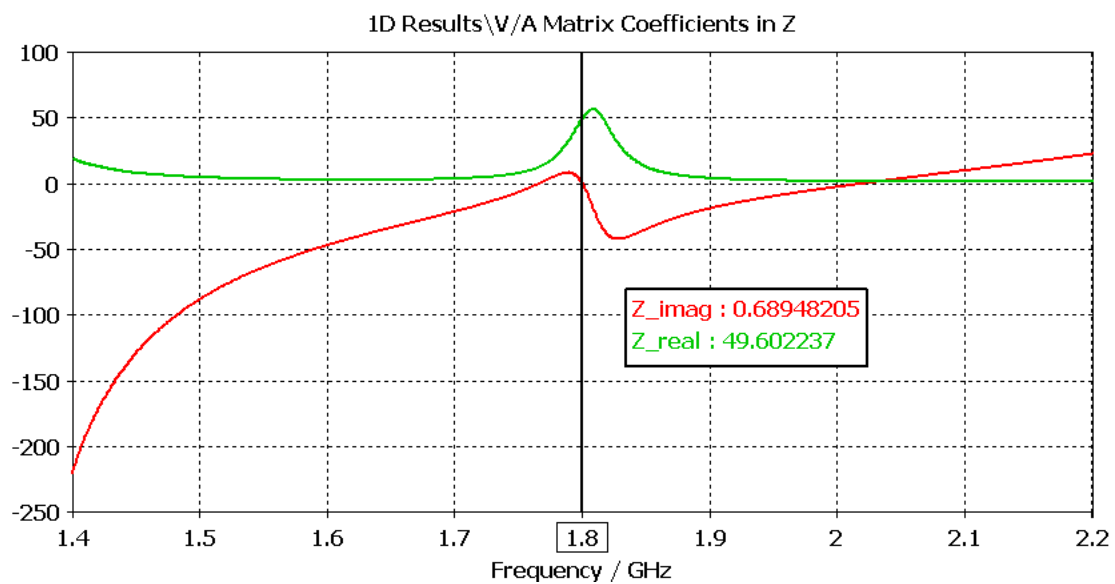
Na Obr. 2.20. jsou uvedeny přesné rozměry simulované antény. Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} ukazuje Obr. 2.21. Rezonanční frekvence antény je přesně $1,8GHz$, na této frekvenci je hodnota činitele odrazu $s_{11} = -41,95dB$. Na Obr. 2.22. jsou zobrazeny průběhy reálné a imaginární složky vstupní impedance antény. Směrové charakteristiky pro rovinu E i rovinu H jsou zobrazeny na Obr. 2.23. Rozložení povrchových proudů je na Obr. 2.24., kde je patrná požadovaná zvýšená proudová hustota soustředěná především v blízkém okolí vazební štěrbiny.



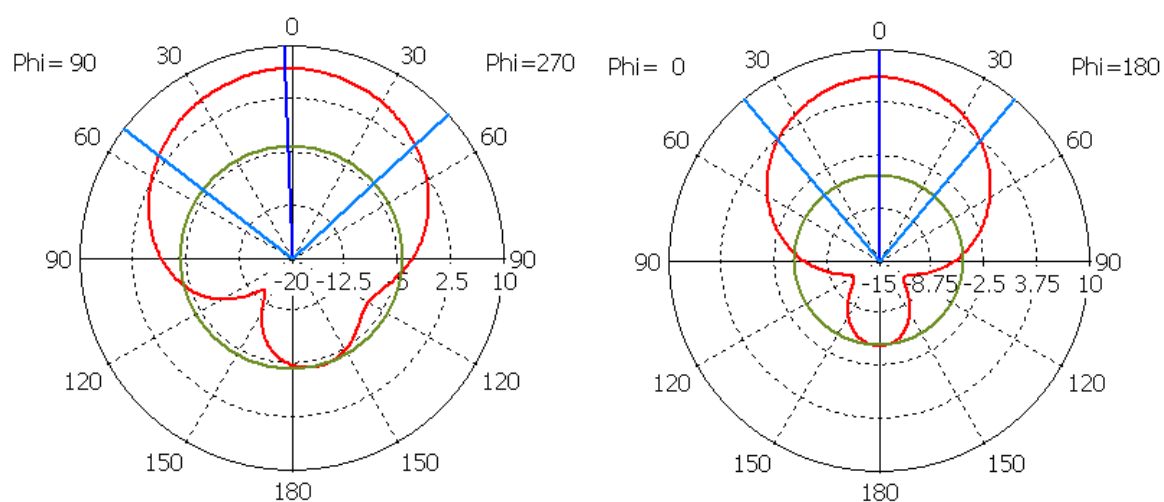
Obr. 2.20. : Geometrické rozměry antény.



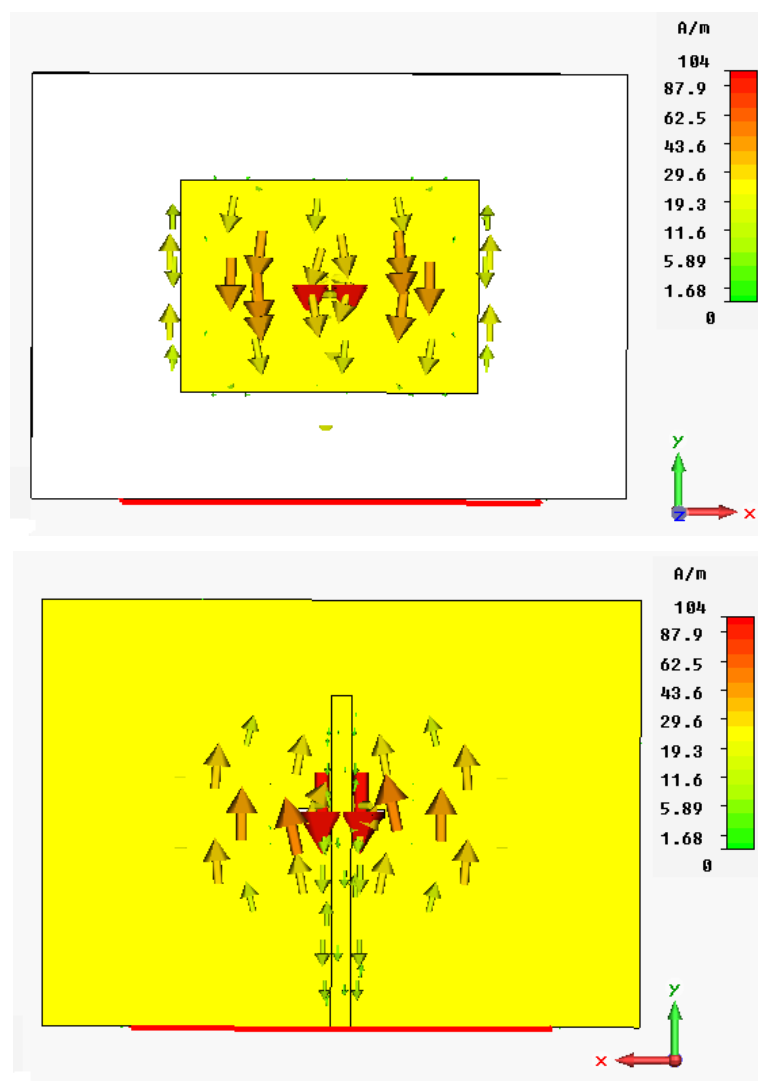
Obr. 2.21. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} napájení vazební štěrbínou.



Obr. 2.22. : Frekvenční závislost reálné a imaginární složky vstupní impedance antény.



Obr. 2.23. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo).



Obr. 2.24. : Rozložení povrchových proudů na flíčkové anténě (nahore) a v okolí štěrbině (dole).

3 VÍCEPÁSMOVÉ FLÍČKOVÉ ANTÉNY

Způsobů provedení vícepásmových flíčkových antén existuje velké množství. U jednovrstvého provedení bývá vícepásmovosti dosaženo například pomocí vhodně umístěný štěrbin či zářezů nebo pomocí zkratovacích kolíků, čímž se mění rozložení proudů na povrchu flíčku. U vícevrstvého provedení lze využít různých velikostí flíčků na jednotlivých substrátech, kdy flíček na prvním substrátu rezonuje na určité frekvenci, flíček na substrátu druhém na frekvenci jiné. Planární invertovaná F – anténa, zkráceně PIFA, je velmi často užívaným typem antény. Prostor mezi vyzařujícím flíčkem a zemnicí deskou je stejně jako v předchozích případech vyplněn dielektrikem, pro dosažení požadovaných vlastností antény je využito zkratovacích kolíků i vyřezaných štěrbin. [8]

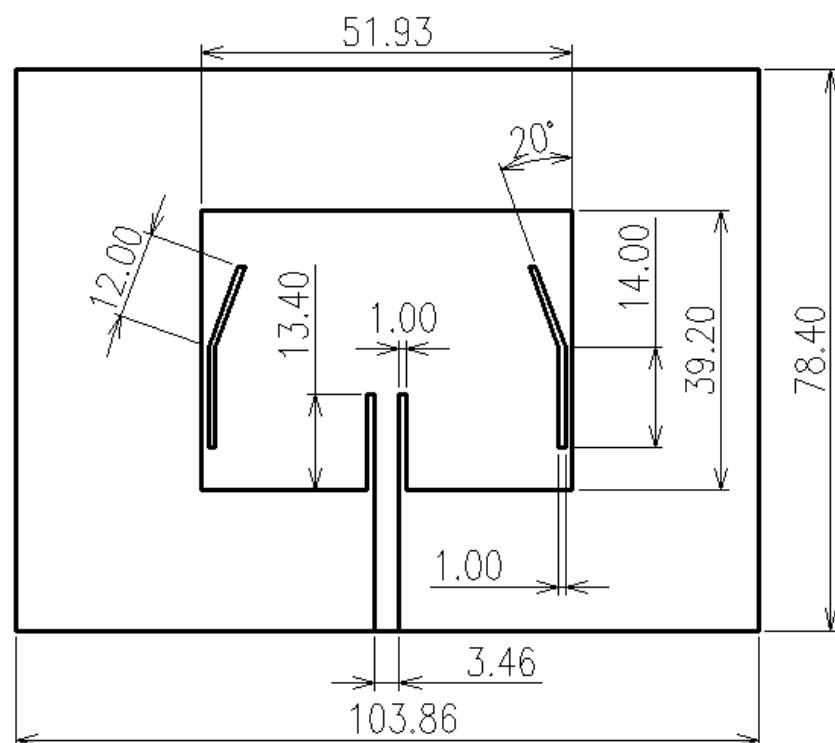
Z výše uvedených způsobů provedení bylo zvoleno jednovrstvé s vyřezanými štěrbinami, kvůli nejsnadnější realizaci. Tvary štěrbin jsou inspirovány literaturou [8]. Jako substrát byl opět využit sklotextit FR-4, rozměry flíčku jsou vzhledem ke zvolenému způsobu napájení využity dle podkapitoly 2.1.

3.1 Dvoupásmová flíčková anténa s ohnutými štěrbinami

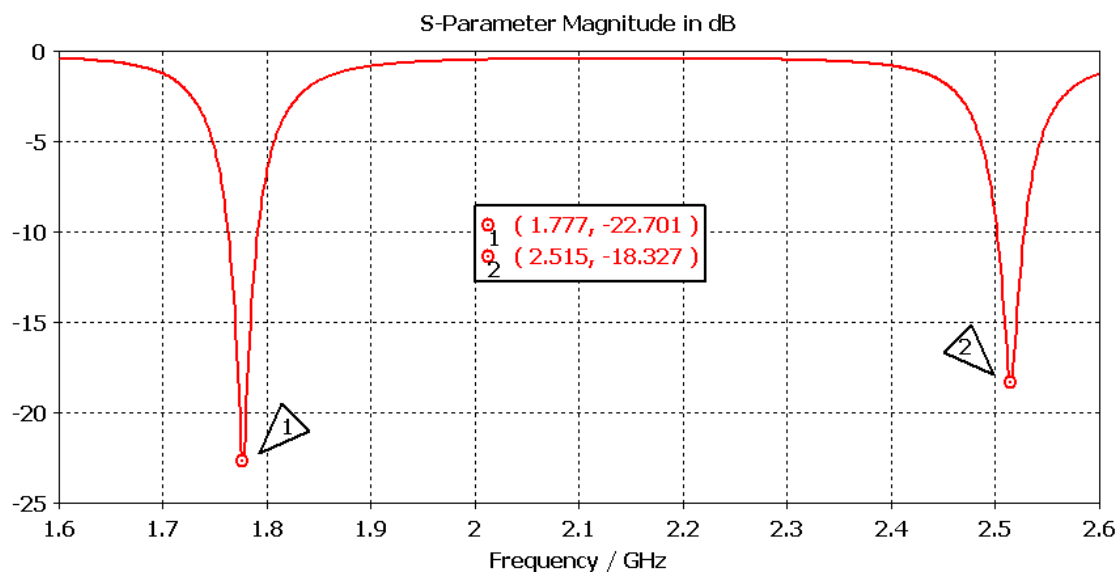
Použití ohnutých štěrbin blízko vyzařujících hran flíčku způsobí, že základní vid TM_{10} je mírně změněn, jeho rezonanční frekvence klesá spolu se vzrůstajícím úhlem ohnutí, jak ukazuje Obr. 3.3. Zároveň však vzniká nový rezonanční mód s videm $TM_{\delta 0}$, kde $1 < \delta < 2$. Nejvyšší účinnost vyzařování je pro úhel zalomení $15^\circ < \alpha < 30^\circ$. [8]

Geometrické rozměry antény jsou uvedeny na Obr. 3.1.

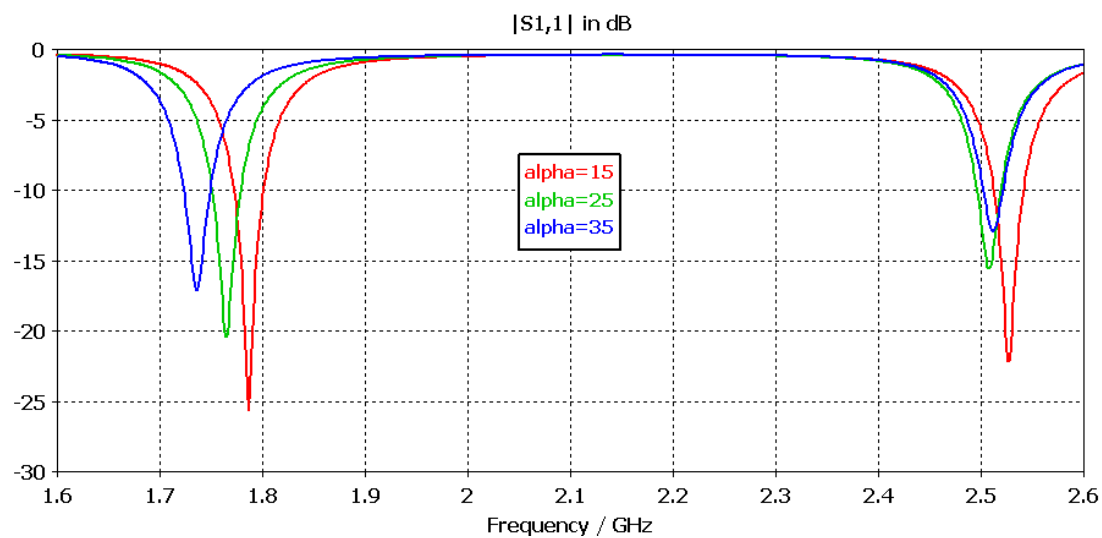
Anténa má dva rezonanční kmitočty – nižší na frekvenci $f_1 = 1,777 \text{ GHz}$ a vyšší na frekvenci $f_2 = 2,515 \text{ GHz}$. Na obou kmitočtech bylo dosaženo požadavku, aby činitel odrazu $s_{11} < -10 \text{ dB}$, tímto je zajištěno dostatečné impedanční přizpůsobení (Obr. 3.2.). Směrové charakteristiky pro nižší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.4. Směrové charakteristiky pro nižší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.5. Na vyšší rezonanční frekvenci jsou směrové charakteristiky v rovině E i rovině H zdeformované. Rozložení proudů pro nižší i vyšší rezonanční frekvenci je na Obr. 3.6. Při vyšší rezonanční frekvenci $f_2 = 2,515 \text{ GHz}$ se proudy soustředí především do okolí štěrbin.



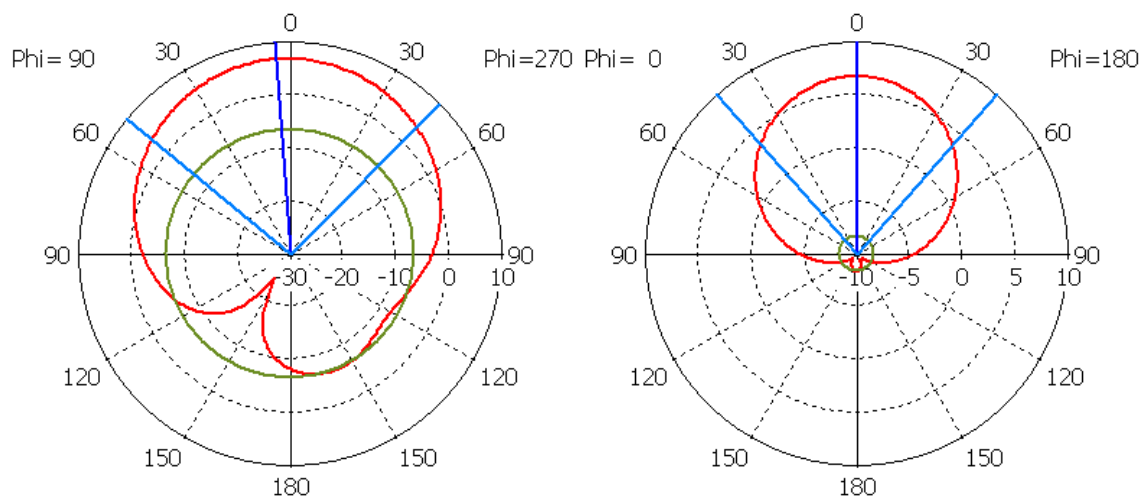
Obr. 3.1. : Geometrické rozměry antény.



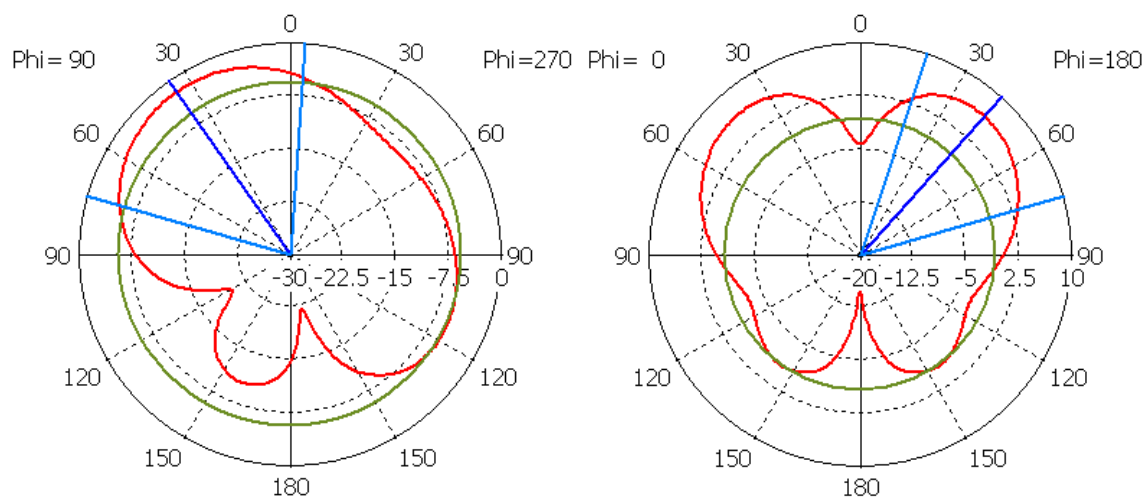
Obr. 3.2. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA s ohnutými šterbinami.



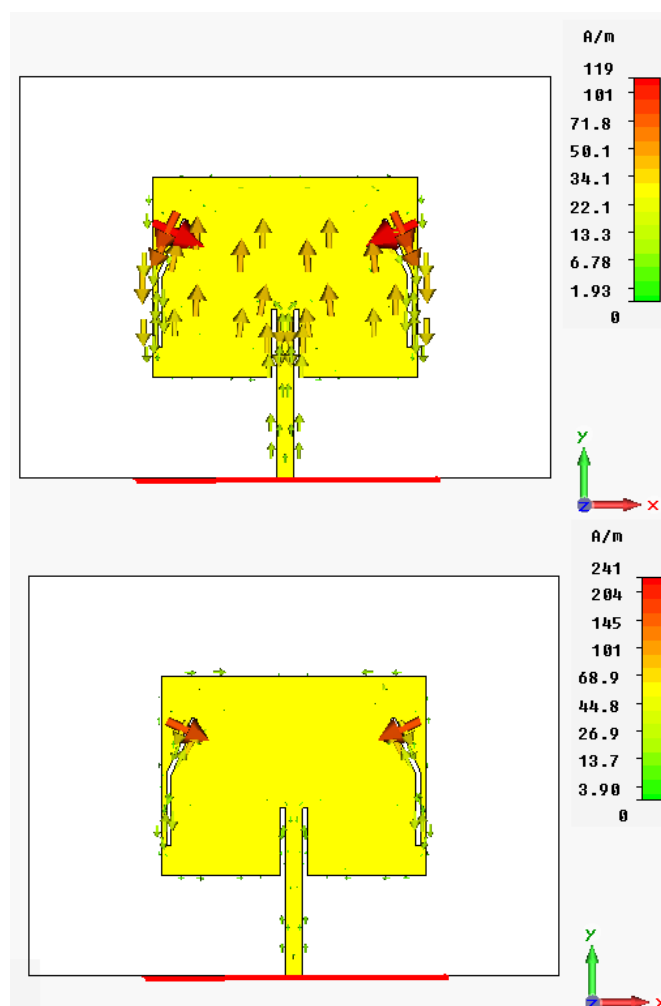
Obr. 3.3. : Parametrická analýza úhlu zalomení štěrbin $15^\circ < \alpha < 35^\circ$.



Obr. 3.4. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,777\text{GHz}$.



Obr. 3.5. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,515GHz$.



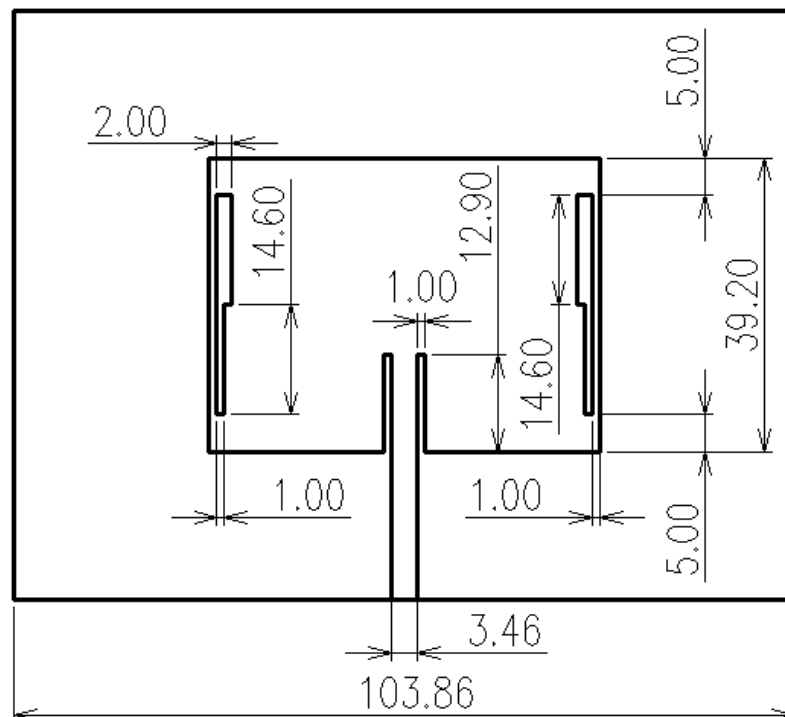
Obr. 3.6. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,777GHz$ (nahore) a $f_2 = 2,515GHz$ (dole).

3.2 Dvoupásmová flíčková anténa se schodovitými štěrbinami

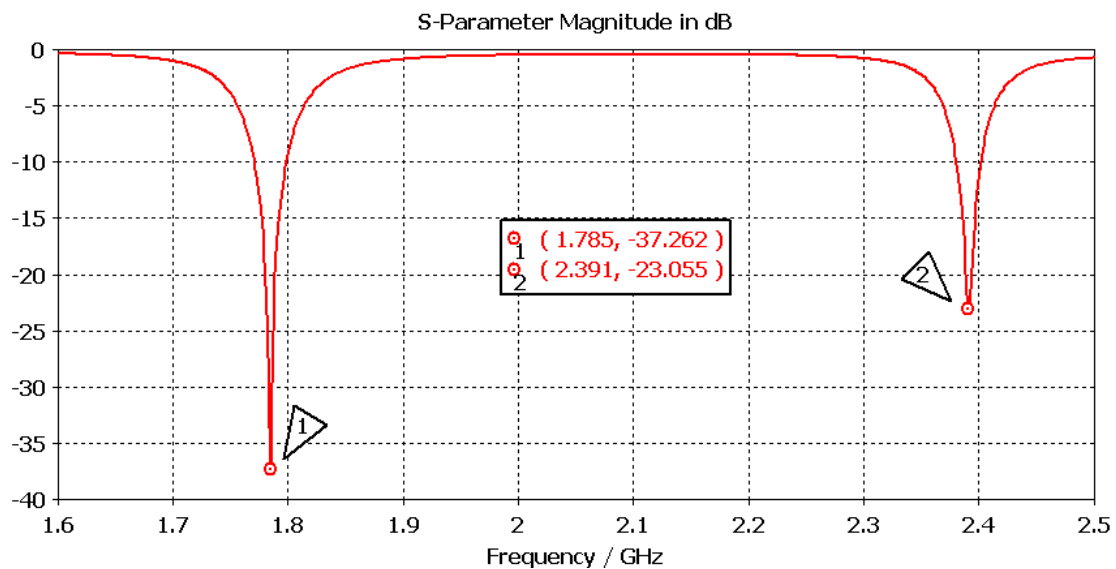
Dvoupásmovosti lze také dosáhnout tím, že dojde k nahrazení ohnutých štěrbin štěrbinami schodovitými. Štěrbiny jsou opět umístěny blízko vyzařující hrany flíčku a mají různou šířku w_1 a w_2 . Jednotlivé plochy vzniklé užitím obou šířek mají stejnou délku l_s . Vzdálenost štěrbin od vyzařující hrany flíčku je 1mm. Změnou poměru šířek štěrbin w_2/w_1 dochází ke změně poměru rezonančních frekvencí, jak ukazuje Obr. 3.9. [8]

Pro Obr. 3.9. platí, že šířka $w_2[mm] = x_2[mm] - 1$.

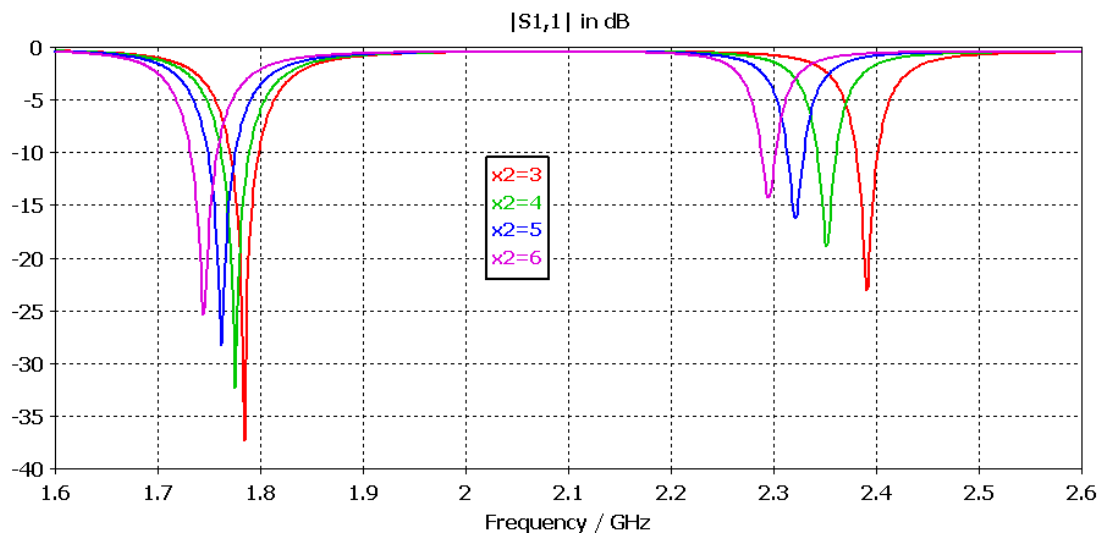
Rozměry antény jsou na Obr. 3.7. Anténa má dva rezonanční kmitočty – nižší na frekvenci $f_1 = 1,785\text{ GHz}$ a vyšší na frekvenci $f_2 = 2,391\text{ GHz}$. Směrové charakteristiky pro nižší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.10., pro vyšší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.11. Stejně jako v předchozím případě, i zde jsou na vyšší rezonanční frekvenci v rovině E i rovině H zdeformované. Rozložení proudů pro nižší i vyšší rezonanční frekvenci je na Obr. 3.12. Na nižší frekvenci $f_1 = 1,785\text{ GHz}$ tečou proudy po celém povrchu flíčku, zatímco při vyšší frekvenci $f_2 = 2,391\text{ GHz}$ se proudy soustředí do štěrbin.



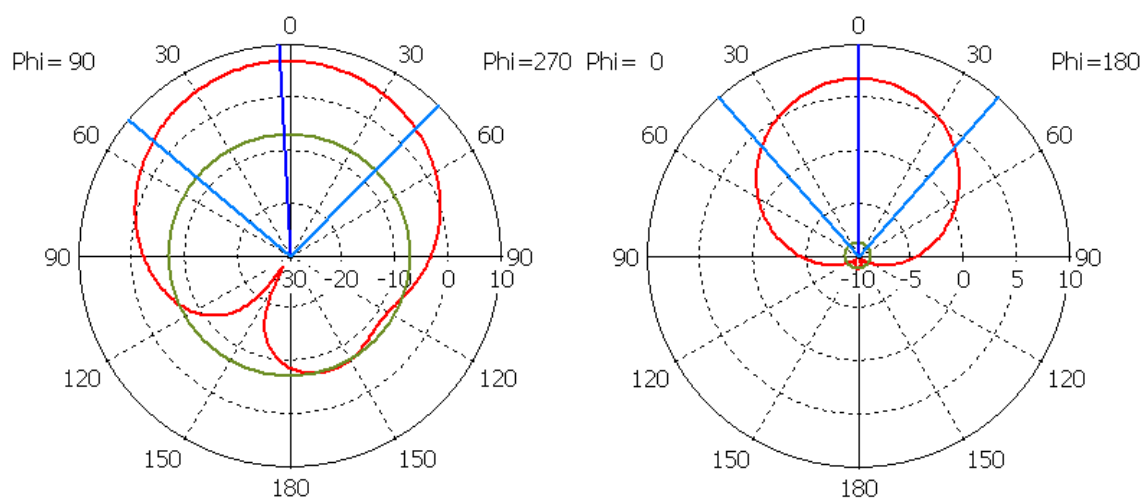
Obr. 3.7. : Geometrické rozměry antény.



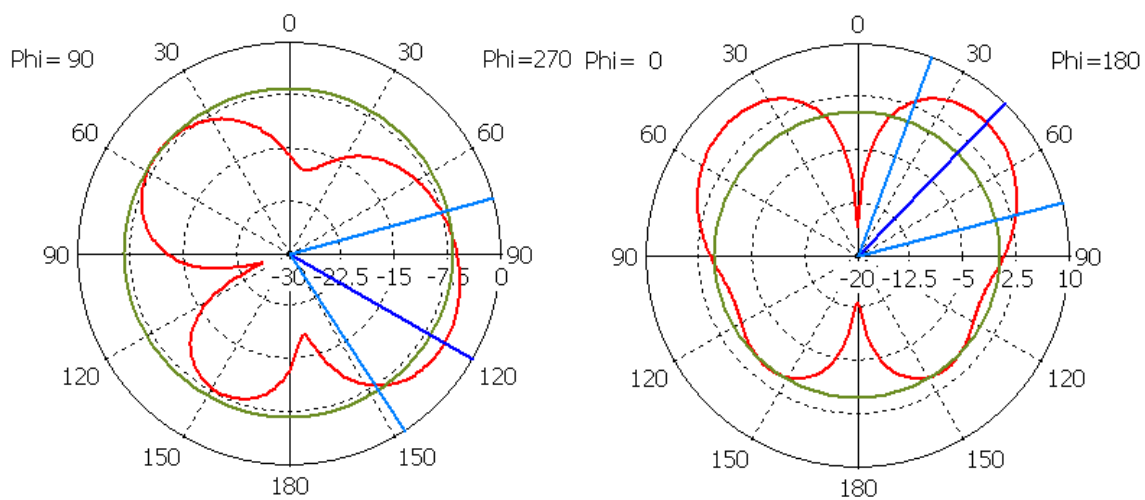
Obr. 3.8. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA se schodovitými štěrbinami.



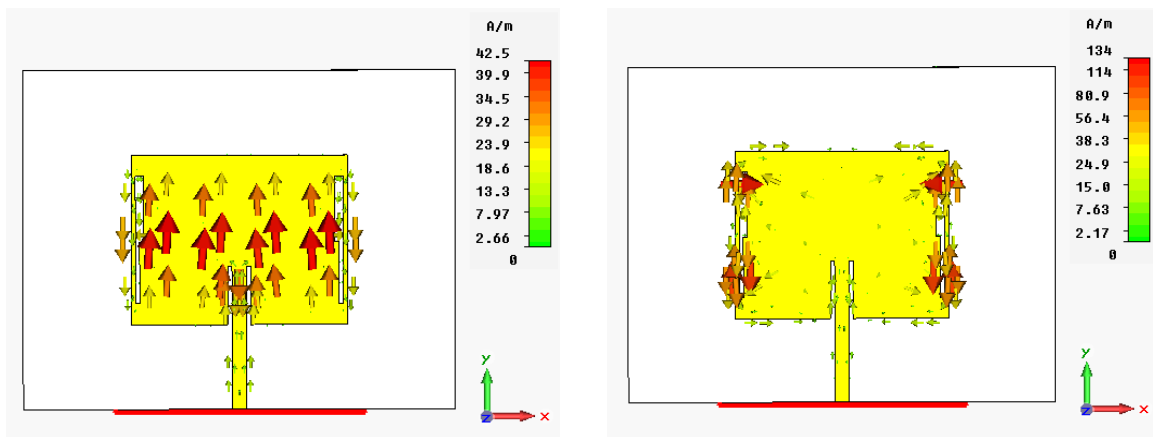
Obr. 3.9. : Parametrická analýza změny šířky w_2 schodovité štěrbin.



Obr. 3.10. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,785GHz$.



Obr. 3.11. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,391GHz$.

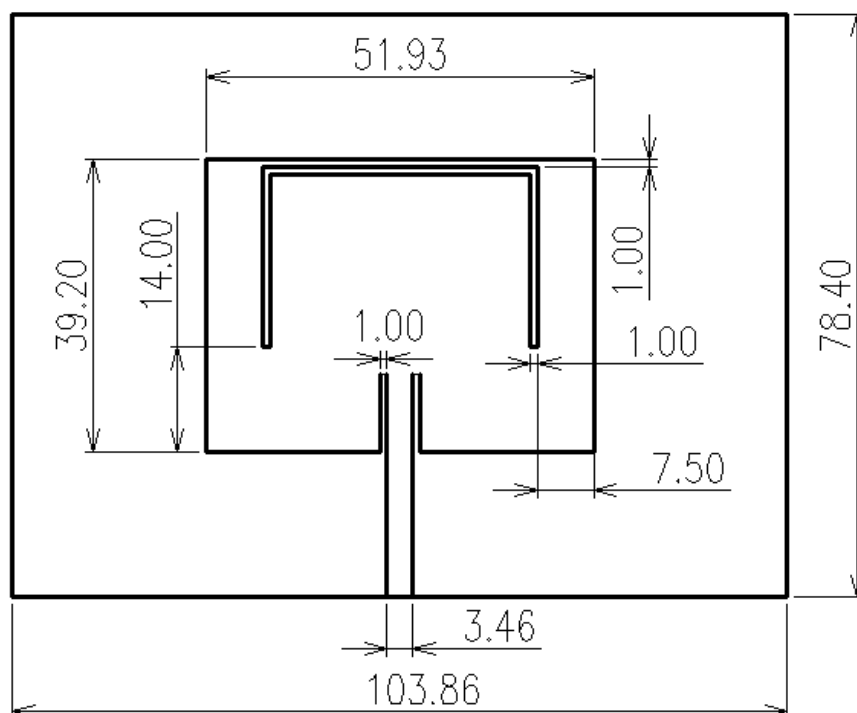


Obr. 3.12. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,785\text{GHz}$ (vlevo) a $f_2 = 2,391\text{GHz}$ (vpravo).

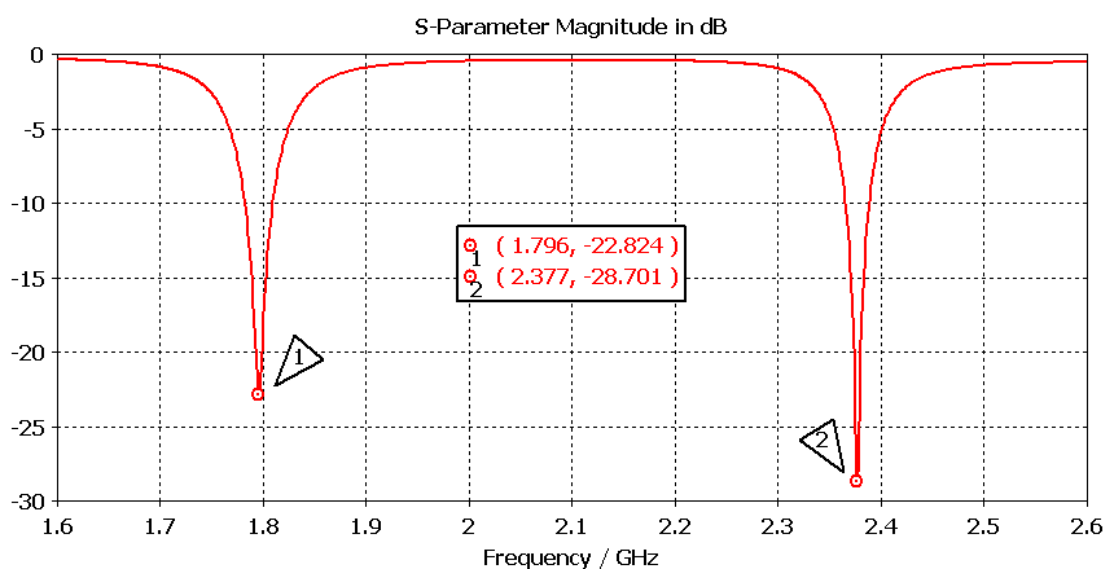
3.3 Dvoupásmová flíčková anténa se šterbinou ve tvaru U

U této antény je vícepásmovosti dosaženo využitím šterbiny ve tvaru U, jak ukazuje Obr. 3.13.

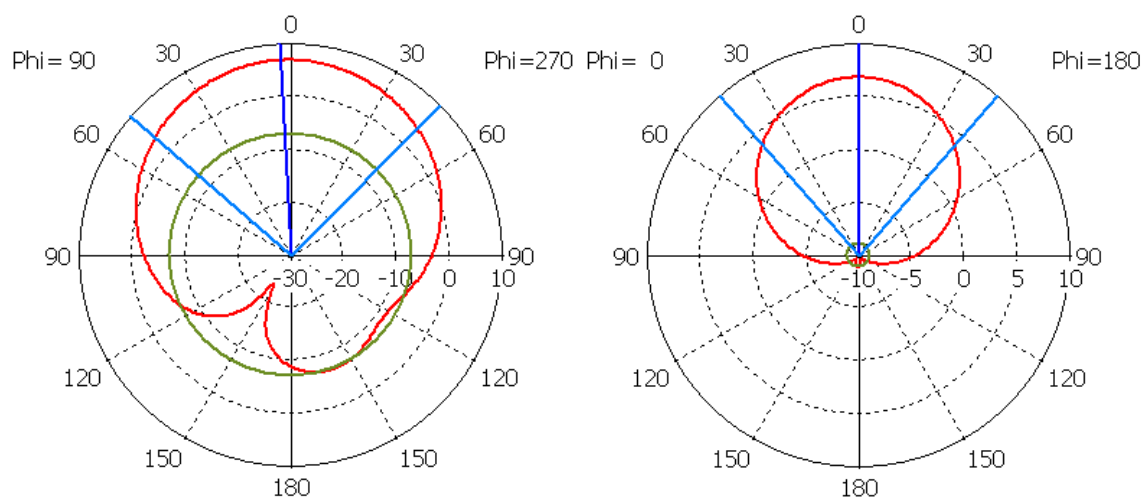
Anténa má dva rezonanční kmitočty – nižší na frekvenci $f_1 = 1,796\text{ GHz}$ a vyšší na frekvenci $f_2 = 2,377\text{ GHz}$. Směrové charakteristiky pro nižší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.15. Směrové charakteristiky pro vyšší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 3.16. Na vyšší frekvenci v rovině H je zřejmé zlepšení směrové charakteristiky. Dochází k potlačení minima ve směru kolmém k flíčkové anténě. Rozložení proudů pro nižší i vyšší rezonanční frekvenci je na Obr. 3.17. Na nižší frekvenci $f_1 = 1,796\text{ GHz}$, zatímco při vyšší frekvenci $f_2 = 2,377\text{ GHz}$ je zřejmá zvýšená proudová hustota v blízkosti nevyzařující hrany. Tudíž dojde k vybuzení módu na delší hraně flíčku, což má za následek zlepšení směrové charakteristiky.



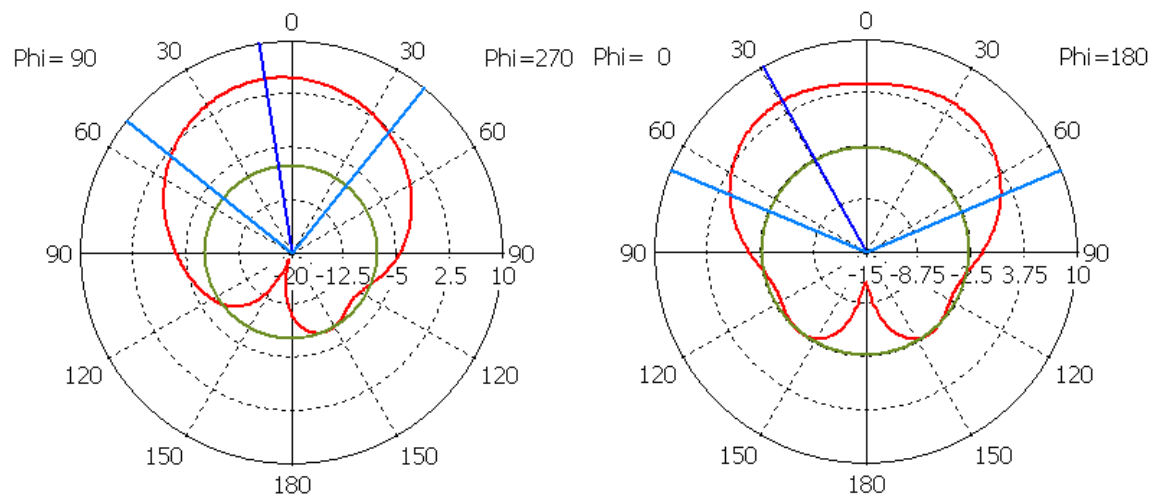
Obr. 3.13. : Geometrické rozměry antény.



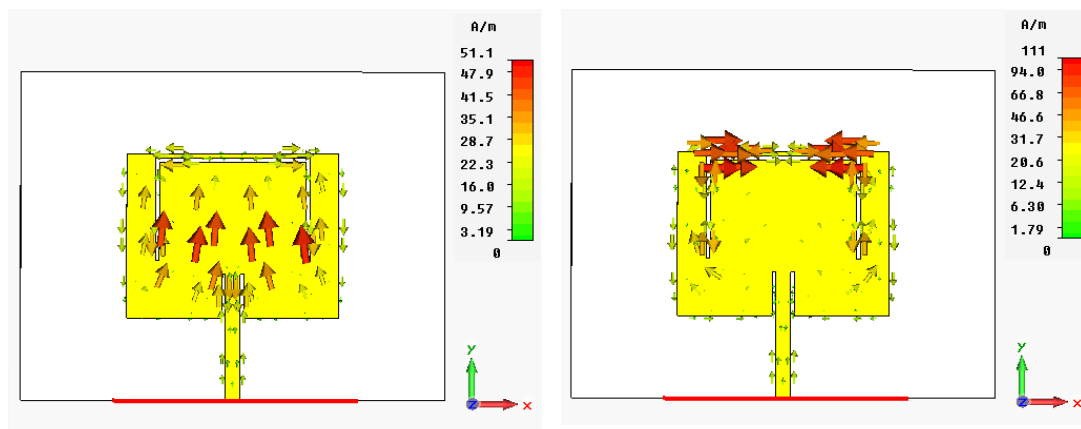
Obr. 3.14 : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} DFA se šěrbinou ve tvaru U.



Obr. 3.15. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_1 = 1,796\text{GHz}$.



Obr. 3.16. : Směrové charakteristiky v rovině E (vlevo) a rovině H (vpravo) pro $f_2 = 2,377\text{GHz}$.



Obr. 3.17. : Rozložení povrchových proudů pro $f_1 = 1,796\text{GHz}$ (vlevo) a $f_2 = 2,377\text{GHz}$ (vpravo).

4 DVOUPÁSMOVÁ FLÍČKOVÁ ANTÉNA SE ŠTĚRBINAMI VE TVARU L

Požadované rezonanční frekvence antény byly během vypracovávání bakalářské práce změněny na $f_1 = 0,9GHz$ a $f_2 = 1,8GHz$ (GSM pásmo). Zároveň byl také změněn materiál - ze sklotextitu FR-4 na Arlon 25N. Parametrickými analýzami výše uvedených dvoupásmových antén bylo zjištěno, že požadovaných frekvencí není možné dosáhnout. Proto bylo navrženo uspořádání jiné, tak jak ukazuje Obr. 4. 1.

4.1 Návrh základních rozměrů antény

Nejprve bylo nutné přepočítat rozměry flíčku tak, aby rezonoval na frekvenci $0,9GHz$.

Všechny potřebné veličiny jsou určeny dosazením konkrétních hodnot do vzorců uvedených v kapitole 1.2. Použitý materiál je Arlon 25N, s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a tloušťkou $h = 1,524mm$.

Šířka flíčku W je vypočtena dle vzorce (1.2.1)

$$W = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0,9 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{\frac{3,38+1}{2}}} = 112,6mm$$

Efektivní relativní permitivita je vypočtena dle vzorce (1.2.2)

$$\epsilon_{eff} = \frac{3,38+1}{2} + \frac{3,38-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{1,524 \cdot 10^{-3}}{112,6 \cdot 10^{-3}}\right)^{-\frac{1}{2}} = 3,2937$$

Efektivní prodloužení délky flíčku je vypočteno dle vzorce (1.2.3)

$$\Delta L = 0,412 \cdot 1,524 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{3,2937 + 0,3}{3,2937 - 0,258} \cdot \frac{\frac{112,6 \cdot 10^{-3}}{1,524 \cdot 10^{-3}} + 0,264}{\frac{112,6 \cdot 10^{-3}}{1,524 \cdot 10^{-3}} + 0,8} = 0,74mm$$

Efektivní délka flíčku je vypočtena dle vzorce (1.2.4)

$$L_{eff} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0,9 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,2937}} = 91,84mm$$

Skutečná délka flíčku je vypočtena dle vzorce (1.2.5)

$$L = 91,84 - 2 \cdot 0,74 = 90,36mm$$

Dále bylo nutné určit šířku napájecího mikropásku pro použitý substrát:

Dosazením do vzorce (2.1.3) a (2.1.4) získáme hodnoty pomocných proměnných a a b :

$$a = \frac{50}{60} \cdot \sqrt{\frac{3,38+1}{2}} + \frac{3,38-1}{3,38+1} \cdot (0,23 + \frac{0,11}{3,38}) = 1,376$$

$$b = \frac{60 \cdot \pi^2}{50 \cdot \sqrt{3,38}} = 6,442$$

Výpočet šířky mikropáskového vedení pro konstantu $a \leq 1,52$ je proveden dosazením do vzorce (2.1.5):

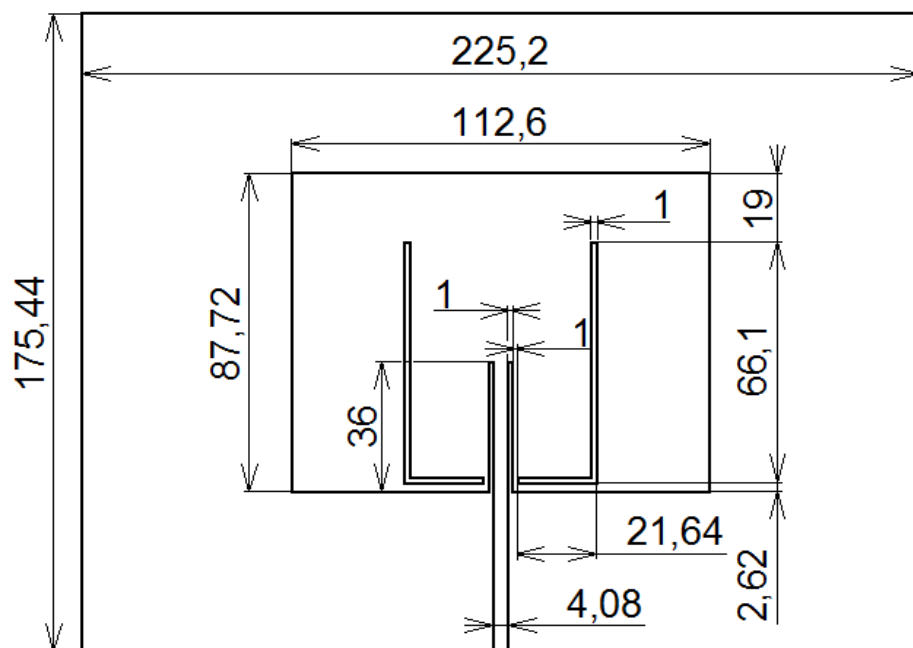
$$W_s = 1,524 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \left\{ 6,442 - 1 - \ln(2 \cdot 6,442 - 1) + \frac{3,38+1}{2 \cdot 3,38} \cdot \left[\ln(6,442 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{3,38} \right] \right\}$$

$$W_s = 4,08mm$$

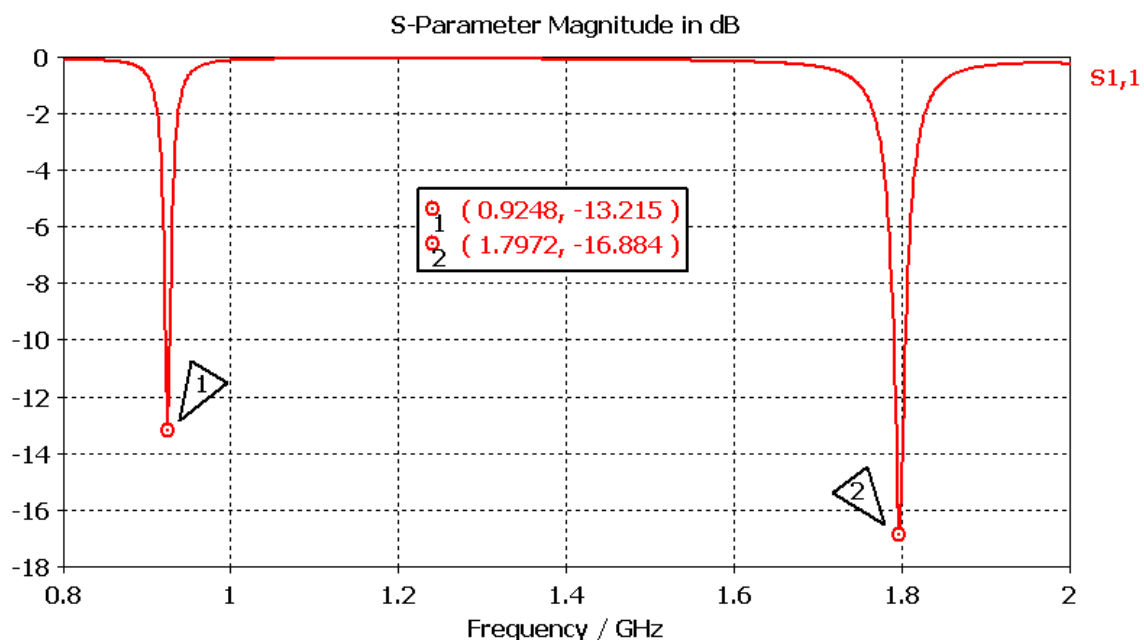
4.2 Analýza vlastností antény

Přesné geometrické rozměry antény jsou uvedeny na Obr. 4. 1 . Přibližné rozměry antény a štěrbin získané parametrickými analýzami byly optimalizovány pomocí optimalizačního nástroje programu CST Microwave Studio. Byla využita kombinace globálního optimalizačního algoritmu (Metoda roje částic) a lokálního optimalizačního algoritmu (Nelder Mead Simplex).

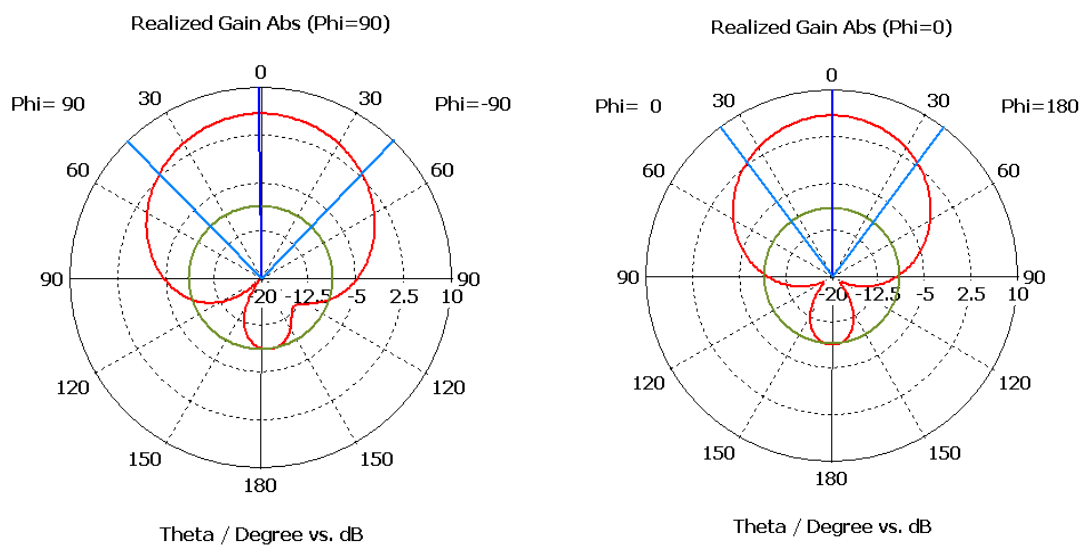
Frekvenční závislost s_{11} parametru simulované antény je na Obr. 4.2 . Anténa má dva rezonanční kmitočty, nižší na frekvenci $f_1 = 0,9248GHz$ (činitel odrazu má hodnotu $-13,215dB$) a vyšší na frekvenci $f_2 = 1,7972GHz$ (činitel odrazu $-16,884dB$). Směrové charakteristiky na nižším rezonančním kmitočtu jsou na Obr.4.3. Směrové charakteristiky antény na vyšším rezonančním kmitočtu jsou na Obr.4.4. Na tomto kmitočtu dochází k deformaci směrové charakteristiky, jelikož je vyšší rezonanční kmitočet antény téměř dvojnásobkem nižšího, vznikají na kratší hraně flíčku místo jedné půlvlny půlvlny dvě. Rozložení proudů na povrchu flíčku na nižší i vyšší rezonanční frekvenci je na Obr. 4. 5. Zde je možno pozorovat vznik dvou půvlň na vyšším rezonančním kmitočtu.



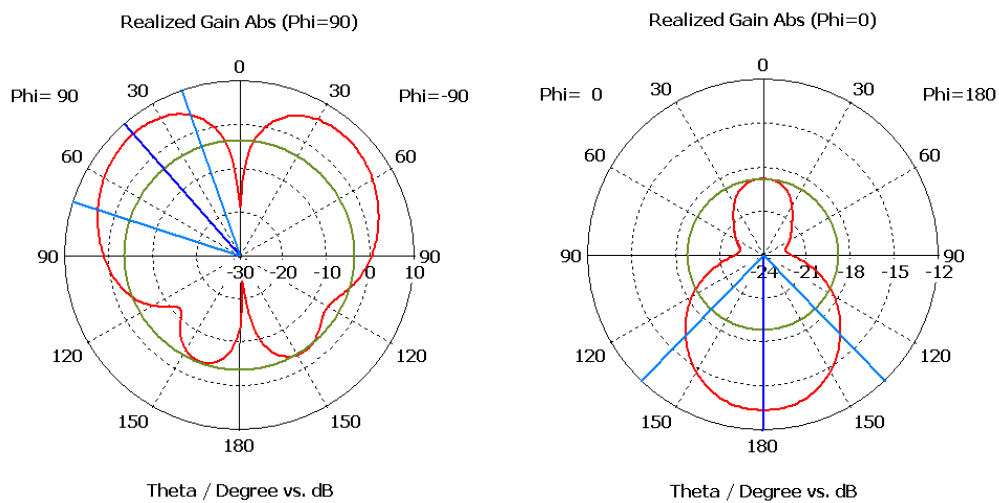
Obr. 4. 1. : Geometrické rozměry antény.



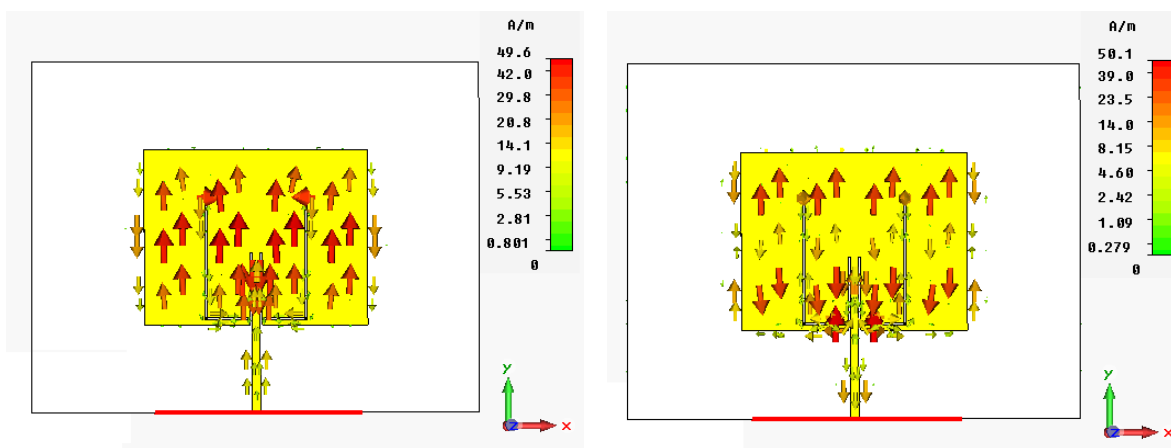
Obr. 4. 2. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11}



Obr. 4.3. : Směrové charakteristiky pro $f_1 = 0,9248GHz$ - rovina E (vlevo), rovina H (vpravo).



Obr. 4.4. : Směrové charakteristiky pro $f_2 = 1,7972GHz$ - rovina E (vlevo), rovina H (vpravo).



Obr. 4. 5. : Rozložení povrchových proudů – pro $f_1 = 0,9248\text{GHz}$ vlevo, pro $f_2 = 1,7972\text{GHz}$ vpravo

4.3 Měření antény a srovnání se simulací

Vyrobená anténa byla proměřena v laboratořích Ústavu radioelektroniky. Přenosová charakteristika a průběhy vstupní impedance byly změřeny na přístroji Rohde & Schwarz ZVL6 Vector Network Analyzer. Směrové charakteristiky antény byly změřeny v bezodrazové komoře UREL.

Na Obr. 4. 6. je srovnání frekvenční závislosti s_{11} parametru antény simulované a antény měřené. Nižší rezonanční kmitočet klesl oproti simulaci na $f_1 = 0,918\text{GHz}$, činitel odrazu má hodnotu $-22,854\text{dB}$. Vyšší rezonanční kmitočet klesl na frekvenci $f_1 = 1,788\text{GHz}$, činitel odrazu na této frekvenci má hodnotu $-34,369\text{dB}$.

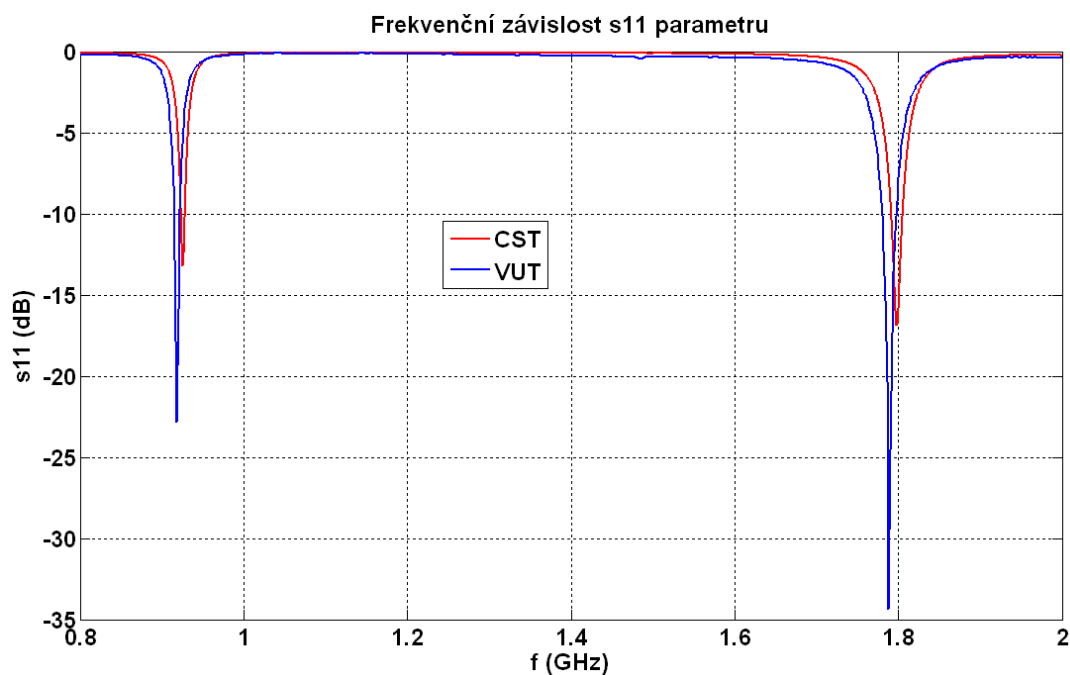
Obr. 4. 7. ukazuje frekvenční závislost reálné složky vstupní impedance antény. Na nižší rezonanční frekvenci má reálná složka vstupní impedance simulované antény hodnotu $51,09\Omega$, hodnota naměřená je $43,19\Omega$. Na vyšší rezonanční frekvenci má reálná složka vstupní impedance simulované antény hodnotu $39,60\Omega$, hodnota naměřená je $48,41\Omega$.

Na Obr. 4. 8. je znázorněna frekvenční závislost imaginární složky vstupní impedance antény. Na nižší rezonanční frekvenci má imaginární složka vstupní impedance simulované antény hodnotu $2,26\Omega$, hodnota naměřená je $-0,22\Omega$. Na vyšší rezonanční frekvenci má imaginární složka vstupní impedance simulované antény hodnotu $7,59\Omega$, hodnota naměřená je $1,31\Omega$.

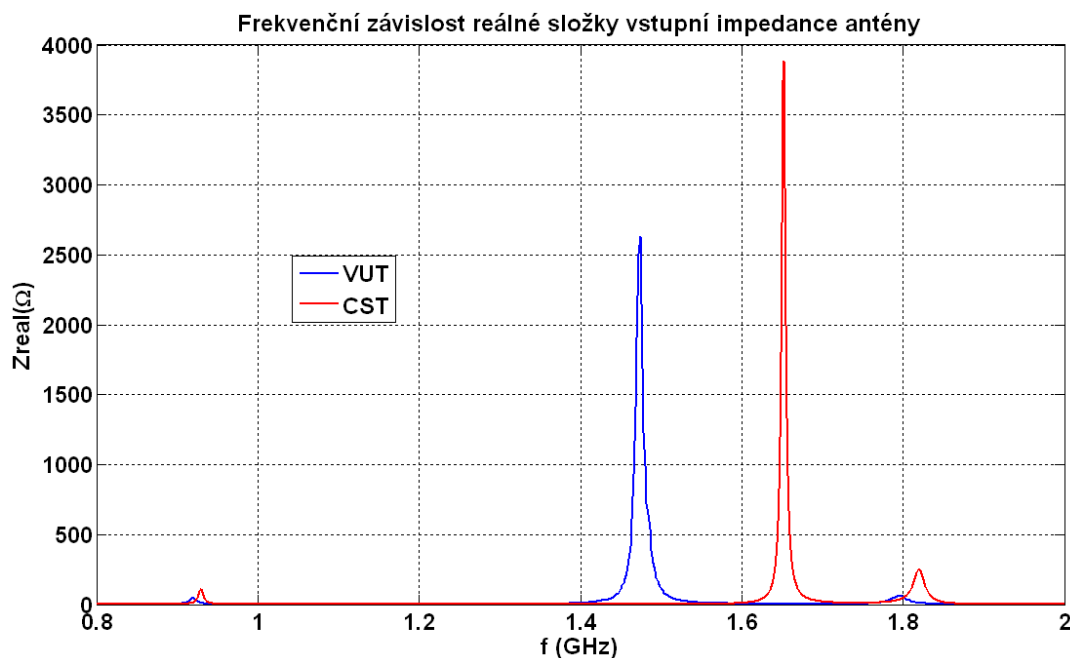
Směrové charakteristiky antény pro nižší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 4. 9. Charakteristiky simulované i měřené si odpovídají jak v rovině E (vlevo), tak v rovině H (vpravo). Zisk v rovině E antény simulované je $5,8\text{dB}$, naměřený $3,77\text{dB}$. V rovině H je zisk simulované antény opět $5,8\text{dB}$, antény měřené $4,52\text{dB}$.

Směrové charakteristiky antény pro vyšší rezonanční frekvenci jsou zobrazeny na Obr. 4. 10. Charakteristiky simulované i měřené se v rovině E shodují, v rovině H se měřená charakteristika liší od simulované. Zisk antény simulované v rovině E je $6,9\text{dB}$,

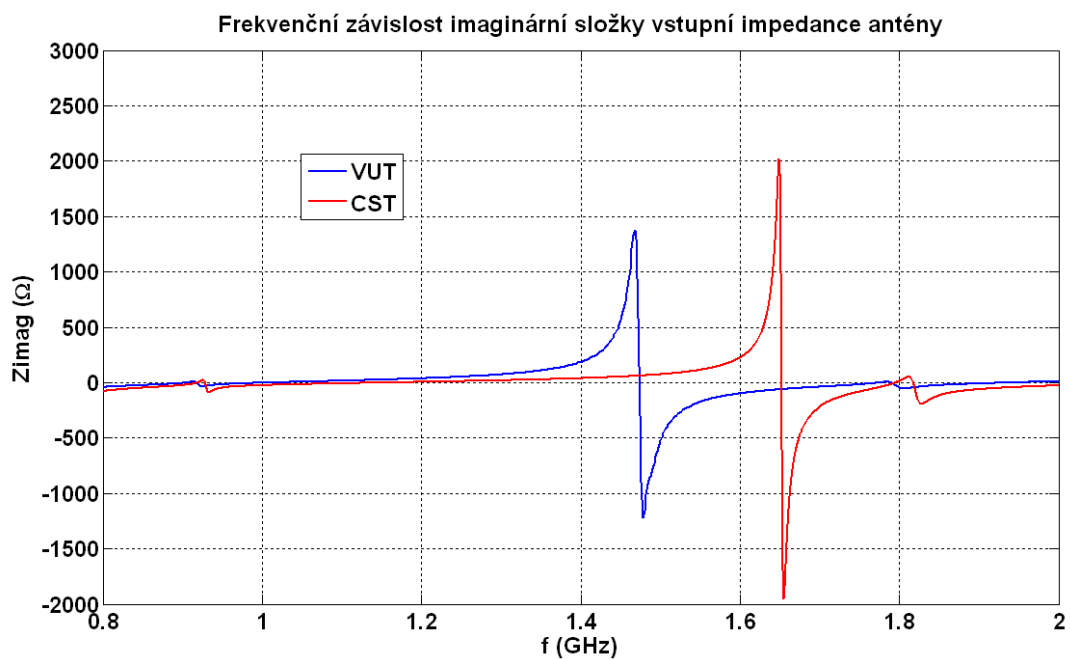
antény měřené $6,83\text{dB}$. V rovině H je zisk simulované antény $-13,4\text{dB}$, měřený $-9,12\text{dB}$.



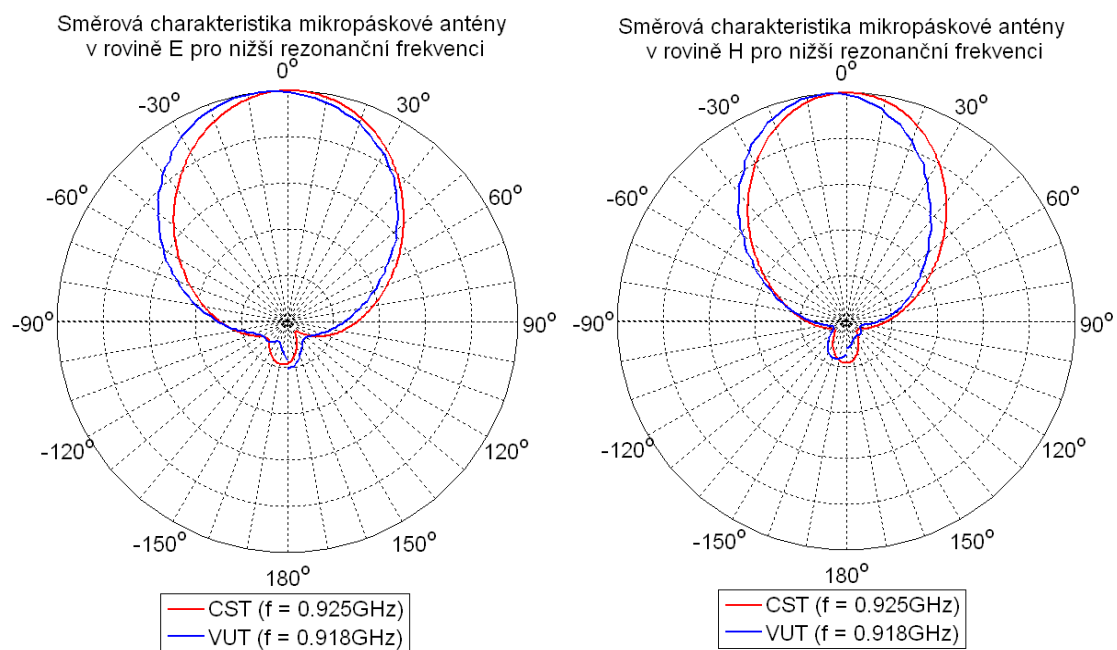
Obr. 4. 6. : Frekvenční závislost činitele odrazu s_{11} antény – simulace (CST) a měření (VUT).



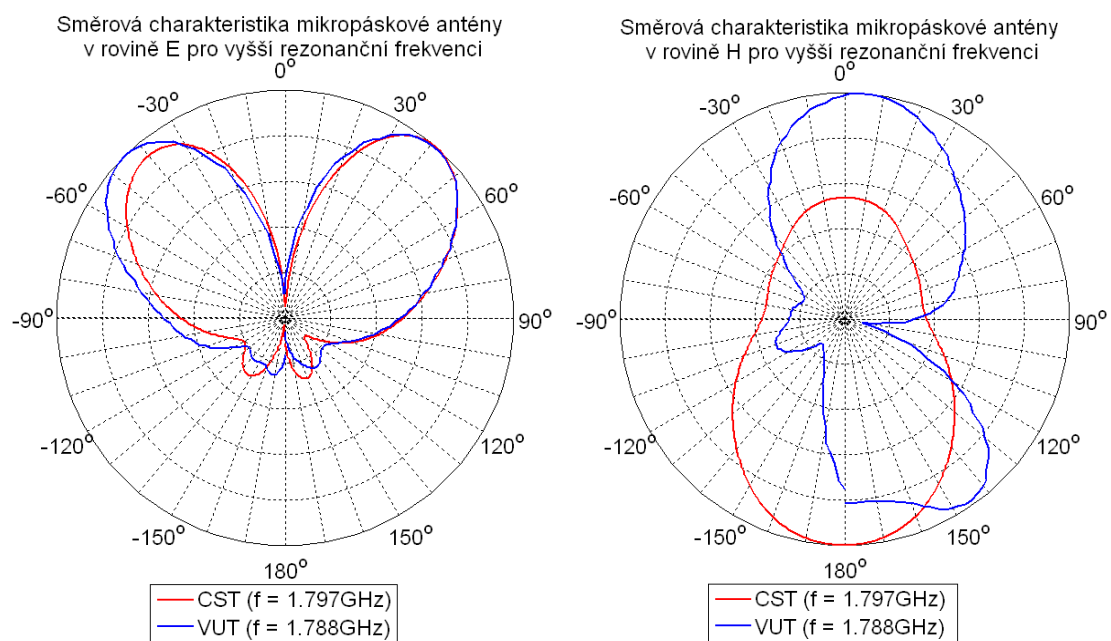
Obr. 4. 7. : Frekvenční závislost reálné složky vstupní impedance antény – simulace a (CST) měření (VUT).



Obr. 4. 8. : Frekvenční závislost imaginární složky vstupní impedance antény – simulace (CST) a měření (VUT).



Obr. 4. 9. : Směrové char. pro nižší rezonanční frekvenci – simulace (CST) a měření (VUT).



Obr. 4. 10. : Směrové char. pro vyšší rezonanční frekvenci – simulace (CST) a měření (VUT).

5 ZÁVĚR

Nejprve byla navržena jednopásmová flíčková anténa. Tato byla poté simulována, byly použity čtyři různé druhy napájení – vloženým mikropáskovým vedením, koaxiální sondou, blízkým vedením a vazební šterbinou. Ve všech případech se bylo dosaženo dobrého přizpůsobení antény – reálná část vstupní impedance antény se blížila $Z_{real} \cong 50\Omega$ a imaginární část odpovídala požadované hodnotě $Z_{imag} \cong 0\Omega$. Pro aplikaci na vícepásmové anténě bylo zvoleno napájení vloženým mikropáskovým vedením, jeho vlastnosti se oproti ostatním liší jen minimálně a je nejsnadnější jej prakticky realizovat.

V další části práce byla ověřena činnost dvoupásmové flíčkové antény. Z různých způsobů provedení bylo zvoleno jednovrstvé s vyřezanými šterbinami. Tento způsob je opět nejjednodušší pro praktickou realizaci. Byly vybrány tři různé tvary šterbin – šterbiny zalomené, šterbiny schodovité a šterbina ve tvaru U. Pro všechny tři vytvořené modely platí následující: bylo dosaženo dvou rezonančních frekvencí, na každé z rezonančních frekvencí bylo dosaženo hodnoty činitele odrazu $s_{11} < -10dB$. U všech tří modelů však došlo k deformaci směrových charakteristik na vyšší rezonanční frekvenci f_2 .

Dalším krokem bylo zadání konkrétních frekvencí, na kterých má anténa pracovat. Byly zvoleny $f_1 = 0,9GHz$ a $f_2 = 1,8GHz$. Výše uvedené numerické modely se nepodařilo na požadované frekvence naladit. Proto bylo navrženo nové uspořádání – anténa se dvěma šterbinami ve tvaru L. Protože došlo také ke změně použitého substrátu (z FR-4 na Arlon 25N), bylo nutné rozměry antény znovu určit tak, aby její základní pracovní kmitočet byl $0,9GHz$.

Navržená anténa byla numericky modelována, vyrobena a experimentálně proměřena. Získané poznatky jsou následující: simulovaná anténa rezonuje na frekvencích $f_1 = 0,9248GHz$ a $f_2 = 1,7972GHz$. Činitel odrazu na nižší rezonanční frekvenci má hodnotu $-13,215dB$, na vyšší hodnotu $-16,884dB$. Anténa vyrobená má nižší rezonanční kmitočet $f_1 = 0,918GHz$ ($s_{11} = -22,854dB$) $f_2 = 1,788GHz$ ($s_{11} = -34,369dB$). V praxi došlo k mírnému poklesu obou rezonančních frekvencí, došlo však také k poklesu činitele odrazu na obou frekvencích - anténa je lépe impedancečně přizpůsobená. Směrové charakteristiky vyrobené antény odpovídají směrovým charakteristikám, které byly získány pomocí simulace. Zisky antény na obou frekvencích v obou rovinách se také shodovaly s teorií. Nižší rezonanční kmitočet - zisk v rovině E antény simulované je $5,8dB$, naměřený $3,77dB$; v rovině H je zisk simulované antény opět $5,8dB$, antény měřené $4,52dB$. Vyšší rezonanční kmitočet - zisk antény simulované v rovině E je $6,9dB$, antény měřené $6,83dB$; v rovině H je zisk simulované antény $-13,4dB$, měřený $-9,12dB$.

Nedostatkem antény je fakt, že na vyšší rezonanční frekvenci dochází k deformaci směrových charakteristik v rovině E i H. Tato deformace je způsobena vznikem dvou půlvln na kratší rezonující hraně flíčku, namísto půlvlny jedné. Výše uvedený jev je dán tím, že vyšší rezonanční frekvence je téměř dvojnásobkem rezonanční frekvence nižší.

LITERATURA

- [1] RAIDA, Z. a kol., *Multimediální učebnice* [online]. Dostupné z WWW:
<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>.
- [2] BALANIS, A. C. *Antenna Theory: Analysis and Design, Third Edition*, 2/E. New Jersey: John Wiley and Sons, 2005.
- [3] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL, I., ITTIPIBOON, A. *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, Boston, London, 2001.
- [4] MILLIGAN, T. A. *Modern antenna design*, New Jersey: John Willey & Sons, 2005.
- [5] RAIDA, Z. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení, Počítačová cvičení č.5* [online]. Dostupné z WWW: http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/beva/pc_new/cv05.pdf.
- [6] A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development and Application [online]. Dostupné z WWW:
<http://www.ecs.umass.edu/ece/pozar/aperture.pdf>.
- [7] KUMAR, G., RAY, K. P. *Broadband Microstrip Antennas*. Norwood, Artech House, 2003.
- [8] WONG, K.-L. *Compact and broadband microstrip antennas*. New York: John Wiley and Sons, 2002.
- [9] CST Microwave Studio - Getting Started.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

W	Šířka flíčku [mm]
L	Délka flíčku [mm]
ε_r	Relativní permitivita
h	Výška substrátu [mm]
f	Frekvence [Hz]
c	Rychlost světla [$m \cdot s^{-1}$]
ε_{reff}	Efektivní poměrná permitivita
ΔL	Efektivní prodloužení délky flíčku [mm]
L_{eff}	Efektivní délka flíčku [mm]
L	Skutečná délka flíčku [mm]
G	Vodivost antény [S]
R	Odpor antény [Ω]
R_{in}	Odpor antény v daném místě [Ω]
x_s	Hloubka vniku vloženého mikropásku [mm]
x_p	Vzdálenost koaxiální sondy od středu flíčku [mm]
W_s	Šířka mikropáskového vedení [mm]
a	Pomocná konstanta pro výpočet šířky mikropáskového vedení
b	Pomocná konstanta pro výpočet šířky mikropáskového vedení
Z_0	Charakteristická impedance mikropáskového vedení [Ω]
L_a	Délka štěrby [mm]
W_a	Šířka štěrby [mm]
λ_0	Délka vlny ve vakuu [m]
L_s	Délka otevřeného přizpůsobovacího pahýlu [mm]
λ_g	Délka vlny v daném materiálu [m]
DFA	Dvoupásmová flíčková anténa