

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

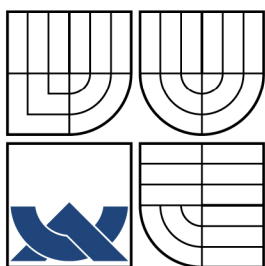
DVOUPÁSMOVÁ ANTÉNA PRO GLOBÁLNÍ NAVIGAČNÍ SATELITNÍ SYSTÉM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

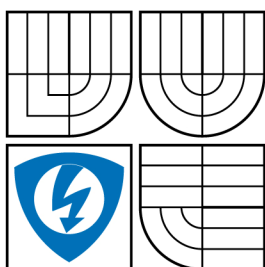
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Tomáš Mikulášek

BRNO 2009



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**

DVOUPÁSMOVÁ ANTÉNA PRO GLOBÁLNÍ NAVIGAČNÍ SATELITNÍ SYSTÉM

THE DUAL-BAND ANTENNA FOR GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

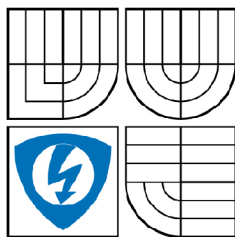
Bc. Tomáš Mikulášek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Tomáš Mikulášek

ID: 83467

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Dvoupásmová anténa pro Globální navigační satelitní systém

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy dvoupásmových flíčkových antén a anténních předzesilovačů. Ze získaných poznatků vyberte anténu a vhodné zapojení předzesilovače pro kmitočtová pásma L1 a L5/E5a. Seznamte se s programem Microwave Office. Vše stručně popište.

Navrhňte, modelujte a optimalizujte anténu a anténní předzesilovač dle požadovaných parametrů daných vedoucím projektem. Optimalizovanou anténu a předzesilovač realizujte a změřte.

Porovnejte a diskutujte výsledky měření s hodnotami získanými modelováním antény a předzesilovače na počítači.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] GAGR, R., BHRTIA, P., BAHL, I., ITTIPIBOON, A. Microstrip Antenna Design Handbook. London: Artech House, 2002.

[2] POZAR, D. Microwave Engineering. New York: J. Wiley and Sons, 2005.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce seznámí čtenáře s moderním typem antén, s mikropáskovými flíčkovými anténami. V teoretické části jsou představeny nejběžnější typy mikropáskových antén, jejich parametry a způsoby napájení. Tato část se dále zabývá kruhovou polarizací u mikropáskových antén. V praktické části je uveden návrh aktivní dvoupásmové kruhově polarizované antény pro globální navigační satelitní systém v programu AWR Microwave Office. Navrhovaná anténa se skládá ze dvou čtvercových kruhově polarizovaných flíčků umístěných nad sebou. Jejich rezonanční kmitočty se nacházejí v pásmech L1 + E1 a L5 + E5a. Anténní předzesilovač je složen z nízkošumového tranzistoru a dvoupásmové propusti. Práce popisuje realizaci a měření dvoupásmové antény v bezodrazové komoře a také prezentuje výsledky měření anténního předzesilovače.

Klíčová slova

Flíčková anténa, dvoupásmová anténa, aktivní anténa, kruhová polarizace, předzesilovač, Microwave Office, GPS.

Abstract

This master's thesis introduces to the reader with a modern antenna type the microstrip patch antennas. The most common types of microstrip antennas and their parameters and feeding methods are introduced in the theoretical section of this master's thesis. This section deals with the circularly polarized microstrip antennas. Design of an active dual-band circularly polarized antenna for global navigation satellite application in the AWR Microwave Office is presented in the practical section. The proposed single-fed dual-band circularly polarized design is achieved using two stacked square microstrip patches. The antenna operates at the L1 + E1 and L5 + E5a frequency bands. Antenna preamplifier consists of a low-noise transistor and a dual-band band-pass filter. The thesis describes realization and measurement results of the dual-band antenna performance in the anechoic chamber. Measured results of the preamplifier performance are presented.

Keywords

Patch antenna, dual-band antenna, active antenna, circular polarization, preamplifier, Microwave Office, GPS.

MIKULÁŠEK, T. *Dvoupásmová anténa pro Globální navigační satelitní systém*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 64 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Dvoupásmová anténa pro Globální navigační satelitní systém 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 29. května 2009

.....

(podpis autora)

Poděkování

Děkuji odbornému vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Bílkovi ze společnosti Honeywell a vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za odbornou pomoc a cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....

(podpis autora)

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Mikropáskové antény	2
1.1 Úvod.....	2
1.2 Metody analýzy mikropáskových antén	2
1.3 Typy mikropáskových antén.....	3
1.3.1 Obdélníkový a čtvercový flíček	3
1.3.2 Kruhový a eliptický flíček.....	4
1.3.3 Trojúhelníkový a prstencový flíček	4
1.4 Vliv použitého dielektrického substrátu na parametry mikropáskové antény	4
1.5 Napájení mikropáskových antén.....	6
1.5.1 Napájení na okraji flíčku.....	6
1.5.2 Napájení koaxiální sondou	7
1.5.3 Napájení vazební štěrbinou	8
1.6 Parametry mikropáskových antén.....	8
1.6.1 Vstupní impedance antény a impedanční šířka pásma.....	8
1.6.2 Činitel směrovosti, směrová charakteristika a zisk antény	9
1.6.3 Účinnost antény.....	9
1.6.4 Polarizace a osový poměr antény	10
2 Kruhově polarizované mikropáskové antény	11
2.1 Generování kruhově polarizované vlny	11
2.1.1 Dvoubodové napájení.....	11
2.1.2 Napájení v jednom bodě.....	12
3 Návrh a realizace dvoupásmové antény	15
3.1 Výběr vhodného provedení dvoupásmové antény	15
3.2 Struktura dvoupásmové antény.....	15
3.3 Rozměry čtvercových flíčků.....	16
3.4 Modelování antény.....	19
3.5 Výsledky modelování	21
3.6 Realizace dvoupásmové antény	25

3.7	Měření dvoupásmové antény	25
3.7.1	Výsledky měření první antény	26
3.7.2	Výsledky měření druhé antény.....	28
3.7.3	Výsledky měření třetí antény	30
3.8	Měření dvoupásmové antény v bezodrazové komoře.....	32
3.8.1	Měření osového poměru antény	32
3.8.2	Měření směrových charakteristik antény	33
3.8.3	Měření charakteristik záření antény pro kruhově polarizovanou vlnu.....	34
3.8.4	Shrnutí výsledků měření v bezodrazové komoře	34
4	Nízkošumové zesilovače	36
4.1	Struktura nízkošumového zesilovače.....	36
4.1.1	Zisk zesilovače	37
4.1.2	Šumové číslo	37
4.1.3	Stabilita zesilovače.....	38
5	Návrh a realizace anténního předzesilovače	39
5.1	Výběr tranzistoru předzesilovače.....	39
5.2	Návrh a simulace zesilovače	40
5.3	Výpočet pracovního bodu zesilovače	45
5.4	Pásmová propust	47
5.5	Realizace a měření zesilovače	48
6	Závěr	50
	Seznam literatury	51
	Seznam příloh	52

Seznam obrázků

Obr. 1.1	Příklad provedení mikropáskové antény.....	2
Obr. 1.2	Příklady motivů flíčkových antén.....	3
Obr. 1.3	Vliv tloušťky dielektrického substrátu na šířku pásma mikropáskové antény pro různé velikosti relativní permitivity dielektrického substrátu.	5
Obr. 1.4	Vliv tloušťky dielektrického substrátu na ztráty vlivem šíření povrchové vlny pro různé velikosti relativní permitivity dielektrického substrátu.	6
Obr. 1.5	Napájení mikropáskovým vedením: (a) na okraji flíčku; (b) vnořené napájení.	7
Obr. 1.6	Napájení mikropáskové antény koaxiální sondou.	7
Obr. 1.7	Napájení mikropáskové antény vazební štěrbinou.	8
Obr. 2.1	Uspořádání dvoubodového ortogonálního napájení s děličem výkonu.	11
Obr. 2.2	Příklad zavedení poruchových segmentů do tvaru zářiče.....	12
Obr. 2.3	Amplituda a fáze ortogonálních modů u jednobodově napájené kruhově polarizované mikropáskové antény.	12
Obr. 3.1	Struktura navrhované dvoupásmové antény.....	15
Obr. 3.2	Vypočítané rozměry navrhované dvoupásmové antény.	19
Obr. 3.3	Umístění modelované antény v boxu simulátoru AWR EMSight.....	20
Obr. 3.4	Roh flíčku - mřížkování: a) příliš jemné b) vyhovující c) špatně zvolené. ...	21
Obr. 3.5	Rozměry první antény.....	22
Obr. 3.6	Simulovaná vstupní impedance první antény v kartézských souřadnicích....	22
Obr. 3.7	Simulovaná vstupní impedance první antény ve Smithově impedančním diagramu.	23
Obr. 3.8	Simulovaný osový poměr první antény, pásmo E5a.....	23
Obr. 3.9	Simulovaný osový poměr první antény, pásmo L1.	23
Obr. 3.10	Simulované směrové charakteristiky antény pro vyzařování pravotočivé a levotočivé kruhově polarizované vlny na kmitočtu 1176 MHz (vlevo) a 1575 MHz (vpravo) v rovině antény X.....	24
Obr. 3.11	Simulované směrové charakteristiky antény pro vyzařování pravotočivé a levotočivé kruhově polarizované vlny na kmitočtu 1176 MHz (vlevo) a 1575 MHz (vpravo) v rovině antény Y.....	24
Obr. 3.12	Vstupní impedance první antény v kartézských souřadnicích.....	26
Obr. 3.13	Změřená vstupní impedance první antény ve Smithově impedančním diagramu.	26
Obr. 3.14	Změřená vstupní impedance korigované první antény v kartézských souřadnicích.....	27
Obr. 3.15	Změřená vstupní impedance korigované první antény ve Smithově impedančním diagramu.....	28
Obr. 3.16	Rozměry druhé antény.....	28

Obr. 3.17	Změřená vstupní impedance druhé antény v kartézských souřadnicích.....	29
Obr. 3.18	Změřená vstupní impedance druhé antény ve Smithově impedančním diagramu.	29
Obr. 3.19	Rozměry třetí antény.....	30
Obr. 3.20	Postupná změna vstupní impedance třetí antény při zařezávání rohů horního flíčku.	31
Obr. 3.21	Postupná změna vstupní impedance třetí antény při zařezávání rohů horního flíčku zobrazená ve Smithově impedančním diagramu.	31
Obr. 3.22	Konečné rozměry třetí antény.....	32
Obr. 3.23	Změřená závislost osového poměru na frekvenci, pásmo E5a.	33
Obr. 3.24	Změřená závislost osového poměru na frekvenci, pásmo L1.....	33
Obr. 4.1	Struktura nízkošumového zesilovače.....	36
Obr. 5.1	Blokové schéma navrhované aktivní antény.	39
Obr. 5.2	Katalogové zapojení nízkošumového tranzistoru ATF-54143. [9]	40
Obr. 5.3	Rolletův činitel stability tranzistoru ATF-54143.....	40
Obr. 5.4	Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu.	41
Obr. 5.5	Vstupní přizpůsobovací obvod včetně napájecího filtru.....	42
Obr. 5.6	Rozptylové parametry vstupního přizpůsobovacího filtru.....	42
Obr. 5.7	Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu.	43
Obr. 5.8	Výstupní přizpůsobovací obvod včetně napájecího filtru.....	43
Obr. 5.9	Simulované rozptylové parametry nízkošumového zesilovače.	44
Obr. 5.10	Simulovaná kmitočtová závislost šumového čísla zesilovače a porovnání s minimálním dosažitelným šumovým číslem.....	44
Obr. 5.11	Schéma zapojení nízkošumového zesilovače s ATF-54143.....	46
Obr. 5.12	Zapojení keramických diplexerů.	47
Obr. 5.13	Detail změřené přenosové charakteristiky filtru skládajícího se ze dvou keramických diplexerů.....	48
Obr. 5.14	Změřená přenosová charakteristika filtru skládajícího se ze dvou keramických diplexerů.....	48

Seznam tabulek

Tab. 3.1	Výsledky obou postupů výpočtu flíčků.	18
Tab. 3.2	Vypočítané rozměry flíčků.	19
Tab. 3.3	Testované typy dvousložkových lepidel.	25
Tab. 3.4	Parametry dvoupásmové antény odečtené z charakteristik záření.	35
Tab. 5.1	Parametry keramického diplexeru AM1230-1560D810.	47
Tab. 5.2	Simulované a změřené parametry navrhovaného zesilovače.	49

Úvod

Globální navigační satelitní systém (angl. *Global Navigation Satellite System*, zkr. GNSS) je chápán jako soubor všech současných navigačních systémů (americký systém GPS, ruský systém GLONASS, nově budovaný evropský systém GALILEO atd.). Signál vysílaný družicemi je zpracováván přijímačem, který využívá pro příjem signálů anténu pracující s pravotočivou kruhovou polarizací. Pro zjednodušení koncepce přijímačů pracuje americký a evropský systém částečně ve stejných kmitočtových pásmech.

Cílem této diplomové práce je navrhnout dvoupásmovou aktivní anténu pro příjem signálů v pásmech L1 + E1 (1575,42 MHz) a L5 + E5a (1176,45 MHz) pracující s pravotočivou kruhovou polarizací. Konkrétní požadavky na parametry antény jsou uvedeny v příloze A. Diplomová práce vznikla za podpory firmy Honeywell.

V první řadě návrhu je potřeba zvolit vhodné provedení antény a tuto strukturu dále modelovat v programu AWR Microwave Office. Na základě získaných výsledků realizované antény pak provést případnou optimalizaci návrhu. Na závěr se uskuteční měření osového poměru a směrových charakteristik záření dvoupásmové antény v bezodrazové komoře.

Součástí antény má být nízkošumový předzesilovač. Požadavky na něj kladené v příloze A lze zcela dodržet s jednostupňovým zesilovačem. Zesilovač s vybraným tranzistorem má splňovat jistou selektivitu, které dosáhne spolu s navrženým filtrem.

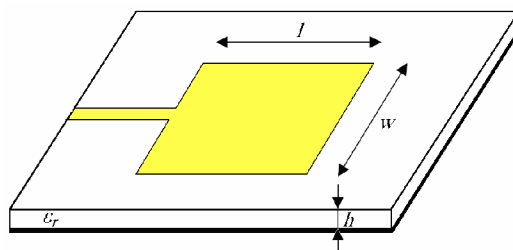
Výsledkem práce by měla být aktivní dvoupásmová anténa s výstupem v podobě jednoho SMA konektoru.

1 Mikropáskové antény

Úvodní kapitola o mikropáskových anténách nabízí základní přehled o tvarech (typech) motivů mikropáskových antén a o způsobech jejich napájení. Jsou zde uvedeny i vlivy dielektrických substrátů na výsledné parametry mikropáskových antén. Výchozím zdrojem informací pro napsání kapitoly 1 (kromě části 1.6) byla publikace [1].

1.1 Úvod

V poslední době, díky častějšímu využívání různých služeb bezdrátových komunikací pracujících v decimetrovém až milimetrovém pásmu, se staly mikropáskové antény velice rozšířeným druhem antén. Z rozsáhlého druhu aplikací je možno zmínit například použití v radarové a letecké technice či mobilní a satelitní komunikaci. Pro tato použití je předurčují jejich výhodné vlastnosti: malé rozměry, nízká hmotnost a díky jednoduchosti výroby technologií plošných spojů též nízká cena a dobrá reprodukovatelnost. Naopak nevýhodou těchto antén je jejich úzké pracovní pásmo, nízký zisk a menší výkonová zatížitelnost (většího výkonového zatížení se dosahuje anténními řadami). Rovněž mohou nastat problémy s napájením antény, kdy parazitní vyzařování napájecího mikropáskového vedení či holého živého vodiče koaxiálního vedení může částečně deformovat směrovou charakteristiku antény. Na obrázku 1.1 je ukázán příklad mikropáskové antény buzené mikropáskovým napájecím vedením.



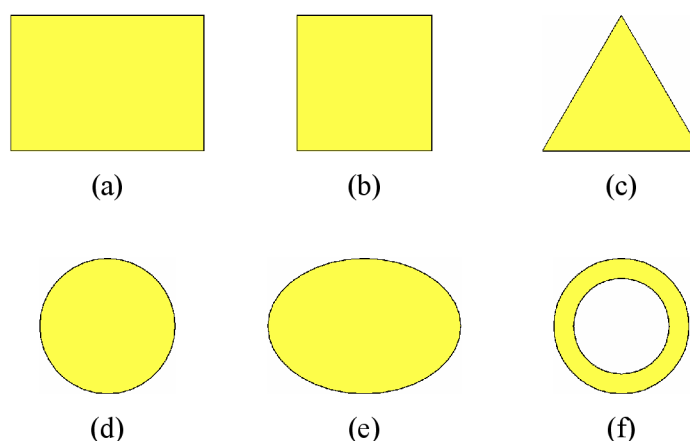
Obr. 1.1 Příklad provedení mikropáskové antény.

1.2 Metody analýzy mikropáskových antén

Mikropásková anténa je relativně komplikovaný anténní zářič. V zásadě jde o rezonanční anténu umístěnou v nehomogenním prostředí. K popsání vlastností takového anténního zářiče existuje v současnosti mnoho rozdílných metod. Dobrý fyzikální náhled na princip činnosti dává například model přenosového vedení, je však méně přesný. Na mikropáskovou anténu lze také pohlížet jako na dutinový rezonátor. Tento model je složitější, avšak poskytuje přesnější výsledky. Nejpresnější výsledky podává úplná (vlnová) analýza anténního zářiče metodou momentů, formulovaná v časové nebo frekvenční oblasti.

1.3 Typy mikropáskových antén

Mikropáskové antény (též fličkové antény, z angl. *patch antennas*) patří do skupiny plošných antén. Jedná se o vyzařovací prvky různých tvarů, které jsou vyleptány na vhodném dielektrickém substrátu. Příklady motivů, které jsou zobrazeny na obr. 1.2, patří do skupiny rezonančních antén. Můžeme se také setkat se štěrbinovými anténami a anténami s postupnou vlnou. Spodní stranu nosného substrátu tvoří zemní plocha, jejíž funkce může být chápána obdobně jako reflektor, který má z hlediska napájení nulový potenciál a redukuje vyzařovací diagram jen na jednu polovinu.



Obr. 1.2 Příklady motivů fličkových antén.

1.3.1 Obdélníkový a čtvercový fliček

První a snad nejvíce používaný typ mikropáskové antény je pravoúhlý fliček (obr. 1.2a a obr. 1.2b). Vyleptaná vodivá plocha na povrchu dielektrického substrátu tloušťky h má rozměry $l \times w$, kde l je tzv. rezonanční délka a w je šířka fličku (obr. 1.1). Obecně lze říci, že délka fličku určuje rezonanční kmitočet a k vybuzení nejnižšího pracovního modu by měla mít rozměr rovný přibližně půlce vlnové délky rezonančního kmitočtu.

Šířka fličku ovlivňuje vstupní impedanci stejně jako šířku pásma. Širší fliček má nižší impedanci a větší šířku pásma. Posunutím napájecího bodu mimo osu symetrie podél strany w dochází ke snižování vstupní impedance a může tak být v určitých mezích nalezeno požadované impedanční přizpůsobení. Pravoúhlé fličky mají obecně největší impedanci a šířku pásma, protože jsou rozměrově větší než ostatní motivy. Čtvercový fliček je vhodný ke generování kruhové polarizace, které se věnuje kapitola 2.

1.3.2 Kruhový a eliptický flíček

Na obrázku 1.2d a 1.2e je ukázána geometrie kruhového a eliptického flíčku. Tento tvar je pravděpodobně druhý nejvíce používaný. Oba dva flíčky jsou o něco menší než jejich pravoúhlé protějšky, a jejich zisk a šířka pásma je tedy také menší. Kruhový flíček, stejně jako čtvercový, má jen jeden stupeň volnosti rozměru, a to je průměr. Změnou průměru je tedy kontrolován rezonanční kmitočet kruhového flíčku. Impedančního přizpůsobení antény k napájecímu vedení lze dosáhnout několika způsoby, jak je uvedeno dále v kapitole 1.5.

1.3.3 Trojúhelníkový a prstencový flíček

Trojúhelníkový flíček (obr. 1.2c) lze použít ke generování vysoce přesné kruhové polarizace díky nepřesnosti symetrie této konfigurace. Je však velice úzkopásmový, a proto je jeho použití omezené.

Posledním z uvedených motivů je prstencový flíček (obr. 1.2f). Jeho geometrie je ze všech nejmenší, avšak na úkor šířky pásma a zisku. Největší problém spojený s prstencovým flíčkem je nesnadné vybudování nejnižšího modu a získání vstupní impedance v rezonanci blízké 50Ω (rozsah impedance $150 - 250 \Omega$). Je tedy nutné navrhnout spolu s flíčkem transformační vedení či budit prstencový flíček bezkontaktně elektromagnetickou vazbou. Největší výhodou tohoto uspořádání je řízení rezonančního kmitočtu jak vnitřním, tak vnějším rozměrem prstence. Čím více se přibližují tyto dva rozměry, tím více stoupá impedance flíčku.

1.4 Vliv použitého dielektrického substrátu na parametry mikropáskové antény

Dielektrický substrát tvoří nosnou podložku, na které je nanesený motiv mikropáskové antény, a je tedy základním konstrukčním prvkem antény, který svými vlastnostmi, jak mechanickými, tak fyzikálními, ovlivňuje celkové provedení mikropáskové antény. Spolu s vývojem mikrovlnné techniky se vyvíjely i dielektrické materiály. V dnešní době jsou k dispozici různé substráty s různými vlastnostmi. Mezi základní vlastnosti patří relativní permitivita ϵ_r a činitel dielektrických ztrát $\tan \delta$ a jejich teplotní a frekvenční stálost. Dále tepelná vodivost, homogenita a izotropnost materiálu, rozměrová stabilita (teplotní, vlhkostní, stárnutím) a v neposlední řadě pružnost, křehkost, mechanická opracovatelnost.

Základní dopady tloušťky h a relativní permitivity ϵ_r na parametry mikropáskové antény jsou znázorněny na obrázku 1.3 a 1.4. Impedanční šířka pásma (pro pokles o 10 dB) pro různé velké dielektrické konstanty ϵ_r v závislosti na elektrické tloušťce substrátu je uvedena na obr. 1.3. Jak je znázorněno v grafu, tlustší substrát spolu s nižší relativní permitivitou dosahuje větší šířky pásma antény. Je nutné poznamenat, že není cílem dosahovat větší šířky pásma zvyšováním tloušťky substrátu, protože anténa vyzařuje s vyšší účinností, je-li substrát tenký.

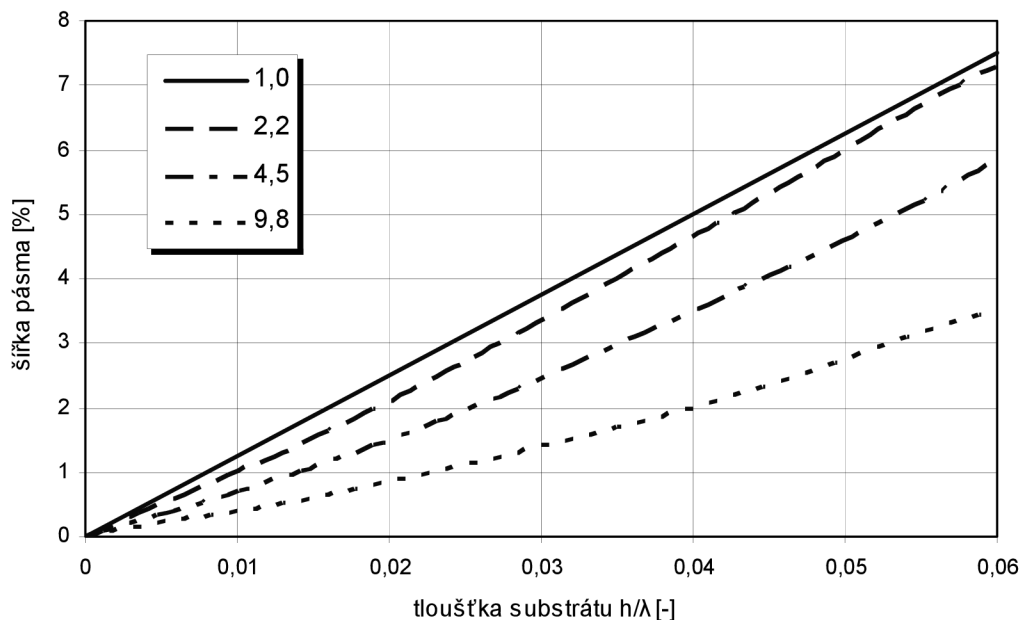
Relativní permitivita dielektrického substrátu ϵ_r má značný vliv na velikost antény. Rezonanční délka l flíčku je rovna polovině délky vlny. Pro tento případ platí

$$l = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1.1)$$

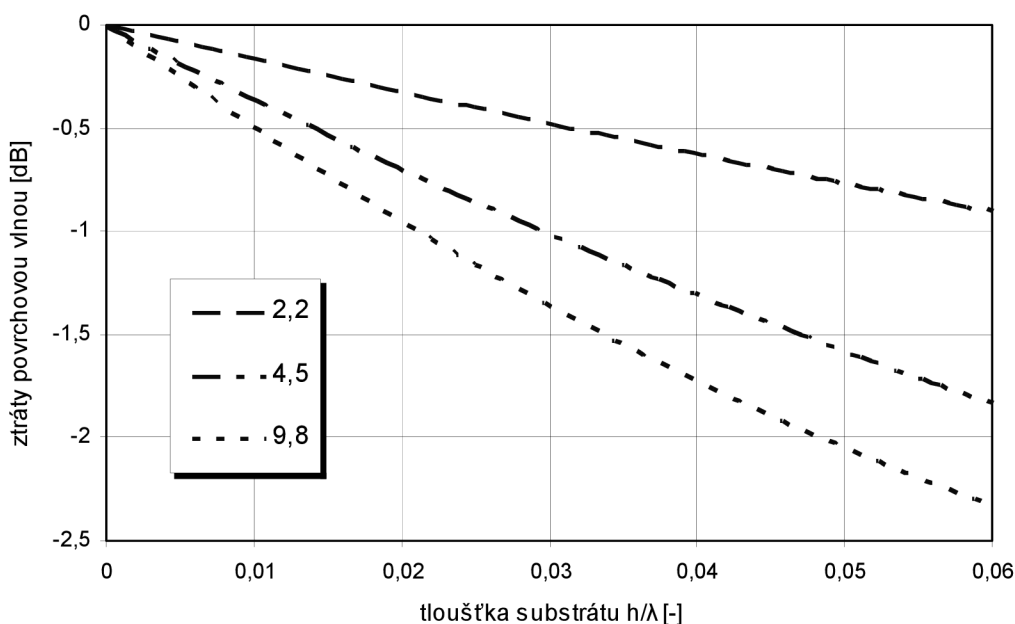
kde c je rychlost světla ve vakuu, f_0 je pracovní kmitočet antény a ϵ_r je relativní permitivita použitého dielektrického substrátu.

Anténa vyrobená z materiálu s nižším ϵ_r je tedy fyzicky větší než anténa z materiálu s větším ϵ_r . Čím je relativní permitivita vyšší, tím je rezonanční délka, a tedy plocha flíčku, nižší. Menší účinná plocha pojme méně výkonu, a anténa pak pracuje s menší účinností. Směrovost takové antény je také menší. Se zvyšující se relativní permitivitou dielektrického substrátu je větší část činného výkonu uvnitř dielektrické podložky, tím se snižuje intenzita rozptylového elektrického pole na okrajích flíčků, a proto účinnost antény klesá (obr. 1.4).

S mikropáskovými anténami jsou spojeny tři druhy ztrát: ztráty ve vodičích (v zářiči), ztráty v dielektriku a ztráty vlivem šíření povrchové vlny. Ztráty v zářiči jsou zapříčiněny především ohmickými ztrátami a vysokofrekvenčním povrchovým (plošným) odporem. Ztráty v dielektriku jsou přímo úměrné ztrátovému činiteli $\tan \delta$ použitého materiálu substrátu. Poslední ztráty vlivem šíření povrchové vlny jsou způsobené šířením elektromagnetické vlny podél rozhraní vzduch-dielektrikum. Tyto ztráty závisí na charakteristice materiálu, zejména na permitivitě a tloušťce dielektrického substrátu.



Obr. 1.3 Vliv tloušťky dielektrického substrátu na šířku pásma mikropáskové antény pro různé velikosti relativní permitivity dielektrického substrátu.



Obr. 1.4 Vliv tloušťky dielektrického substrátu na ztráty vlivem šíření povrchové vlny pro různé velikosti relativní permitivity dielektrického substrátu.

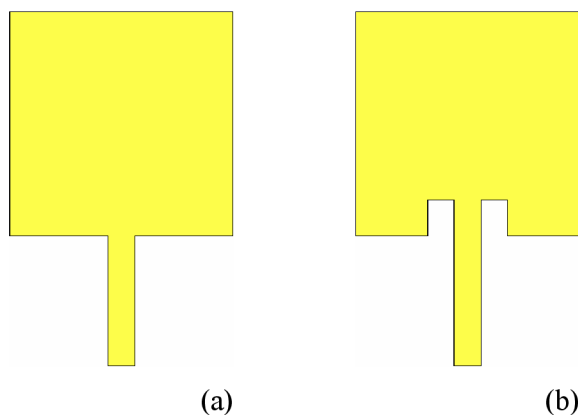
1.5 Napájení mikropáskových antén

Mikropásková anténa, ostatně jako všechny druhy antén, je zařízení sloužící k příjmu nebo k vysílání rádiových signálů. Aby mohla být přijímaná elektromagnetická vlna dále zpracována, indukovaný napěťový signál se musí z antény odvést. Napájení mikropáskových antén se dělí do dvou základních kategorií podle způsobu buzení na přímé (galvanické) a nepřímé (pomocí elektromagnetické vazby). Přímým napájením se rozumí vodivé spojení mikropáskového vedení na okraji flíčku nebo buzení prostřednictvím koaxiální sondy. Provedení napájení elektromagnetickou vazbou je různé. Často se používá buzení vazební štěrbinou mikropáskovým vedením nebo buzení flíčku blízkým polem. Uvedené způsoby lze kombinovat. Například jeden flíček je napájen koaxiální sondou a druhý či další jsou buzeny elektromagnetickou vazbou. Napájení mikropáskové antény je tedy neoddelitelnou součástí antény, a proto se musí jeho výběr zvážit již při samotném počátku návrhu.

1.5.1 Napájení na okraji flíčku

Jednou ze základních napájecích metod mikropáskových antén je napájení na okraji flíčku nesymetrickým mikropáskovým vedením. K okraji flíčku je galvanicky připojeno mikropáskové vedení, které je při výrobě vyleptáno spolu s motivem flíčku. Jde tedy o konstrukčně nejjednodušší řešení. Tento typ napájení je znázorněn na obr. 1.5a. Jak bylo zmíněno již dříve, úroveň vstupní impedance lze měnit šířkou flíčku a nebo také polohou napájecího bodu podél strany w flíčku. Na okraji je však většinou impedance vysoká. Snadno je pak možno nalézt impedanční přizpůsobení vnořením napájecího bodu blíže ke středu zářiče tak, jak je ukázáno na obr. 1.5b. Přibližováním do středu obvykle impedance klesá. Tento způsob napájení je hojně využíván v anténních řadách.

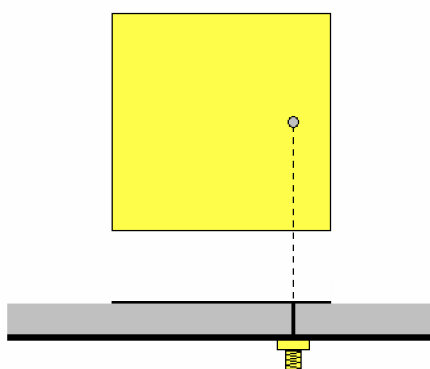
Nevýhodou mikropáskového napájení je nežádoucí vyzařování napájecího vedení, které může ovlivnit výslednou charakteristiku směrového diagramu.



Obr. 1.5 Napájení mikropáskovým vedením: (a) na okraji flíčku; (b) vnořené napájení.

1.5.2 Napájení koaxiální sondou

Druhý často používaný způsob buzení mikropáskových antén je prostřednictvím koaxiální sondy. Střední vodič koaxiálního kabelu prochází zespod zemní plochou a je připojen (připájen) k motivu mikropáskové antény (obr. 1.6). Stínící plášť koaxiálního kabelu je vodivě spojen se zemní plochou. Místo připojení středního vodiče uvnitř flíčku určuje vstupní impedanci antény obdobným způsobem jako u napájení vnořeným mikropáskovým vedením. Navzdory komplikovanosti vyvolané zavedením koaxiální sondy mohou být prvky, jako například měnič fáze nebo filtry řazené na napájecím vedení, umístěny a izolovány od vyzařujících elementů pod zemní plochou. Další výhodou je minimalizace nežádoucího vyzařování napájecího vedení. Je však potřeba počítat se vznikem vazeb mezi napájecím přívodem a elektrickým polem mezi flíčkem a zemní plochou, kdy tato vazba ovlivňuje imaginární složku impedance antény, která se musí kompenzovat.

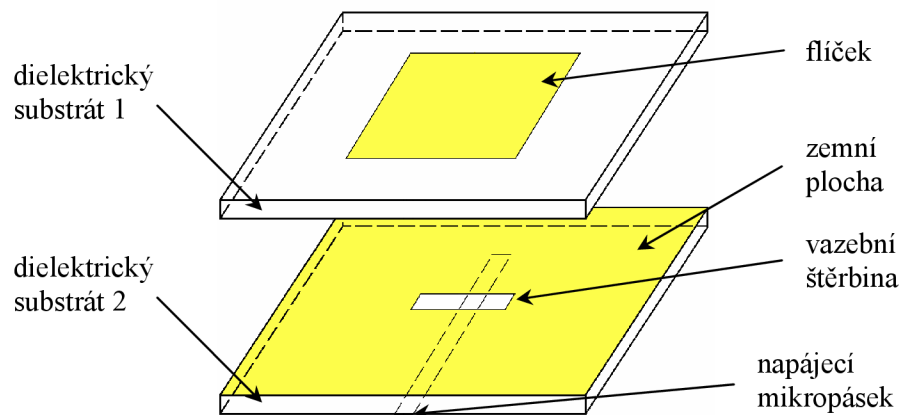


Obr. 1.6 Napájení mikropáskové antény koaxiální sondou.

1.5.3 Napájení vazební štěrbinou

Tento druh buzení je zde uveden jako příklad bezkontaktního mechanismu napájení mikropáskové antény. Jednoduchá třívrstvá struktura je naznačena na obr. 1.7. Desky dielektrického substrátu jsou odděleny zemní plochou a vazba mezi napájením, v tomto případě mikropáskovým vedením, a flíčkovou anténou je realizována skrz tenkou štěrbinu v zemní ploše. Narozdíl od napájení na okraji flíčku oddělené dielektrické desky umožňují zvláště navrhnout napájecí vedení a samotný flíček, a tudíž i jejich samotnou optimalizaci. Maximální vazba vzniká v případě, kdy jsou na sebe štěrbinu a mikropásek kolmé. Účinnost vazby též závisí na umístění štěrbinu vzhledem k flíčku. Napájecí vedení je zakončeno buď čtvrtvlnným vedením naprázdno, nebo jako zkratovaný pahýl (na obr. 1.7 je konec vedení otevřený). Vyzařování mikropásku zvětšuje zpětný lalok směrové charakteristiky, a tím zmenšuje účinnost antény.

Tento typ napájení je velice rozšířen a využíván především pro snadnější integraci s aktivními zařízeními. Výrobní proces na rozdíl od napájení koaxiální sondou nevyžaduje žádné vrtání dielektrických desek a využívá tedy pouze leptací technologii, což je z hlediska ceny nákladů na výrobu výhodou. Podrobnější informace o napájení vazební štěrbinou lze najít v [1].



Obr. 1.7 Napájení mikropáskové antény vazební štěrbinou.

1.6 Parametry mikropáskových antén

Jako každé zařízení, tak i mikropáskové antény lze popsat několika parametry. Některé z nich jsou uvedeny v následující části. Všechny byly čerpány z multimediální učebnice [2].

1.6.1 Vstupní impedance antény a impedanční šířka pásma

Vstupní impedance antény je taková, kterou bychom naměřili na vstupních svorkách antény. Vstupní impedance se skládá z odporu záření R_{Σ} (vynásobením kvadrátem vstupního proudu I_{vst}^2 se dostane činný vyzářený výkon), ze ztrátového odporu R_{ztr}

($R_{ztr} I_{vst}^2$ udává výkon, který se v anténě a jejím okolí mění v teplo) a z reaktance záření X_{Σ} (popisuje vzájemné přelévání energie mezi anténou a elektromagnetickým polem v jejím okolí). Odpor záření a reaktance záření tvoří dohromady impedanci záření.

Impedanční šířka pásma je nejčastěji definovaná jako kmitočtový interval, v němž do antény vstupuje 90 % přiváděné energie (10 % energie se odráží zpět ke generátoru). Popsané situaci odpovídá poměr stojatých vln přibližně rovný dvěma, z čehož lze odvodit velikost činitele odrazu -10 dB.

1.6.2 Činitel směrovosti, směrová charakteristika a zisk antény

Činitel směrovosti D popisuje směrovost vyzařování antény. Činitel směrovosti je větší než jedna v těch směrech, do nichž zdroj záření soustřeďuje, a menší než jedna v těch směrech, v nichž je záření potlačováno. Činitel směrovosti všesměrového zdroje (izotropního zdroje) je pro všechny směry roven jedné.

Směrová charakteristika (směrový diagram) je grafickým vyjádřením směrových vlastností antény. Směrové vlastnosti se přitom vyjadřují ve formě absolutní hodnoty podílu elektrické intenzity vyzařovaného vlnění v daném směru a nejvyšší hodnoty intenzity vyzařovaného vlnění (vše počítáno ve vzdálené zóně antény). Směrová charakteristika se většinou vykresluje pro určitou rovinu (např. pro rovinu kolmou k dipólu nebo pro rovinu, v níž dipól leží).

Zisk mikropáskové antény je dán vztahem

$$G_{abs} = \eta D_{max}, \quad (1.2)$$

kde účinnost antény η je definovaná vztahem (1.3).

1.6.3 Účinnost antény

Účinnost antény se definuje poměrem vyzařovaného výkonu ku příkonu. Pro účinnost můžeme odvodit jednoduchý vztah

$$\eta = \frac{R_{\Sigma vst}}{R_{\Sigma vst} + R_{ztr}}, \quad (1.3)$$

kde $R_{\Sigma vst}$ je odpor záření vztažený ke vstupnímu proudu, a R_{ztr} je ztrátový odpor antény vztažený ke vstupnímu proudu. Dobrá účinnost antény je podmíněna malým ztrátovým odporem a (nebo) velkým odporem záření. Naopak nízkou účinnost mají antény s malým odporem záření (antény krátké proti délce vlny).

1.6.4 Polarizace a osový poměr antény

Polarizace antény popisuje orientaci vyzařovaného vektoru intenzity elektrického pole E ve směru šíření vzhledem k definované rovině. Obecně existuje polarizace vlny lineární nebo eliptická.

Vlna je lineárně polarizovaná, když má vektor E během celé periody stále stejný směr. Znáznorní-li se vektor okamžité hodnoty intenzity šipkou, pak se její délka mění během půlperiody od nuly do maxima a zpět, během druhé půlperiody se opakuje totéž s opačnou orientací. Koncový bod se pohybuje po úsečce. Je-li rovinou rozhraní rovina zemského povrchu, pak se často pro kolmo polarizovanou vlnu používá termín vlna horizontálně polarizovaná a pro rovnoběžně polarizovanou vlnu termín vlna vertikálně polarizovaná.

Je-li vlna elipticky polarizovaná, její vektor intenzity elektrického pole během periody mění svůj směr. Šipka znázorňující okamžitou hodnotu intenzity pole se během periody otáčí a současně mění svou délku tak, že se její koncový bod pohybuje po elipse. Tu oběhne právě za jednu periodu. Ve zvláštním případě se může koncový bod pohybovat po kružnici (kruhová polarizace). Eliptická (kruhová) polarizace může být pravotočivá nebo levotočivá. Smysl otáčení se posuzuje při pohledu ve směru šíření. Elipticky polarizovanou vlnu lze považovat za superpozici dvou koherentních lineárně polarizovaných vln, jejichž vektory E kmitají v různých směrech a s určitým nenulovým vzájemným posuvem.

Pro eliptickou a častěji kruhovou polarizaci se definuje tzv. osový poměr AR (z angl. *Axial Ratio*),¹ který vyjadřuje vztah mezi maximálním a minimálním vektorem intenzity elektrického pole E během jedné periody. Osový poměr je dán vztahem

$$AR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}. \quad (1.4)$$

Kruhová polarizace má $AR = 1$ a reálné antény se k této hodnotě blíží shora. AR lze též vyjádřit v decibelové míře

$$AR_{\text{dB}} = 20 \log \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right). \quad (1.5)$$

¹ Poznámka: pro kvalitu lineární polarizace se používá tzv. úroveň křížové polarizace.

2 Kruhově polarizované mikropáskové antény

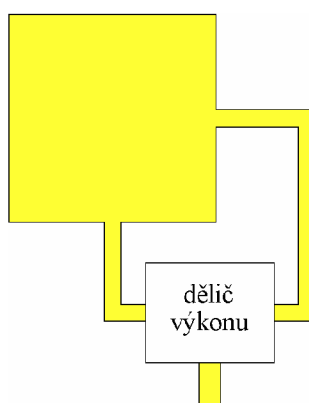
Jednou z výhod technologie mikropáskových antén je relativně snadné generování kruhově polarizované vlny. To je jeden z důvodů, proč se mikropáskové antény využívají pro satelitní komunikaci, kde má použití kruhově polarizované vlny své výhody. Hlavní literaturou pro napsání této kapitoly byla [3] a [4].

2.1 Generování kruhově polarizované vlny

Filozofie vybuzení kruhově polarizované vlny v anténě je taková, že musí být současně excitovány dva ortogonální módy se stejnou amplitudou a se vzájemným fázovým rozdílem $\pm 90^\circ$. Znaménko určuje smysl orientace. Tohoto předpokladu lze dosáhnout vhodným napájecím uspořádáním flíčku. Pro fázové posunutí se použije zpoždovací vedení a flíček se budí ortogonálně. Dále je možno pro buzení kruhově polarizované vlny použít soustavu lineárně polarizovaných flíčků. Zářič může být napájen i v jednom bodě, ale potom je zapotřebí flíček vhodně konstrukčně (tvarově) upravit.

2.1.1 Dvoubodové napájení

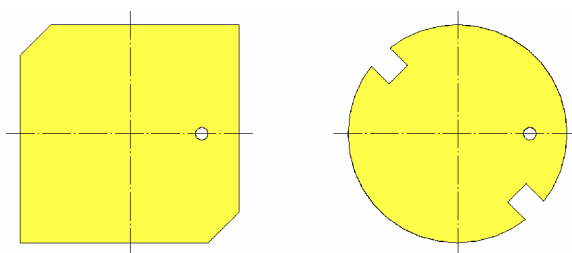
Jednoduchý a běžný způsob generování kruhové polarizace je napájení flíčku jedním mikropáskem. Ortogonálního buzení se dosáhne využitím výkonového děliče a nestejně dlouhého napájecího vedení k dosažení kvadrurní fáze (obr. 2.1). Mezi nejpoužívanější výkonové děliče patří Wilkinsonův 3 dB výkonový dělič. Dále může být použit kvadrurní hybridní člen (např. čtvercový hybridní člen), který už má na výstupních branách fázově posunuté signály a délka napájecího vedení k flíčku pak už musí být stejně dlouhá.



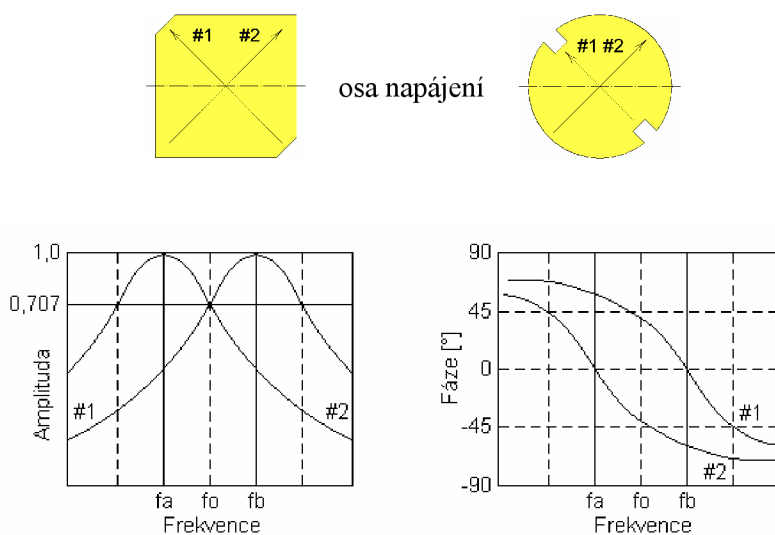
Obr. 2.1 Uspořádání dvoubodového ortogonálního napájení s děličem výkonu.

2.1.2 Napájení v jednom bodě

Tento způsob napájení je vhodné použít v případě, kdy je obtížné aplikovat předchozí napájecí uspořádání. Pro generování kruhové polarizace ve flíčku napájeném v jednom bodě zůstává nutnost zachovat dříve uvedené předpoklady. Ty budou splněny, zavedou-li se do tvaru zářiče poruchové úseky vhodně umístěné vůči napájecímu bodu (obr. 2.2). Tento princip rozladí a degeneruje základní rezonanční mod a degraduje ho na dva ortogonální mody (viz obr. 2.3). Na pracovním kmitočtu vzniká stejně velká amplituda fázově posunutých modů, a tím je splněna podmínka pro vznik kruhově polarizované vlny. S výhodou se k buzení modů použije koaxiální sonda, a provedení se tak stává konstrukčně jednoduché a ekonomicky výhodné. Je třeba zmínit, že z hlediska osového poměru je daná realizace poměrně úzkopásmová a dosahuje okolo 1 %.



Obr. 2.2 Příklad zavedení poruchových segmentů do tvaru zářiče.



Obr. 2.3 Amplituda a fáze ortogonálních modů u jednobodově napájené kruhově polarizované mikropáskové antény.

Ke stanovení rozměrů čtvercového flíčku s poruchovými segmenty (motiv na obr. 2.2 vlevo) uvádí [3] následující postup.

Označením celkové plochy poruchových segmentů ΔS k získání dvou blízkých rezonančních modů čtvercového flíčku o ploše S se dostane pro činitel jakosti Q vztah

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{1}{2Q}. \quad (2.1)$$

Činitel jakosti Q lze dále vyjádřit pomocí poměru stojatých vln PSV a dosahované relativní šířky pásma B vztahem

$$Q = \frac{PSV - 1}{B\sqrt{PSV}}. \quad (2.2)$$

Pro jednotlivé kmitočty f_1 a f_2 modů pak lze psát

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1+1/Q}}, \quad (2.3)$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1+1/Q}. \quad (2.4)$$

Rozměry flíčku se získají následujícím postupem. Pro šířku flíčku platí

$$w = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (2.5)$$

a pro délku flíčku platí

$$l = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{\text{efr}}}} - 2\Delta, \quad (2.6)$$

kde Δ představuje zkrácení rezonanční délky flíčku a ε_{efr} je efektivní relativní permitivita. Zkrácení je zapříčiněno otevřenými konci flíčku, kde se nachází rozptylové pole představující malou rozptylovou kapacitu – kapacitně zkrácená rezonanční délka flíčku. Flíček je tedy zkrácen o hodnotu Δ

$$\Delta = h \cdot 0,412 \frac{\varepsilon_{\text{efr}} + 0,300}{\varepsilon_{\text{efr}} - 0,258} \cdot \frac{w/h + 0,262}{w/h - 0,813}, \quad (2.7)$$

kde w/h je tvarový poměr flíčku a ε_{efr} je efektivní relativní permitivita nesymetrického mikropáskového vedení daná vztahem

$$\varepsilon_{\text{efr}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.8)$$

Následujícím postupem dle [3] lze stanovit polohu koaxiální sondy uvnitř flíčku. Impedance R_e na okraji uprostřed flíčku se stanoví ze vztahu

$$R_e = \frac{1}{2G}, \quad (2.9)$$

kde vodivost G se vypočítá z rovnice

$$G = \frac{\pi w}{\eta \lambda_0} \left[1 - \frac{(k h)^2}{24} \right], \quad (2.10)$$

kde k je vlnové číslo, η je charakteristická impedance volného prostředí ($120\pi \Omega$) a λ_0 je délka vlny ve volném prostředí. Nakonec se z rovnice pro vstupní impedanci R_i v daném bodu na ose flíčku určí vzdálenost koaxiální sondy x od hrany flíčku směrem ke středu flíčku

$$R_i = R_e \sin^2 \frac{\pi \cdot x}{l}, \text{ kde } 0 \leq x \leq \frac{l}{2}. \quad (2.11)$$

3 Návrh a realizace dvoupásmové antény

Cílem této práce je navrhnout dvoupásmovou anténu v souladu se stanovenými požadavky uvedenými v příloze A. Kapitola 3 je zaměřena na teoretický návrh, modelování a realizaci dvoupásmové antény. Jsou zde rovněž uvedeny výsledky měření realizovaných antén.

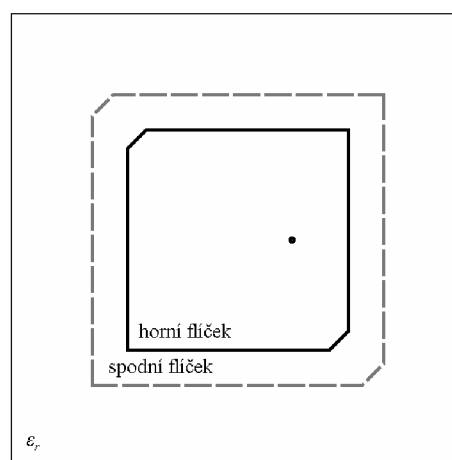
3.1 Výběr vhodného provedení dvoupásmové antény

Pro návrh antény byly stanoveny konstrukční a elektrické požadavky (viz příloha A). Mezi ty nejdůležitější, o které se návrh opírá, patří kmitočtová pásma E5a a L1, v nichž anténa pracuje s pravotočivou kruhovou polarizací s požadovaným osovým poměrem, impedanční přizpůsobení antény, napájení antény pomocí jednoho SMA konektoru a v neposlední řadě i maximální rozměry antény.

Z hlediska modelování a realizace antény je výhodné přistoupit k návrhu mikropásmové antény. Existuje několik možností jak dvoupásmovou kruhově polarizovanou mikropásmovou anténu realizovat. Flíčkové dvoupásmové antény, které jsou vyrobeny jen na jednom substrátu a skládají se pouze z jednoho vyleptaného motivu, vyžadují přesný a složitý návrh. Dvoupásmová anténa skládající se z více flíčků, které jsou umístěny například nad sebou (dvě vrstvy substrátu), vyžaduje o něco méně precizní návrh a zvětšení antény ve třetím rozměru není tak kritické. Navíc je nad vyrobenou anténou z hlediska doladění větší kontrola (jednoduchý motiv). Takto postavená anténa může být bez problému napájena koaxiální sondou.

3.2 Struktura dvoupásmové antény

Struktura dvoupásmové antény je naznačena na obr. 3.1. Skládá se ze dvou čtvercových kruhově polarizovaných flíčků umístěných nad sebou. Spodní flíček, jehož rezonanční kmitočet je 1176 MHz, je napájen elektromagnetickou vazbou s horním flíčkem, který rezonuje na kmitočtu 1575 MHz. Vybuzení kruhové polarizace je docíleno vhodným umístěním napájecího bodu v horním flíčku a zavedením poruchových segmentů tak, jak je uvedeno v článku 1.1.1. V dolním flíčku se počítá s otvorem pro protažení napájecího vodiče, který je galvanicky spojen pouze s horním flíčkem. Na spodní straně antény je zemní plocha působící jako reflektor.



Obr. 3.1 Struktura navrhované dvoupásmové antény.

Výběr dielektrického substrátu, přesněji volba velikosti relativní permitivity ϵ_r , zohledňuje velikost (zabranou plochu) flíčků vzhledem k maximálním rozměrům antény 100 x 100 mm. Obě dielektrické desky jsou ze stejného druhu materiálu typu TMM4 (Thermoset Microwave Materials). Jde o keramický, teplem tvrzený substrát s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,5 \pm 0,045$ a s činitelem dielektrických ztrát $\text{tg } \delta = 0,002$.

3.3 Rozměry čtvercových flíčků

Rozměry flíčků se stanoví dle postupu uvedeného v podkapitole 1.1.1.

Vstupní informace pro výpočet rozměrů horního flíčku jsou rezonanční kmitočet $f_0 = 1575,42$ MHz, požadované impedanční přizpůsobení $s_{11} = -5$ dB pro šířku pásma 1567,42 až 1583,42 MHz a tloušťka dielektrické podložky $h_H = 0,76$ mm.

Nejprve se vypočítá požadovaný poměr stojatých vln PSV z činitele odrazu ρ

$$PSV_H = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = \frac{1 + \left| 10^{\frac{s_{11}}{20}} \right|}{1 - \left| 10^{\frac{s_{11}}{20}} \right|} = \frac{1 + \left| 10^{\frac{-5}{20}} \right|}{1 - \left| 10^{\frac{-5}{20}} \right|} = 3,57, \quad (3.1)$$

a dále relativní šířka pásma B^2

$$B_H = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 = \frac{1583,42 - 1567,42}{1575,42} \cdot 100 = 1,02\%. \quad (3.2)$$

Hodnota činitele jakosti Q se určí ze vztahu (2.2)

$$Q_H = \frac{PSV_H - 1}{B_H \sqrt{PSV_H}} = \frac{3,57 - 1}{0,0102 \cdot \sqrt{3,57}} = 133,3. \quad (3.3)$$

Velikosti kmitočtů f_1 a f_2 pracovních modů se zjistí z rovnic (2.3) a (2.4)

$$f_{1H} = \frac{f_0}{\sqrt{1 + 1/Q_H}} = \frac{1575,42}{\sqrt{1 + 1/133,3}} = 1569,54 \text{ MHz}, \quad (3.4)$$

$$f_{2H} = f_0 \sqrt{1 + 1/Q_H} = 1575,42 \cdot \sqrt{1 + 1/133,3} = 1581,31 \text{ MHz}. \quad (3.5)$$

² Poznámka: relativní šířka pásma B_H lze též určit z grafu na obr. 1.3.

Tímto postupem byly zjištěny kmitočty dvou degenerovaných vzájemně ortogonálních módů, které je potřeba vybudit v horním flíčku pro dosažení kruhové polarizace. Jeho šířka se vypočítá dosazením do vztahu (2.5)

$$w_H = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1575,42 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{4,5}} = 44,88 \text{ mm} . \quad (3.6)$$

Ke stanovení rezonanční délky horního flíčku se nejprve vypočítá efektivní relativní permitivita ze vztahu (2.8)

$$\varepsilon_{\text{ef rH}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h_H}{w_H} \right)^{-\frac{1}{2}},$$

$$\varepsilon_{\text{ef rH}} = \frac{4,5 + 1}{2} + \frac{4,5 - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \cdot \frac{0,76}{44,88} \right)^{-\frac{1}{2}} = 4,37, \quad (3.7)$$

a zkrácení rezonanční délky Δ ze vztahu (2.7)

$$\Delta_H = h_H \cdot 0,412 \cdot \frac{\varepsilon_{\text{ef rH}} + 0,300}{\varepsilon_{\text{ef rH}} - 0,258} \cdot \frac{w_H/h_H + 0,262}{w_H/h_H - 0,813},$$

$$\Delta_H = 0,76 \cdot 0,412 \cdot \frac{4,37 + 0,300}{4,37 - 0,258} \cdot \frac{44,88/0,76 + 0,262}{44,88/0,76 - 0,813} = 0,362 \text{ mm} . \quad (3.8)$$

Rezonanční délka l je dle (2.6)

$$l_H = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{\text{ef rH}}}} - 2\Delta_H = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1575,42 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{4,37}} - 2 \cdot 0,36 = 44,83 \text{ mm} . \quad (3.9)$$

Z rovnice (2.1) se vyjádří plocha poruchových segmentů ΔS

$$\Delta S_H = \frac{S_H}{2Q_H} = \frac{l_H \cdot w_H}{2Q_H} = \frac{44,83 \cdot 44,88}{2 \cdot 133,3} = 7,55 \text{ mm}^2 . \quad (3.10)$$

ΔS_H je plocha dvou pravoúhlých trojúhelníků, neboli též plocha jednoho čtverce, jehož délka strany je rovna hledanému rozměru w_H'

$$w_H' = \sqrt{\Delta S_H} = \sqrt{7,55} = 2,75 \text{ mm} . \quad (3.11)$$

Rozměry horního flíčku jsou nyní známy. Dále je možno určit polohu přizpůsobeného napájecího bodu k impedanci $R_i = 50 \Omega$ uvnitř flíčku využitím vztahů (2.9) a (2.10)

$$G_H = \frac{\pi w_H}{\eta \lambda_0} \left[1 - \frac{(k h_H)^2}{24} \right] = \frac{44,88 \cdot \pi}{120 \cdot \pi \cdot 190,4} \cdot \left[1 - \frac{\left(\frac{2\pi}{190,4} \cdot 0,76 \right)^2}{24} \right] = 1,96 \text{ mS}, \quad (3.12)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{1575,42 \cdot 10^6} = 190,4 \text{ mm}, \quad (3.13)$$

$$R_{eH} = \frac{1}{2G_H} = \frac{1}{2 \cdot 1,96 \cdot 10^{-3}} = 254,6 \Omega. \quad (3.14)$$

Vyjádřením x z rovnice (2.11) se dostane vzdálenost koaxiální sondy od hrany flíčku směrem ke středu flíčku

$$x_H = \frac{l_H}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{R_i}{R_{eH}} \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{44,16}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{50}{254,6} \right)^{\frac{1}{2}} = 6,55 \text{ mm}. \quad (3.15)$$

Celý výpočet se opakuje pro spodní flíček s rezonančním kmitočtem $f_0 = 1176,45$ MHz a s požadovaným impedančním přizpůsobením $s_{11} = -5$ dB pro šířku pásma 1168,45 až 1184,45 MHz. Tloušťka dielektrické podložky je $h_S = 0,76$ mm. V tabulce 3.1 jsou uvedeny výsledky obou postupů výpočtu.

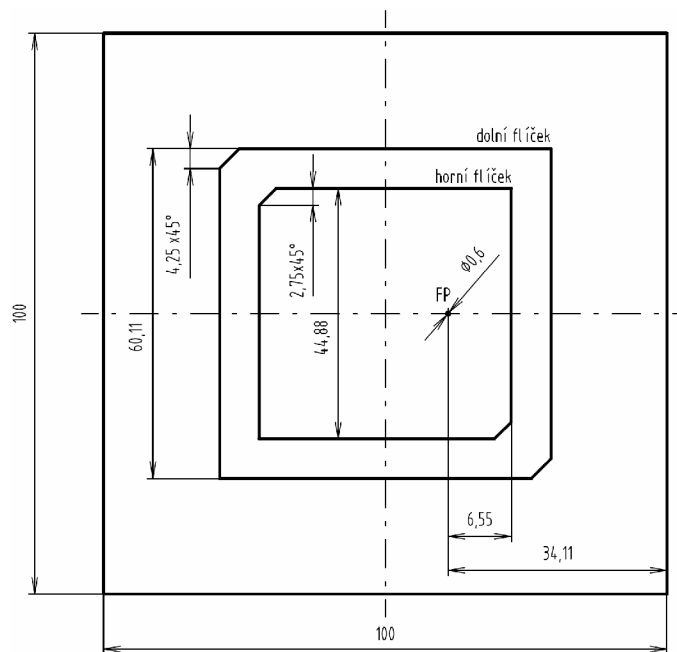
Tab. 3.1 Výsledky obou postupů výpočtu flíčků.

	Spodní flíček	Horní flíček
PSV [-]	3,57	3,57
B [%]	1,36	1,02
Q [-]	100	133,3
f_0 [MHz]	1176,45	1575,42
f_1 [MHz]	1170,61	1569,54
f_2 [MHz]	1182,32	1581,31
ε_{efr} [-]	4,34	4,37
Δ [mm]	0,61	0,36
ΔS [mm ²]	18,03	7,55
G [mS]	1,96	1,96
λ_0 [mm]	255,0	190,4
R_c [Ω]	254,6	254,6

Vypočítané rozměry flíčků jsou uvedeny v tabulce 3.2 a zakótovány na obr. 3.2 (zkratka FP je z angl. *Feed Point* - napájecí bod). Korigovaná rezonanční délka se téměř shoduje s šířkou flíčku w , proto lze tuto korekci zanedbat a počítat s přesně čtvercovým tvarem flíčku o straně w .

Tab. 3.2 Vypočítané rozměry flíčků.

Rozměr	Spodní flíček	Horní flíček
l [mm]	59,98	44,83
w [mm]	60,11	44,88
w' [mm]	4,25	2,75
x [mm]	-	6,55

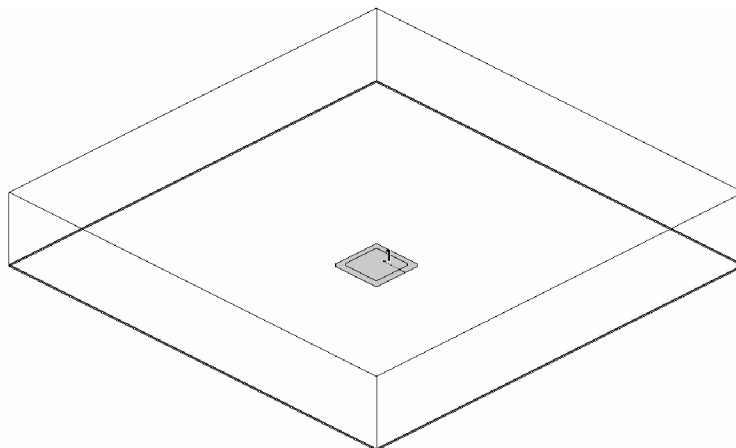


Obr. 3.2 Vypočítané rozměry navrhované dvoupásmové antény.

3.4 Modelování antény

Anténa byla modelována v souladu se zadáním ve vývojovém softwaru AWR MWO (Applied Wave Research MicroWave Office). MWO je podpůrný program pro návrh mikrovlnných obvodů. Obsahuje nástroje jako lineární a nelineární obvodový simulátor, který nabízí namátkou parametrickou analýzu či interaktivní návrh desek plošných spojů. Samozřejmostí je rozšíření MWO o elektromagnetické (EM) simulátory, s nimiž jsou MWO kompatibilní. Společnost AWR program MWO dodává s jejich EM simulátorem EMSight (2.5D, Galerkinova metoda momentů [5]), ale existuje možnost rozšíření o další simulátory jako je IE3D (3D, metoda momentů) či nejnovější AWR simulátor Axiem (3D, metoda momentů). Uživatelské rozhraní programu MWO je velice intuitivní a spolu s rozsáhlým uživatelským průvodcem [5] je práce s ním bezproblémová.

K modelování antény byl využit AWR EMSight simulátor. Jde o 2.5D simulátor a s dodržением nepsaných zásad lze vyzařování antén s jistými omezeními simulovat. Modelovaná anténa je umístěna v boxu, jehož stěny jsou na nulovém potenciálu. Aby byly výsledky simulace dostatečně přesné, je možno pouze horní stěnu aproximovat impedancí volného prostředí 377Ω . Aby okolní stěny boxu příliš neovlivňovaly vyzařování antény, musí být hrany flíčků vzdáleny od stěn jednu až tři vlnové délky. Na obr. 3.3 je zobrazena modelovaná anténa v simulátoru AWR EMSight.



Obr. 3.3 Umístění modelované antény v boxu simulátoru AWR EMSight.

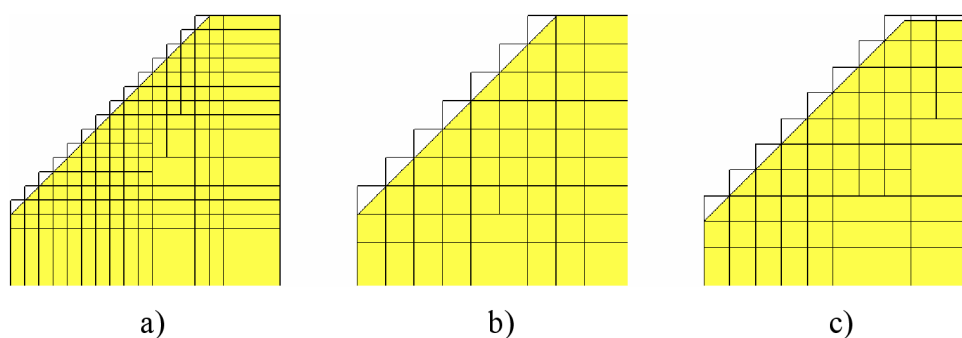
Kromě stanovení vzdálenosti stěn od hran antény je zapotřebí určit výšku vzduchové vrstvy nad anténou. Simulované výsledky budou zkreslené, pokud bude výška vzduchu příliš malá, protože horní stěna boxu ovlivní elektromagnetické pole nad anténou. Výška vzduchové vrstvy nad anténou byla pro první simulaci stanovena experimentálně tak, aby dosažené výsledky simulací byly co nejpřesnější. Znamená to, že výška byla postupně zvyšována do okamžiku, kdy se simulovaná hodnota vstupní impedance antény od předchozích hodnot už příliš neměnila. To samé platí pro velikost boxu. Zde je ale nutné mít na mysli, že větší box obsahuje více bodů (buněk), a tím se rapidně zvyšuje doba simulace. Velikost boxu 500 x 500 mm vyhovuje podmínce uvedené výše a zároveň je to hraniční velikost, kdy výpočet impedance antény pro jeden kmitočet netrvá příliš dlouho (řádově jednotky minut).

Motiv antény se kreslí ve 2D pohledu do předem stanovené mřížky, se kterou je svázáno rozlišení tzv. mřížkování (z angl. *meshing*). Volba velikosti mřížky určuje nejmenší rozměr, o jaký může být anténa v případě potřeby zvětšena nebo zmenšena (viz příklad níže), a dále ovlivňuje přesnost a dobu simulace. Této problematice je věnována publikace [6]. Protože musí být oba flíčky simulovány zároveň, je zřejmé, že mřížka nemůže vyhovovat oběma zároveň. Je třeba založit dva simulační projekty pro horní a dolní flíček zvlášť. Každý projekt obsahuje přesně nakreslený flíček ve vyhovující mřížce a druhý z flíčků má jen přibližné rozměry, které se dají do dané mřížky nakreslit. Nepřesnost rozměrů druhého flíčku neměla zásadní vliv na výsledky simulace.

Pro tento případ se nejvhodnější rozměr mřížky nachází v intervalu od 0,4 do 0,6 mm. Seříznutý roh je pak optimálně rozdělen do buněk (viz obr. 3.4b). Pokud

bude mřížka jemnější ($< 0,4$ mm, obr. 3.4a), bude analyzovaná struktura obsahovat velké množství buněk a výpočet simulace pro jednu frekvenci pak může trvat i několik hodin, nebo se simulace nespustí vůbec (příliš mnoho neznámých). Naopak zvolí-li se hrubá mřížka ($< 0,6$ mm), buňky budou vzhledem k motivu velké a simulace ztratí na přesnosti.

Příklad: velikost simulované antény je 40×40 mm a mřížkování je $0,5$ mm. V případě zmenšení velikosti antény o $0,6$ mm je potřeba nakreslit anténu znovu v jiné vyhovující mřížce. V tomto případě by musela mít velikost například $0,495$ mm, jinak by se velikost antény vzhledem k simulaci vůbec nezměnila (viz obr. 3.4c).

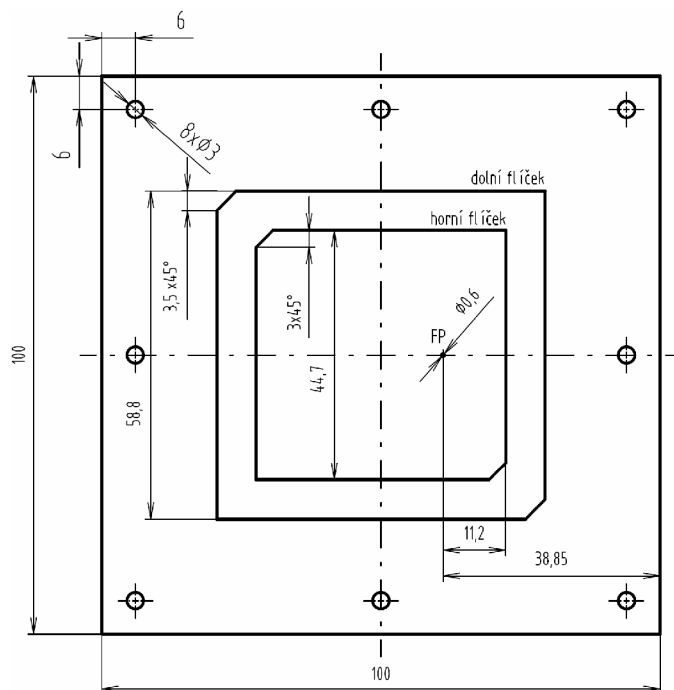


Obr. 3.4 Roh flíčku - mřížkování: a) příliš jemné b) vyhovující c) špatně zvolené.

3.5 Výsledky modelování

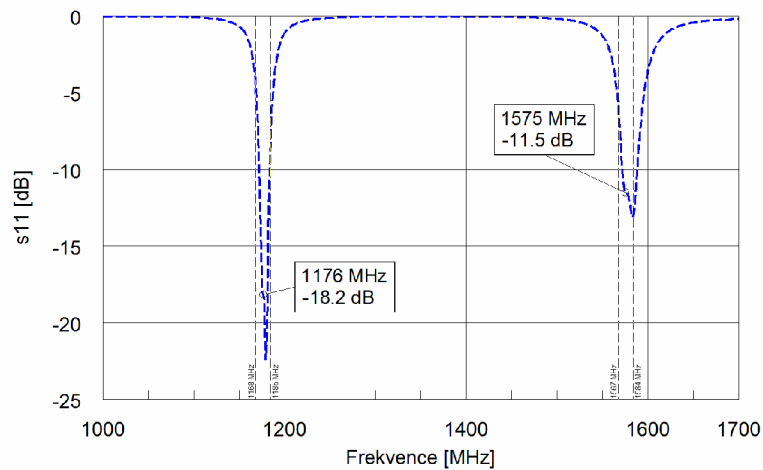
Vypočítané rozměry antény (tab. 3.2 a obr. 3.2) byly základem pro první simulaci. Čtvercový flíček je relativně jednoduchá struktura a jeho velikost, seřiznutí rohů a polohu napájecího bodu lze určit experimentálně. Dospělo se k poznatku, že větší seřiznutí rohů flíčků vede v souladu s teorií k většímu vzdalování modů se současným zvyšováním středního rezonančního kmitočtu flíčku. Dále bylo potvrzeno, že změna polohy napájecího bodu po ose flíčku blíže nebo dále od jeho středu vstupní impedanci snižuje nebo zvyšuje.

Na základě zmíněných poznatků byly simulacemi optimalizovány rozměry první antény, které se oproti vypočítaným značně liší ve velikosti spodního flíčku. Na jeho velikost má jistě vliv přítomnost horního flíčku, proto se mohou tyto rozměry lišit. Do výroby byla zadána anténa s rozměry uvedenými na obr. 3.5. Mechanické spojení obou desek se provede po obvodu devíti dielektrickými šrouby.



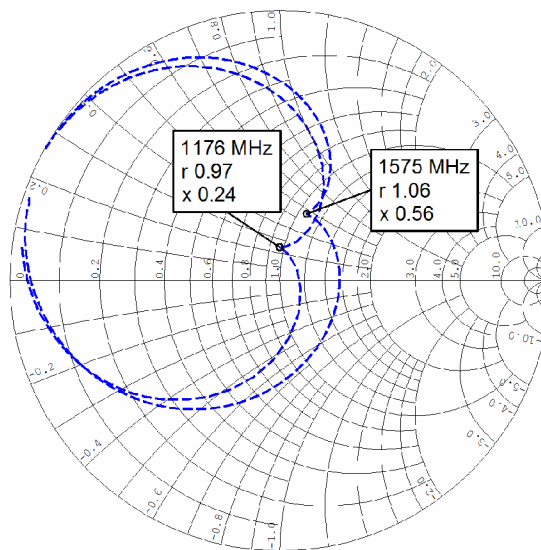
Obr. 3.5 Rozměry první antény.

Na následujících obrázcích je vykreslena simulovaná vstupní impedance první antény v kartézských souřadnicích a ve Smithově impedančním diagramu a osové poměry v jednotlivých pracovních pásmech.

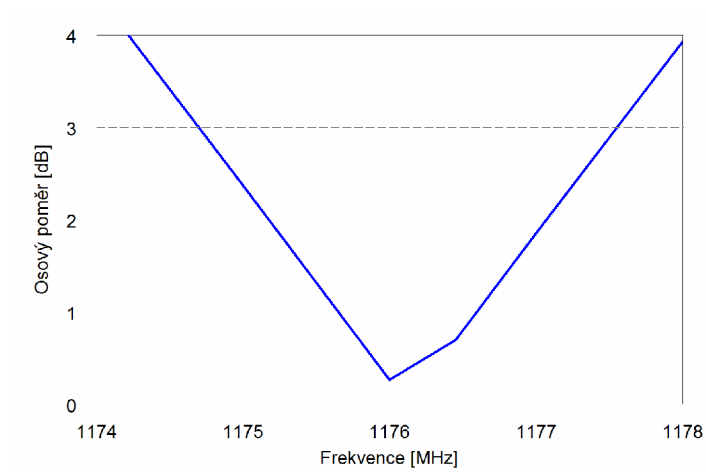


Obr. 3.6 Simulovaná vstupní impedance první antény v kartézských souřadnicích.

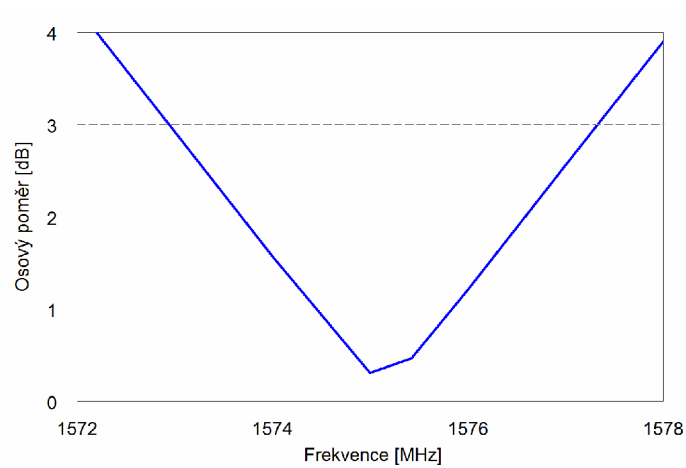
Na obr. 3.6 jsou vyznačeny krajní kmitočty pásma E5a a L1. Modelovaná anténa v těchto pásmech dosahuje dostatečného přizpůsobení.



Obr. 3.7 Simulovaná vstupní impedance první antény ve Smithově impedančním diagramu.



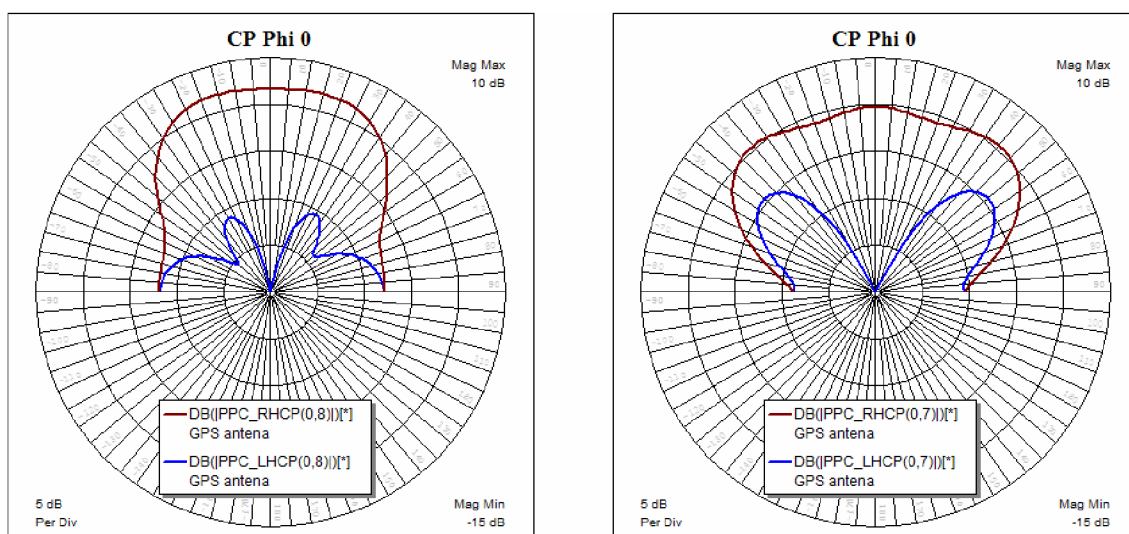
Obr. 3.8 Simulovaný osový poměr první antény, pásmo E5a.



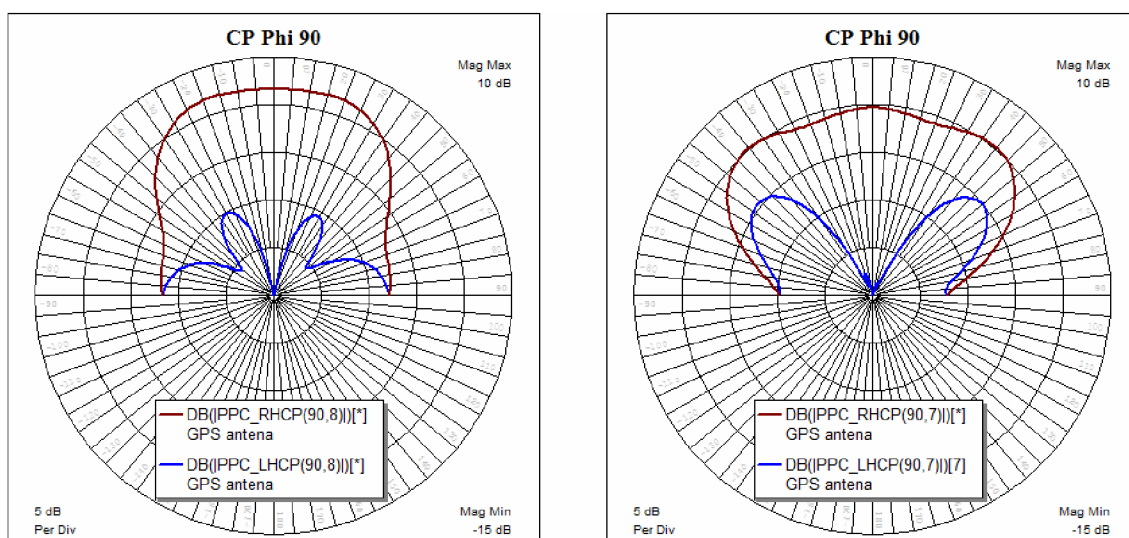
Obr. 3.9 Simulovaný osový poměr první antény, pásmo L1.

Průběh impedance zobrazené ve Smithově impedančním diagramu (obr. 3.7) úzce souvisí s dosahovaným osovým poměrem antény. Postupným rozladěním čtvercového flíčku vzniká ve Smithově impedančním diagramu smyčka, jejíž velikost se s postupným rozladěním zvětšuje. V momentě, kdy má smyčka nejmenší velikost, flíček dosahuje nejmenšího osového poměru.

Z obr. 3.8 a 3.9 se potvrzuje, že čtvercové flíčky jsou z hlediska osového poměru velice úzkopásmové. Na obr. 3.10 a 3.11 jsou uvedeny směrové charakteristiky antény pro vyzářování pravotočivé a levotočivé kruhově polarizované vlny v rovině antény X a Y (roviny antény jsou stanoveny v kapitole 3.8.2).



Obr. 3.10 Simulované směrové charakteristiky antény pro vyzářování pravotočivé a levotočivé kruhově polarizované vlny na kmitočtu 1176 MHz (vlevo) a 1575 MHz (vpravo) v rovině antény X.



Obr. 3.11 Simulované směrové charakteristiky antény pro vyzářování pravotočivé a levotočivé kruhově polarizované vlny na kmitočtu 1176 MHz (vlevo) a 1575 MHz (vpravo) v rovině antény Y.

3.6 Realizace dvoupásmové antény

Dielektrické desky se v simulaci nachází ideálně nad sebou. Ve skutečnosti je nutné zamyslet se nad jejich mechanickým spojením, které bylo v případě první antény provedeno devíti dielektrickými šrouby. První měření vykazovalo značné posunutí rezonance horního flíčku vysoko nad žádaný kmitočet asi o 200 až 300 MHz, a proto se muselo hledat jiné řešení.

Mezi deskami substrátu byla nežádoucí vzduchová mezera, která měla značný vliv především na rezonanční kmitočet horního flíčku. Splením destiček se zajistí jak větší mechanická odolnost, tak eliminace vzduchové vrstvy mezi nimi. Lepení dvousložkovými epoxidovými lepidly se testovalo na zkušebních vzorcích dielektrického substrátu a tlustých transparentních PE foliích. Celkem byly k dispozici tři druhy těchto lepidel s různou dobou tuhnutí. Pro případnou korekci polohy destiček nebylo žádoucí rychleschnoucí lepidlo. Lepení muselo proběhnout pod tlakem, aby se co největší část lepidla v prostoru mezi destičkami vytlačila, a zajistilo se tak co nejmenší ovlivnění parametrů antény lepidlem. Z toho plyne požadavek na co nejmenší hustotu lepidla. Síla spoje se kontrolovala pohledem na spoj pod mikroskopem. Řidší lepidlo vytvořilo tenčí vrstvu mezi destičkami, avšak po míchání obsahovalo větší koncentraci vzduchových bublinek. Ta se dala v lepeném spoji dobře stanovit splením PE folií. V tabulce 3.3 jsou uvedena a seřazena testovaná lepidla dle použitelnosti.

Tab. 3.3 Testované typy dvousložkových lepidel.

Typ lepidla	Doba tuhnutí	Pořadí dle použitelnosti
Alteco Clear F-05	5 až 10 minut	1.
Neznámý typ lepidla z dílny ústavu radioelektroniky	30 minut	2.
Bison Epoxy Rapid	3 až 5 minut	3.

Lepidlo Bison velice rychle tuhlo, a proto bylo pro danou aplikaci nevhodné. Lepidlo z dílny ústavu radioelektroniky bylo nejřidší, avšak vyžadovalo 5 minutové promíchávání, po kterém obsahovalo největší koncentraci nežádoucích bublinek. Nejlepších výsledků ve všech sledovaných kritériích bylo dosaženo s lepidlem Alteco.

Po nanesení lepidla mezi destičky byla anténa umístěna do připravených dřevěných kvádrů pro rovnoměrné sevření ve svěráku. Sesouhlasení destiček zabezpečoval připájený SMA konektor k zemní ploše. Po vytvrdnutí lepidla mohl být konektor připájen k hornímu flíčku a anténa mohla být změřena.

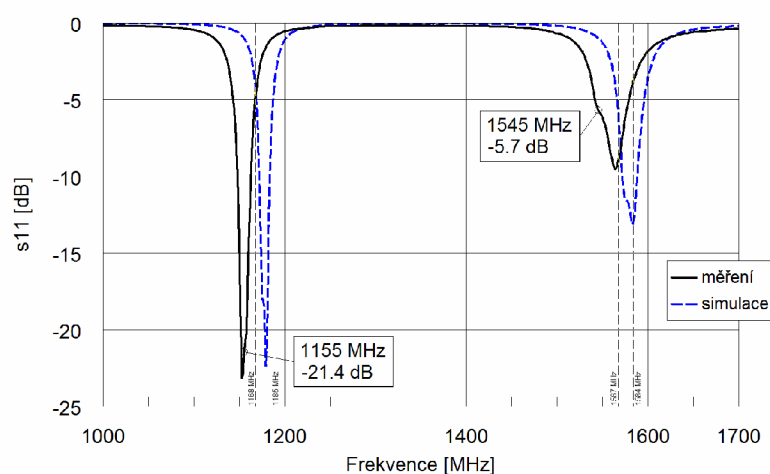
3.7 Měření dvoupásmové antény

Celkem byly vyrobeny a změřeny tři antény. Měřila se vstupní impedance antény (rozptylový parametr s_{11}) vektorovým analyzátozem Agilent N5230A, který umožňuje uložení naměřených hodnot do souboru typu *.s1p pro další zpracování v programu MWO. Každá následující anténa byla optimalizována na základě změřených výsledků předchozích antén.

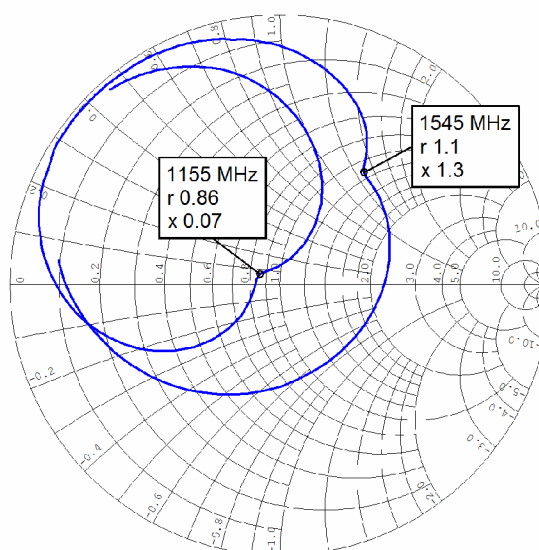
3.7.1 Výsledky měření první antény

Změřená vstupní impedance první antény je zobrazena na obr. 3.12 a 3.13. Splením antény se docílilo přiblížení rezonančního kmitočtu horního flíčku k žádanému. Následujícím způsobem se stanoví střední rezonanční kmitočty flíčků. Ve Smithově impedančním diagramu odpovídají rezonančním kmitočtům flíčků náznaky vznikající smyčky – středy pronutí křivek. Stejné kmitočty jsou vyznačeny v kartézských souřadnicích. Zde je vidět, že nejlepšímu impedančnímu přizpůsobení nemusí nutně odpovídat střední rezonanční kmitočet flíčku.

Oba dva flíčky rezonují na nižších kmitočtech. Modelovaná anténa se proto upraví a zvýší se rezonanční kmitočet spodního flíčku o 21 MHz a horního flíčku o 30 MHz. Takto se získají rozměry druhé antény.



Obr. 3.12 Vstupní impedance první antény v kartézských souřadnicích.



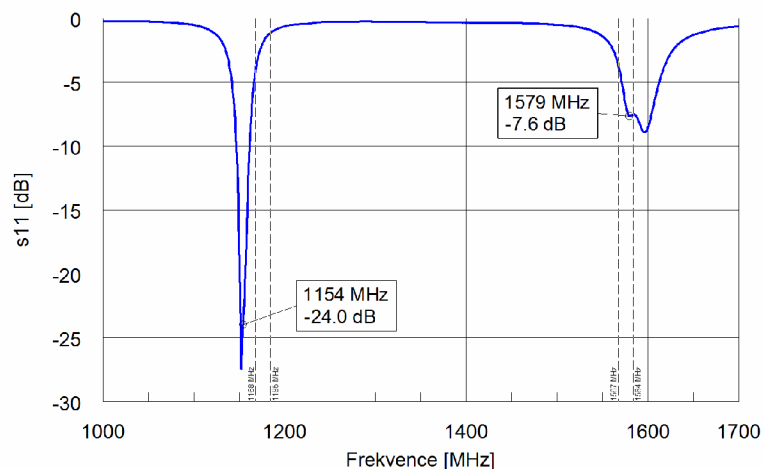
Obr. 3.13 Změřená vstupní impedance první antény ve Smithově impedančním diagramu.

Z obr. 3.13 je dále zřejmé, že jsou oba dva flíčky málo rozladěny. Vzhledem k tomu, že horní flíček rezonuje 30 MHz pod žadáným kmitočtem, je možno docílit lepších výsledků vhodným zmenšením a zaříznutím rohů flíčku. Využitím vzorce (1.1) se stanoví rozměr Δw , o který je potřeba flíček zmenšit

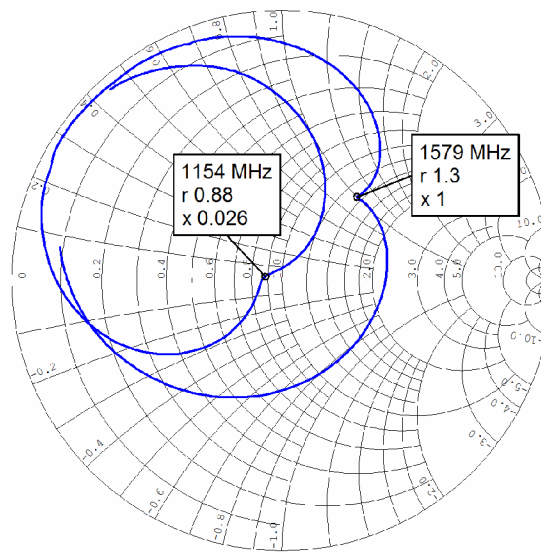
$$\Delta w = \frac{3 \cdot 10^8}{2\sqrt{4,5}} \cdot \left(\frac{1}{1545 \cdot 10^6} - \frac{1}{1575 \cdot 10^6} \right) = 0,87 \cdot 10^{-3} \text{ m.} \quad (3.16)$$

S rezervou byl na každé straně uřezán měděný pásek o šířce přibližně 0,4 mm. Tím se ale zmenšilo seříznutí rohů. Předchozí seříznutí o 3 mm bylo nedostatečné, proto byly rohy seříznuty o trochu více – asi o 3,5 mm. K řezání tak tenkých pásků byla využita sada skalpelů, železné pravítko a digitální posuvné měřítko. Jemná práce byla samozřejmě prováděna pod mikroskopem.

Ruční korekci bylo dosaženo následujících výsledků. Rozměr strany a seříznutí rohu horního flíčku byly zmenšeny na 43,9 a 3,5 mm. Důsledkem toho se zvýšil rezonanční kmitočet flíčku na 1579 MHz (viz obr. 3.14) a větší seříznutí rohů způsobilo vznik malé smyčky ve Smithově impedančním diagramu (viz obr. 3.15). Ta potvrzuje lepší rozladění flíčku. Zasažení do rozměrů horního flíčku nemělo zásadní dopad na rezonanci dolního flíčku. Tímto postupem byla demonstrována schopnost částečného doladění rezonančního kmitočtu flíčku.



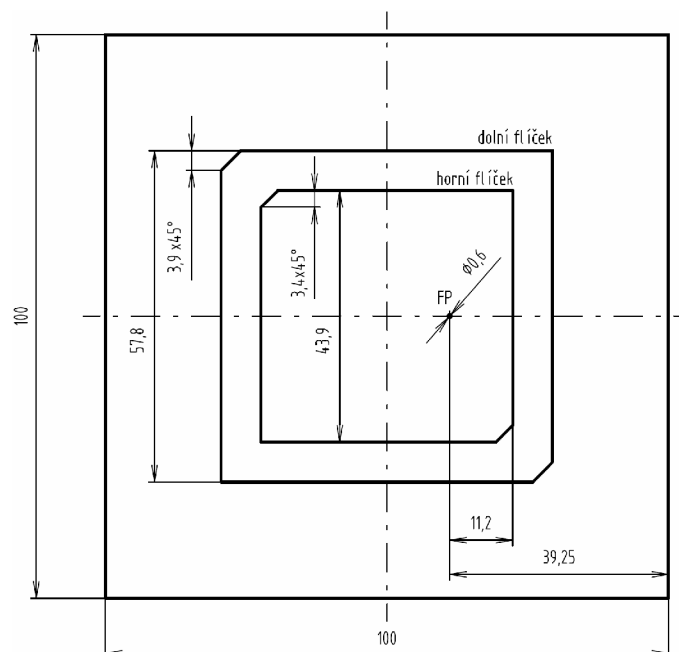
Obr. 3.14 Změřená vstupní impedance korigované první antény v kartézských souřadnicích



Obr. 3.15 Změřená vstupní impedance korigované první antény ve Smithově impedančním diagramu.

3.7.2 Výsledky měření druhé antény

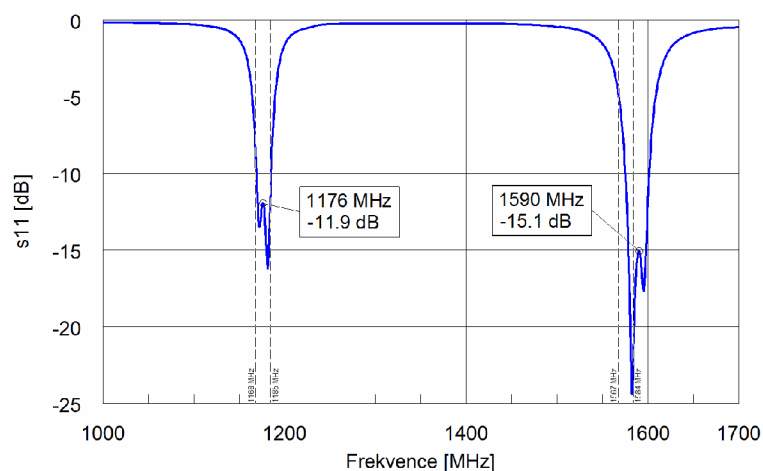
Rozměry druhé antény byly stanoveny na základě simulace a předchozí ruční korekce. Velikost horního flíčku odpovídá ručně korigovaným hodnotám. Spodní flíček je určen na základě simulace antény s upraveným rezonančním kmitočtem 1196 MHz. Rozměry druhé antény jsou uvedeny na obr. 3.16.



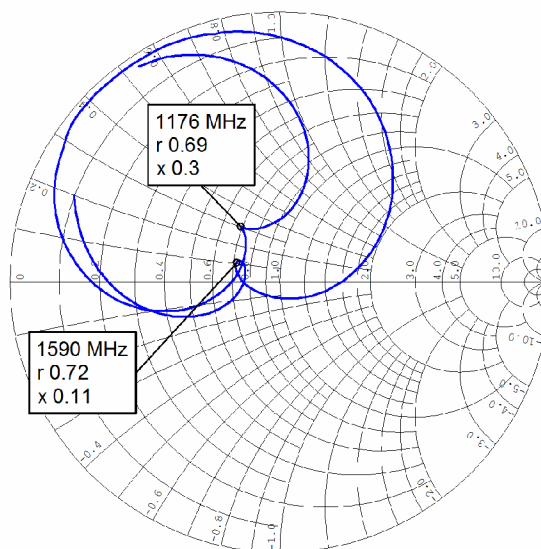
Obr. 3.16 Rozměry druhé antény.

Druhá anténa dosahuje následujících parametrů. Rezonance spodního flíčku se nyní nachází přesně na žádaném kmitočtu 1176 MHz (viz obr. 3.17). Jeho dostatečné rozladění pro dosažení dobrého osového poměru je patrné z velikosti smyčky na obr. 3.18.

Horní flíček vzhledem ke špatné opakovatelnosti procesu lepení (nestejně nanesení lepidla, jiná koncentrace vzduchových bublinek apod.) dosahuje jiné rezonance než u první korigované antény. Bohužel je rezonance flíčku posunuta vysoko nad žádaný kmitočet, nelze v tomto případě provádět jakoukoliv ruční korekci. Poprvé je možno na obr. 3.18 vidět smyčku, která v tomto případě značí velké rozladění flíčku.



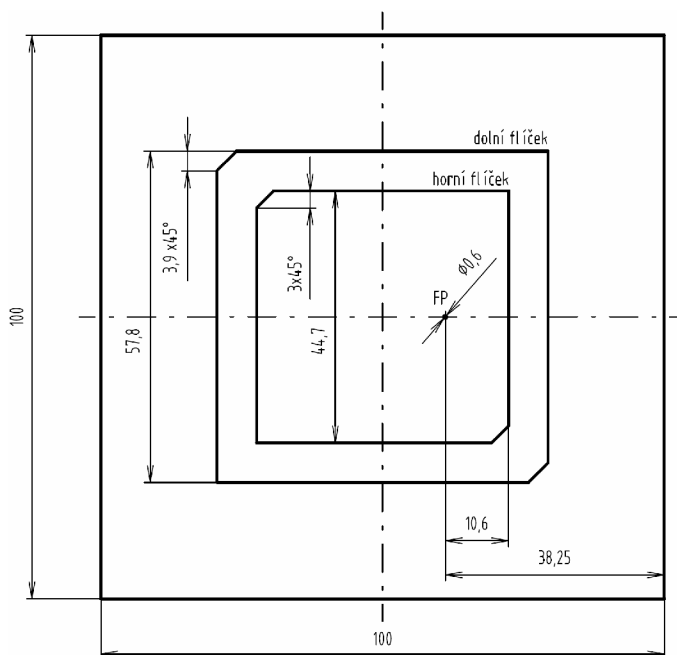
Obr. 3.17 Změřená vstupní impedance druhé antény v kartézských souřadnicích.



Obr. 3.18 Změřená vstupní impedance druhé antény ve Smithově impedančním diagramu.

3.7.3 Výsledky měření třetí antény

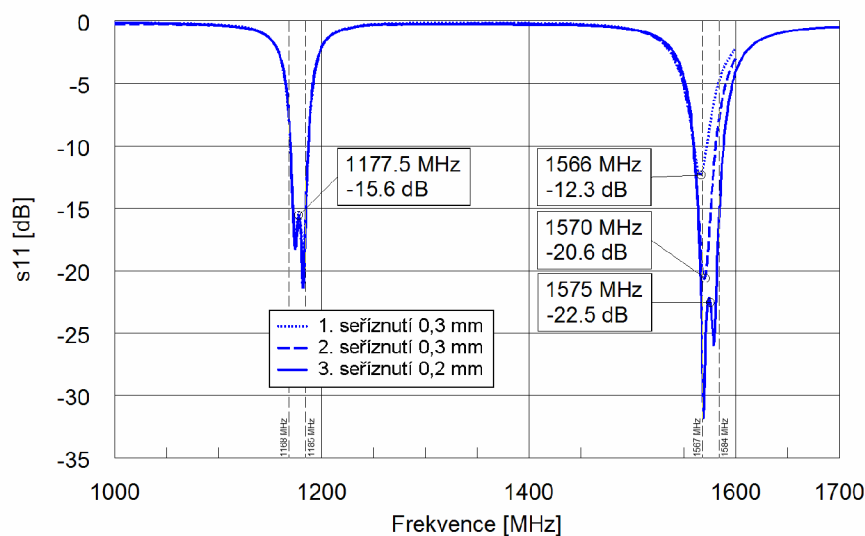
Jak již bylo ukázáno dříve, lepení nemá zásadní vliv na vlastnosti spodního flíčku. Proto byly pro výrobu třetí antény zvoleny stejné rozměry spodního flíčku jako v případě druhé antény. Horní flíček byl vzhledem k možné ruční korekci vyroben dle původních rozměrů první antény (viz obr. 3.19). Na základě předchozího měření (obr. 3.18) byla dále upravena poloha napájecího bodu FP pro dosažení lepšího impedančního přizpůsobení antény.



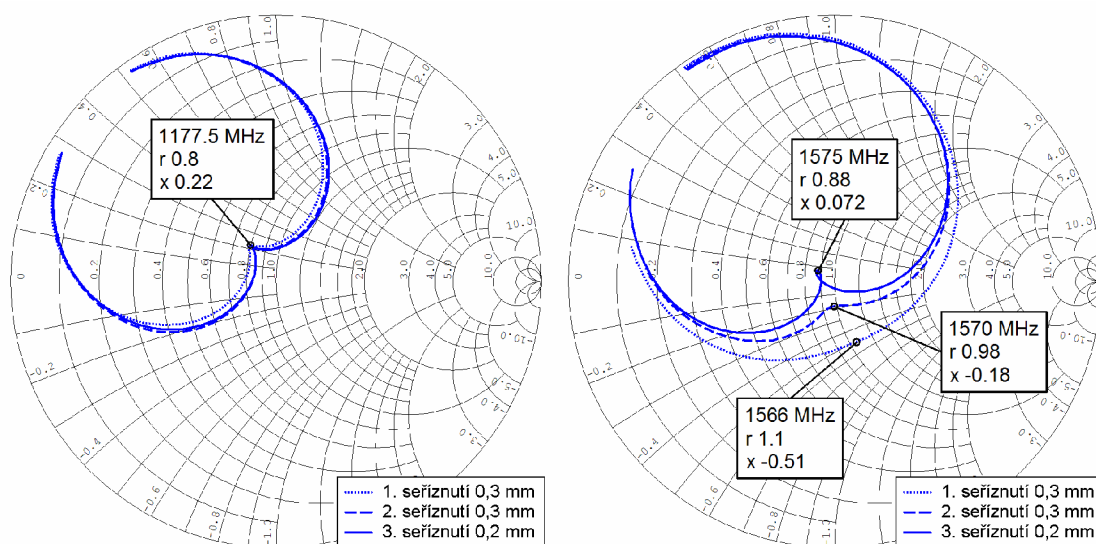
Obr. 3.19 Rozměry třetí antény.

Měření třetí antény potvrdilo očekávání. Rezonance spodního flíčku byla přibližně stejná jako u druhé antény a horní flíček rezonoval dostatečně nízko pod žadáním kmitočtem. Průběh impedance antény ve Smithově impedančním diagramu potvrdil nedostatečné rozladění antény.³ Postupným zařezáváním rohů flíčku o 0,3, 0,3 a 0,2 mm byl flíček rozladován. Dopad na vstupní impedanci antény je názorně vidět na následujících obrázcích. Konečné rozměry třetí antény po korekci jsou na obr. 3.22.

³ Poznámka: první měření třetí antény není na obr. 3.20 a 3.21 zachyceno.

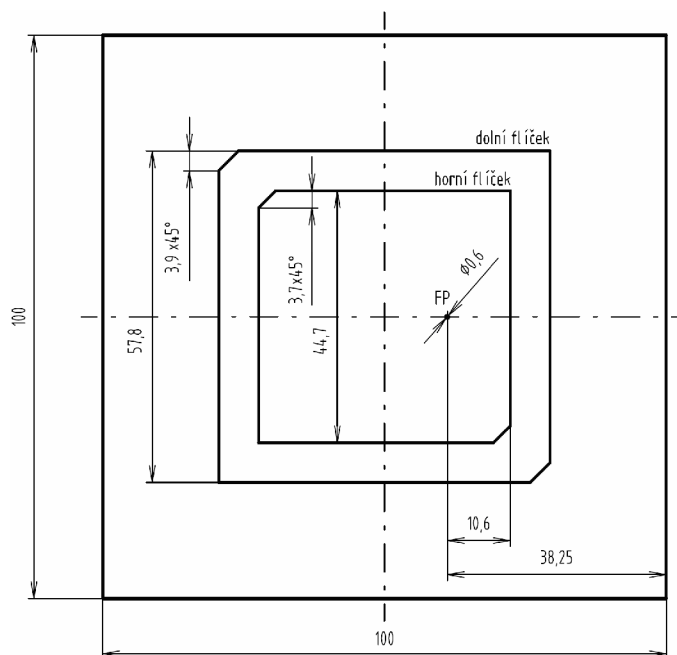


Obr. 3.20 Postupná změna vstupní impedance třetí antény při zařezávání rohů horního flíčku.



Obr. 3.21 Postupná změna vstupní impedance třetí antény při zařezávání rohů horního flíčku zobrazená ve Smithově impedančním diagramu.

Na předchozích obrázcích je možné názorně sledovat vliv seřiznutí rohů horního flíčku na impedanci antény. Podle dřívějších poznatků se potvrdilo, že s větším seřiznutím rohů se rezonanční kmitočet zvyšuje a přitom vlastnosti spodního flíčku se nemění (viz obr. 3.21 vlevo). Tímto postupem se podařilo doladit rezonanci horního flíčku na požadovaný kmitočet. Změřené kmitočty vybuzených ortogonálních módů (spodní flíček: 1172 a 1184 MHz, horní flíček: 1569 a 1579 MHz) se příliš neliší od vypočítaných kmitočtů z tabulky 3.1. Posunutí napájecího bodu FP dále od středu ověřilo předpoklad zvýšení impedance antény za účelem jejího lepšího impedančního přizpůsobení. Výsledky třetí realizované dvoupásmové antény vyhovují požadavkům a může se přistoupit k měření vyzařovacích charakteristik.



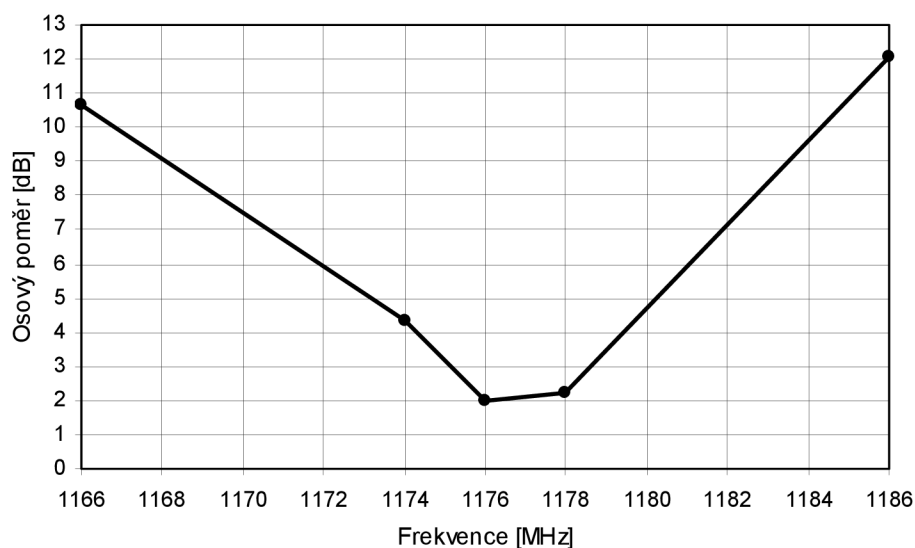
Obr. 3.22 Konečné rozměry třetí antény.

3.8 Měření dvoupásmové antény v bezodrazové komoře

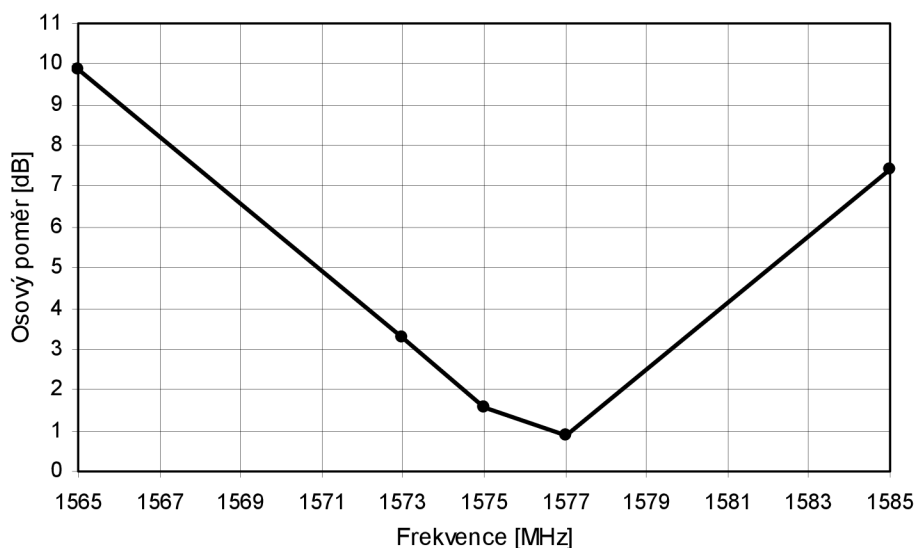
Měření proběhlo v bezodrazové komoře firmy Ramet C.H.M. a.s. se sídlem v Kunovicích. Měřil se osový poměr antény a její směrové charakteristiky. Popis měřicího pracoviště je následující. Měřená dvoupásmová anténa byla umístěna na točně umožňující rotaci v azimutu a byla připojena na generátor kmitočtů HP 83732B. Ve vzdálenosti 6 metrů se nacházela přijímací anténa umožňující otáčení kolem vlastní osy. Referenční anténa byla připojena na měřič výkonu Anritsu ML2437A. Rozměr bezodrazové komory byl 6,8 x 6 x 12 m (výška x šířka x délka). Měřicí úkony byly řízeny z vedlejšího pracoviště obslužným programem. Dění v komoře bylo možné sledovat na obrazovce kamerového systému.

3.8.1 Měření osového poměru antény

Postup měření osového poměru byl následující. Měřená dvoupásmová anténa ozařovala přijímací lineárně polarizovanou trychtýřovou anténu. Měřil se přijímaný výkon v jednotkách dBm pro zvolené diskrétní kmitočty při několika úhlech natočení v ose přijímací antény. V každém pásmu bylo vybráno pět kmitočtů – krajní kmitočty pásma, střední kmitočet pásma a jeho okolí ± 2 MHz. Osový poměr v decibelech na daném kmitočtu pak odpovídá rozdílu naměřeného minima a maxima přijímaného výkonu. Výsledkem měření je frekvenční závislost osového poměru (obr. 3.23 a 3.24).



Obr. 3.23 Změřená závislost osového poměru na frekvenci, pásmo E5a.

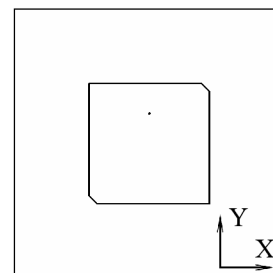


Obr. 3.24 Změřená závislost osového poměru na frekvenci, pásmo L1.

3.8.2 Měření směrových charakteristik antény

Obecně se u lineárních antén měří charakteristika záření v rovině E a H. Jde o vykreslení úrovně těchto složek v závislosti na elevačním úhlu antény. U kruhově polarizované antény se však oba vektory E a H v rovině měření mění, protože obě složky v čase rotují v rovině kolmé na směr šíření, a proto nelze měřit tyto složky zvlášť.

Měřicí stanoviště a zapojení antén zůstává stejné z předchozího bodu měření. Pro stanovení měřených rovin záření bylo zavedeno označení orientace antény vůči vodorovnému otáčení antény na točně. Anténa byla orientována



Obr. 3.25 Orientace antény při měření.

buď v ose X nebo v ose Y, ve které se pak otáčela. Na obr. 3.25 má anténa orientaci X. Orientace Y se pak dostane otočením o úhel 90° . Měřilo se na krajních a středních kmitočtech pásma E5a a L1 pro orientaci antény X nebo Y vůči horizontálně nebo vertikálně polarizovanému dipólu (trychtýřové anténě).

Jedno měření trvalo přibližně 50 sekund a za tuto dobu bylo zachyceno přibližně 4000 hodnot přijímaného výkonu, které bylo možné ze souboru typu CSV následně zpracovat například programem MS Excel a v něm vynést naměřené hodnoty do polárního grafu. Změřené směrové charakteristiky pro kmitočty 1176 a 1575 MHz jsou v příloze B.

3.8.3 Měření charakteristik záření antény pro kruhově polarizovanou vlnu

Cílem je získat směrové charakteristiky antény pro pravotočivou vlnu na stejných kmitočtech jako v předchozím měření pro obě orientace antény. Referenční anténou byla pravotočivá šroubovicová anténa. Změřené směrové charakteristiky jsou v příloze B.

3.8.4 Shrnutí výsledků měření v bezodrazové komoře

Realizovaná dvoupásmová anténa dosahuje ve směru kolmém na rovinu antény osového poměru 2 dB na kmitočtu 1176 MHz a osového poměru 1,6 dB na kmitočtu 1575 MHz. Dobrých hodnot osového poměru však anténa dosahuje pouze na středních kmitočtech pásem. Se čtvercovými flíčky však není možné dosáhnout dobrého osového poměru v celém pracovním pásmu. Dosažení jemnějšího průběhu závislosti osového poměru na frekvenci by vyžadovalo podstatné zvýšení doby měření, což nebylo přímo náplní tohoto měření. Dále byl změřen osový poměr na středních kmitočtech při elevaci antény 45° ve směru Y. Hodnoty osového poměru jsou na 1176 MHz $AR = 0,6$ dB a na 1575 MHz $AR = 0,5$ dB. Při této elevaci už přispívá k záření i vybuzená nežádoucí levotočivá vlna, která je lineární anténou též zachycena a zkresluje tak získané hodnoty. Ve směru kolmém na rovinu antény je dle simulace buzení levotočivé vlny zcela potlačeno (viz obr. 3.10 a 3.11), a proto jsou naměřené hodnoty osového poměru věrohodné. Měřením osového poměru bylo dokázáno, že navržená anténa pracuje na středních kmitočtech s kruhově polarizovanou vlnou, avšak ve velice úzkých pásmech, které pro osový poměr horší jak 3 dB dosahují relativní šířky pásma 0,3 % a 0,4 %.

Měření charakteristik záření antény pro kruhově polarizovanou vlnu vypovídá o schopnosti antény přijímat signály z družic GNSS v poměrně širokém úhlu elevací. Toto tvrzení se však potvrdí až při zkušebním testování antény s GPS modulem.

Ve všech naměřených charakteristikách lze sledovat vychýlení hlavního laloku, které může být důsledkem nepřesného zamíření referenční antény vůči měřené anténě a také umístěním fázového středu antény mimo střed otáčení točny. Vychýlení je ale pouze pár stupňů. Souhrnné informace o měření charakteristik záření zachycuje tabulka 3.4.

Tab. 3.4 Parametry dvoupásmové antény odečtené z charakteristik záření.

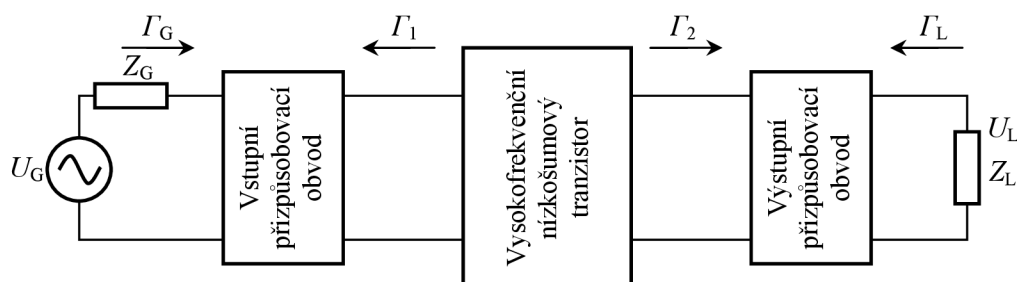
	Průběh	Orientace antény	Polarizace referenční antény	Vychýlení hlavního laloku [°]	Šířka hlavního laloku -3 dB [°]	Činitel zpětného záření [dB]
1176 MHz	B.1	X	V	5	101	7,1
	B.2	X	H	1	100	8,6
	B.3	Y	V	3	88	6,8
	B.4	Y	H	2	107	9,2
	B.5	X	K	3	97	15,8
	B.6	Y	K	4	91	14,6
1575 MHz	B.7	X	V	3	85	17,4
	B.8	X	H	2	88	11,8
	B.9	Y	V	0	86	16,7
	B.10	Y	H	1	87	12,5
	B.11	X	K	2	83	>21,0
	B.12	Y	K	0	85	20,2

4 Nízkošumové zesilovače

Zpracování extrémně slabých signálů vyžaduje použití zesilovačů, které jsou schopny tyto signály zesílit a zároveň svými šumovými vlastnostmi co nejméně přispět ke snížení poměru signál-šum. Takové zesilovače nazýváme nízkošumovými zesilovači (angl. *Low Noise Amplifier* - LNA). Většinou se nacházejí na vstupu přijímačů nebo je lze najít jako součást aktivních antén. Zisk, šumové číslo a stabilita nízkošumového zesilovače jsou hlavní parametry, které jsou u těchto zesilovačů nejvíce hlídány. Tato kapitola obsahuje popis uvedených parametrů dle [7].

4.1 Struktura nízkošumového zesilovače

Nízkošumový tranzistor nelze do obvodu zapojit bez přizpůsobovacích obvodů. Takový zesilovač by byl zcela jistě nestabilní a nebylo by využito jeho výborných vlastností. Proto je potřeba tranzistor impedančně přizpůsobit k impedanci zdroje a zátěže skrze přizpůsobovací obvody. V problematice nízkofrekvenčních zesilovačů se však hledá tzv. šumové přizpůsobení, při kterém se dosahuje nejnižšího šumového čísla zesilovače. Na obr. 4.1 je naznačena obecná struktura zapojení zesilovače do obvodu.



Obr. 4.1 Struktura nízkošumového zesilovače.

Význam zkratk na obr. 4.1:

Z_G - vnitřní impedance generátoru,

Z_L - zatěžovací impedance zesilovače,

Γ_G - činitel odrazu na výstupu generátoru,

Γ_L - činitel odrazu na zátěži,

Γ_1 - činitel odrazu na vstupu tranzistoru při připojení zátěže o impedanci Z_L ,

Γ_2 - činitel odrazu na výstupu tranzistoru při připojení generátoru o impedanci Z_G .

Mezi činiteli odrazu existuje následující vztah [8]

$$|\Gamma_1| = \left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right|, \quad (4.1)$$

$$|\Gamma_2| = \left| s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_G}{1 - s_{11}\Gamma_G} \right|. \quad (4.2)$$

4.1.1 Zisk zesilovače

Výkonové zesílení A_p je bezrozměrnou skalární veličinou. Obecně je definováno jako poměr činného výkonu dodávaného do zátěže a činného výkonu dodávaného zdrojem do vstupu tranzistoru. Činný výkon se vyjadřuje efektivními hodnotami napětí a proudů, vztahy pro P_S a P_L budou mít tvar [7]

$$P_S = \left(\frac{|U_S|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re} \left(\frac{1}{Z_S} \right), \quad (4.3)$$

$$P_L = \left(\frac{|U_L|}{\sqrt{2}} \right)^2 \operatorname{Re} \left(\frac{1}{Z_L} \right). \quad (4.4)$$

Výkonové zesílení A_p se pak určí ze vztahu

$$A_p = \frac{P_L}{P_S}. \quad (4.5)$$

Vyjádření zesílení zesilovače v decibelové míře udává zisk zesilovače

$$A_{L \text{ dB}} = 10 \log \frac{P_L}{P_S}. \quad (4.6)$$

4.1.2 Šumové číslo

Při popisu šumových vlastností zesilovače se nezkoumají jeho jednotlivé vnitřní zdroje šumu, ale obvykle jsou pomocí jedné veličiny charakterizovány jeho výsledné šumové vlastnosti. Šumový činitel F udává, jak se změní poměr signál-šum na výstupu zesilovače proti poměru signál-šum na vstupu zesilovače a je dán vztahem

$$F = \frac{\frac{P_{sS}}{P_{sL}}}{\frac{P_{SS}}{P_{SL}}}, \quad (4.7)$$

kde P_{SS} je výkon signálu na vstupu zesilovače,
 $P_{\text{šS}}$ je výkon šumu na vstupu zesilovače,
 P_{SL} je výkon signálu na výstupu zesilovače,
 $P_{\text{šL}}$ je výkon šumu na výstupu zesilovače.

Zesilovače se často pro dosažení většího zisku řadí do kaskády. Výsledný šumový činitel kaskády je dán Friisovým vztahem

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{P1} \cdot A_{P2}} + \frac{F_4 - 1}{A_{P1} \cdot A_{P2} \cdot A_{P3}} + \dots, \quad (4.8)$$

kde A_{Px} je výkonové zesílení jednotlivých dvojbranů v kaskádě zesilovače.

Šumové číslo NF (z angl. *Noise Figure*) je šumový činitel F vyjádřený v decibelové míře podle vztahu

$$NF = 10 \log F. \quad (4.9)$$

Reálný zesilovač má $NF > 1$ dB a pro ideální zesilovač je $NF = 1$ dB.

4.1.3 Stabilita zesilovače

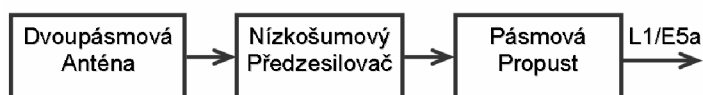
Důležitý faktor, který se při návrhu nesmí opomenout, je stabilita zesilovače. Ta musí být zaručena v širokém pásmu kmitočtů a v celém rozmezí běžných pracovních podmínek. Nestabilní zesilovač mění své vlastnosti v čase, a mnohdy pak má sklony k oscilaci. K vyšetřování stability zesilovače existuje řada kritérií. Nejčastěji se používá imitanční kritérium, využívající rozptylových parametrů, pomocí kterých se stanoví tzv. Rolletův činitel stability K definovaný vztahem

$$K = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta s|^2}{2|s_{12}s_{21}|}, \quad (4.10)$$

kde $\Delta s = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$. Pro absolutně stabilní zesilovač musí platit $K > 1$ a současně musí být splněna podmínka $\Delta s < 1$. Je-li $K < 1$ nebo $\Delta s > 1$, zesilovač je potenciálně nestabilní a pro $K = 1$ je na mezi stability.

5 Návrh a realizace anténního předzesilovače

Výkony signálů vysílaných z družic GNSS jsou na povrchu Země velmi nízké a jejich velikost je menší než termální šum na vstupu přijímače. Takové signály se musí po přijetí anténou bezprostředně zesílit nízkošumovým předzesilovačem, který by měl dosahovat dostatečně vysokého zisku (> 20 dB) a malého šumového čísla (jeho velikost závisí na aplikaci, např. < 1 dB). Přijímací antény koncipované spolu s předzesilovačem nazýváme aktivními anténami. Bloková struktura navrhované aktivní antény je zobrazena na obr. 5.1. Signál přijímaný dvoupásmovou anténou je v předzesilovači zesílen nízkošumovým tranzistorem a dále filtrován pásmovou propustí. Na výstupu aktivní antény (SMA konektor) je k dispozici signál o dostatečné úrovni v požadovaných frekvenčních pásmech. Tato kapitola popisuje krok za krokem návrh anténního předzesilovače a představuje jeho změřené parametry.

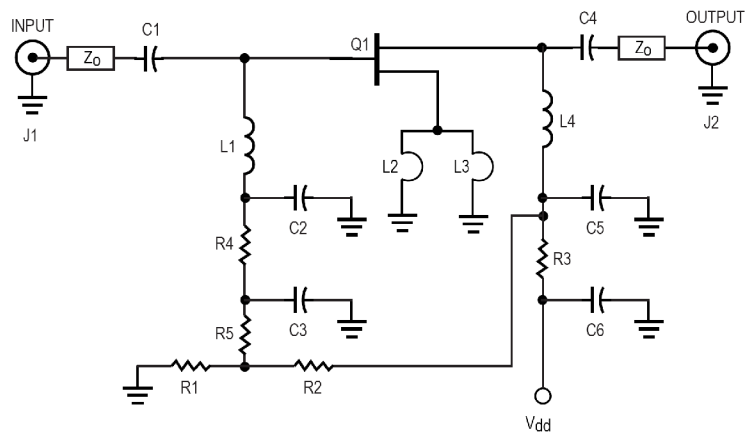


Obr. 5.1 Blokové schéma navrhované aktivní antény.

5.1 Výběr tranzistoru předzesilovače

V době masivní integrace prošly vývojem i nízkošumové zesilovače pro nejrůznější použití ve vysokofrekvenční technice. Snahou je integrovat všechny součástky (jak aktivní, tak pasivní) do jednoho pouzdra. Hlavním úkolem této práce nebyl návrh předzesilovače, proto se původně počítalo s použitím právě některého integrovaného nízkošumového zesilovače např. MGA-62563, se kterým by nebylo obtížné splnit požadavky uvedené v příloze A. Konstrukce zesilovače s použitím samotného tranzistoru má však mnoho výhod. Především je na trhu mnohem širší výběr tranzistorů než integrovaných zesilovačů, a navíc lze se samotným tranzistorem dosáhnout mnohem lepších parametrů, ale za cenu složitějšího návrhu a pochopitelně i vyšší ceny.

Na místo předzesilovače byl nakonec vybrán nízkošumový tranzistor ATF-54143 (Avago Technologies). Přednosti tohoto tranzistoru jsou vysoká linearita v širokém pásmu kmitočtů (vysoké OIP3), velmi nízké šumové číslo a poměrně velký zisk, který na pracovních kmitočtech navrhované antény může dosáhnout až 20 dB. Tranzistor je v provedení E-pHEMT (Enhancement-Mode Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), kterému pro nastavení pracovního bodu stačí kladné napájecí napětí. Tranzistor ATF-54143 je dostupný v pouzdře SOT-343 a jeho katalogové zapojení je uvedeno na obr. 5.2. [9]

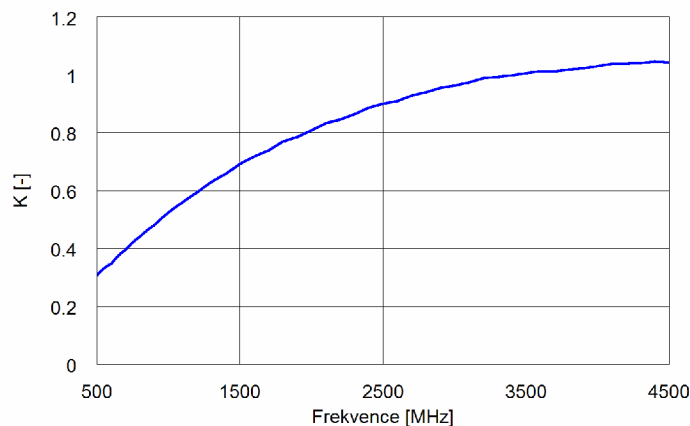


Obr. 5.2 Katalogové zapojení nízkošumového tranzistoru ATF-54143. [9]

5.2 Návrh a simulace zesilovače

Simulování předzesilovače proběhlo opět v programu AWR MWO s využitím obvodového simulátoru. V první řadě byl vybrán dielektrický substrát, na kterém bude zesilovač zhotoven. Parametry substrátu postihnou v simulaci ztráty a dále jsou nezbytné pro určení impedance mikropásků. Lze je vyčíst z obr. 5.11. Tranzistor ATF-54143 reprezentují výrobcem změřené rozptylové parametry reálného tranzistoru v daném pracovním bodu, které jsou uvedeny v katalogovém listu tranzistoru [9]. Program AWR MWO disponuje on-line knihovnami součástek výrobců, takže odpadá práce s hledáním rozptylových parametrů součástek na internetu spojená s jejich importem do projektu. Vzhledem k dvoupásmovosti byl zesilovač navržen na kmitočtu 1375 MHz, což představuje střed mezi pásmy E5a a L1.

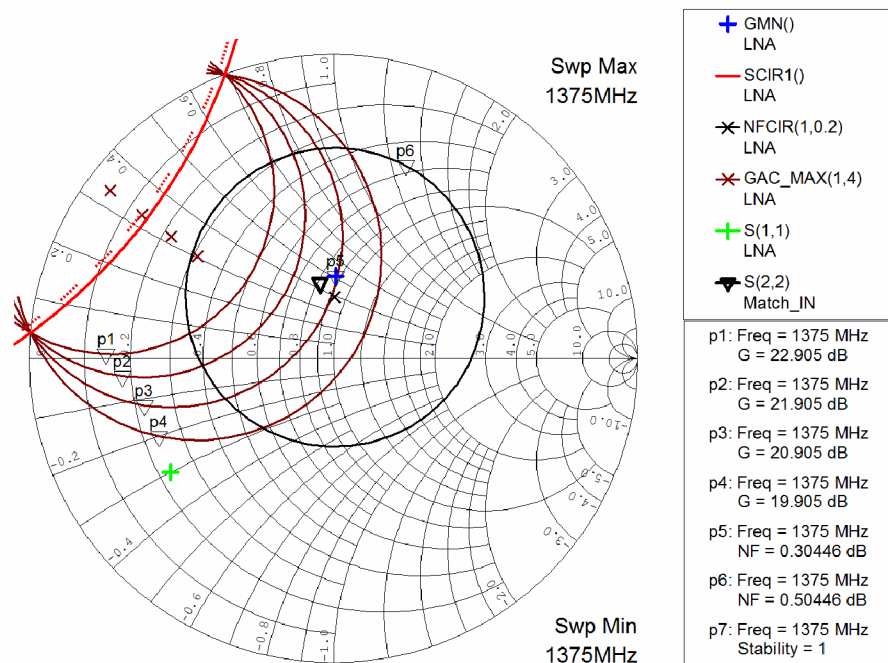
Velikost Rolletova činitele stability K tranzistoru ATF-54143 dle rovnice (4.10) je vynesena na obr. 5.3. $K < 1$, tzn. tranzistor je potenciálně nestabilní a nelze jej ideálně přizpůsobit na vstupu a výstupu zároveň. Na vstupu tranzistoru je ale požadováno přizpůsobení pro nejmenší šumové číslo, které se značně odlišuje od přizpůsobení pro dosažení maximálního zisku (viz obr. 5.4). Nemožnost ideálního přizpůsobení na vstupu tedy nemusí vadit. [10]



Obr. 5.3 Rolletův činitel stability tranzistoru ATF-54143.

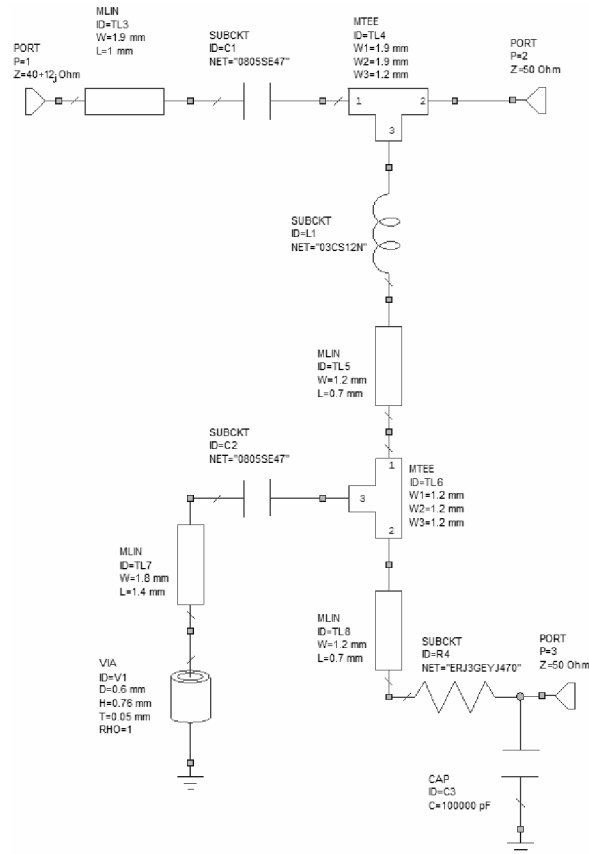
Zesilovač je prvním prvkem kaskády celého předzesilovače (obr. 5.1) a je připojený k napájecímu bodu antény o impedanci Z_G . Nejmenšího šumového čísla NF_{\min} se docílí při $\Gamma_1 = \Gamma_{\text{Gopt}}$. Optimálního činitele odrazu Γ_{Gopt} se dosáhne připojením přizpůsobovacího obvodu na vstup tranzistoru, který transformuje impedanci Z_G na Z_{Gopt} . Jeho návrh bude nyní popsán.

Do Smithova impedančního diagramu se vynesou kružnice stability v rovině generátoru (obr. 5.4). Stabilní rovina impedancí se nachází vně této kružnice. Dále se vynesou bod ideálního šumového přizpůsobení tranzistoru v rovině generátoru a kružnice konstantního šumového čísla a konstantního zisku tranzistoru. Nyní se navrhne vstupní přizpůsobovací obvod tak, aby činitel odrazu na jeho výstupu (s_{22} match_in) odpovídal bodu ideálního šumového přizpůsobení (bod p5). Jak je na obr. 5.4 vidět, kružnice konstantního šumového čísla objímá velkou část impedancí, ve které lze získat vynikající šumové číslo menší jak 0,5 dB.

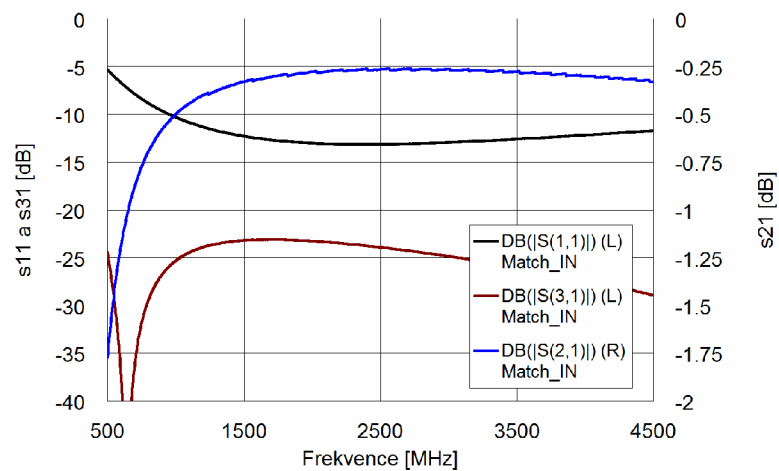


Obr. 5.4 Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu.

Navržený vstupní přizpůsobovací obvod je ukázán na obr. 5.5. Vzhledem k ideálnímu šumovému přizpůsobení tranzistoru mají vstupní přizpůsobovací obvody často velký koeficient odrazu na svém vstupu, což vede ke zmenšení zisku zesilovače. Na obr. 5.6 jsou vyneseny rozptylové parametry vstupního přizpůsobovacího obvodu. Rozptylový parametr s_{31} odpovídá hodnotě potlačení vysokofrekvenčních signálů z antény do stejnosměrné větve.



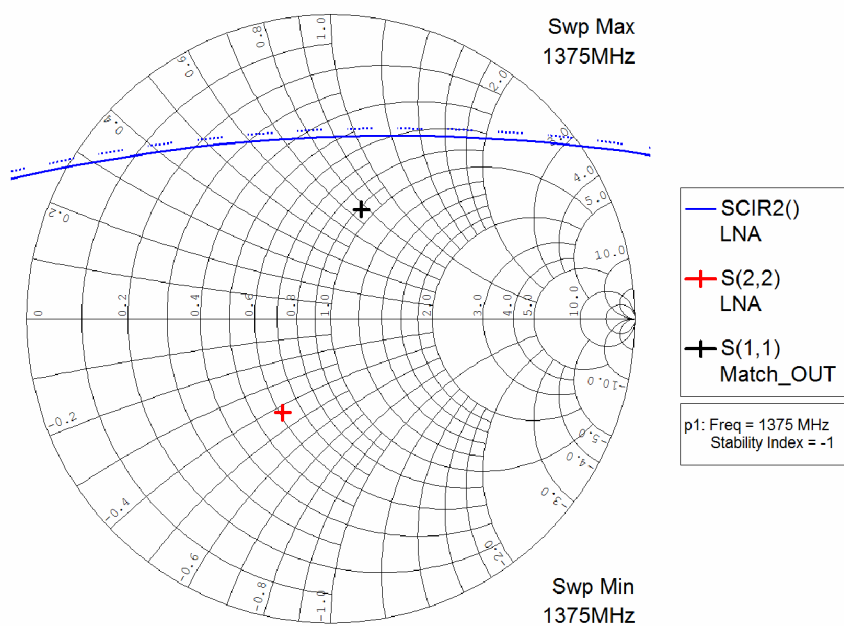
Obr. 5.5 Vstupní přizpůsobovací obvod včetně napájecího filtru.



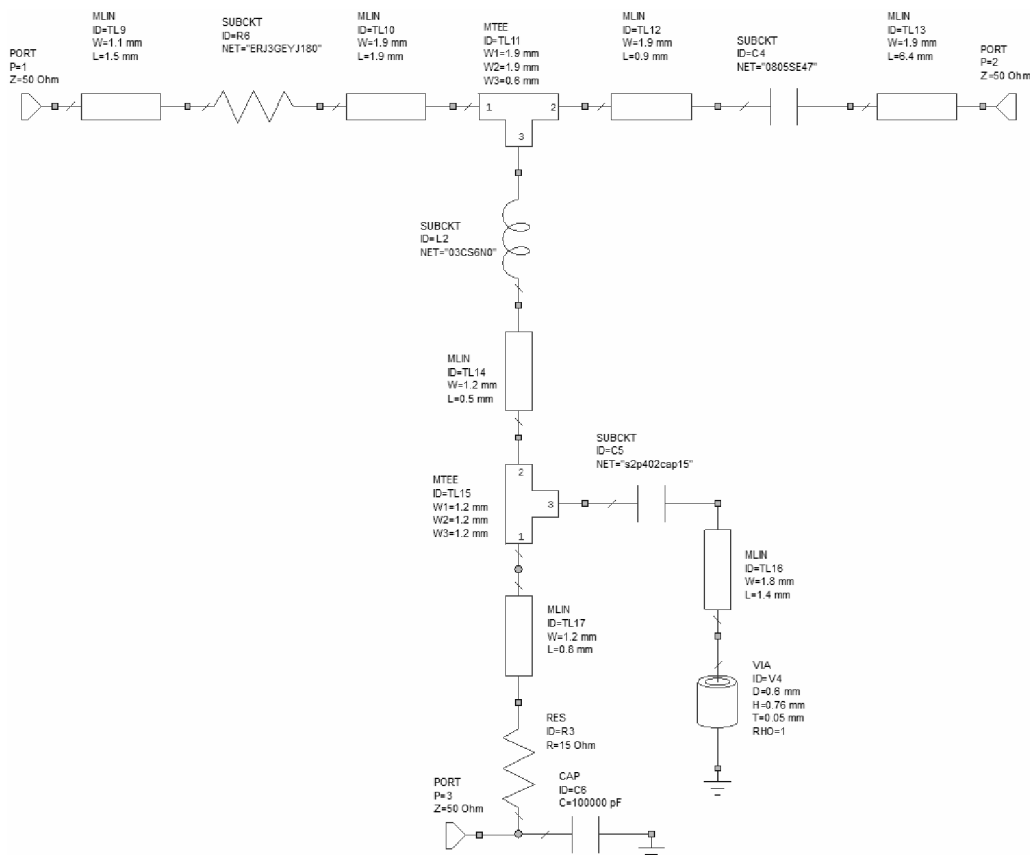
Obr. 5.6 Rozptylové parametry vstupního přizpůsobovacího filtru.

Návrh pokračuje vynesáním koeficientu odrazu na výstupu tranzistoru (s_{22} LNA) při současném připojení vstupního přizpůsobovacího obvodu (obr. 5.7). Vynesáním kružnice stability v rovině zátěže se zjistí hodnoty impedancí, které lze připojit na výstup tranzistoru, aby zůstal stabilní. Nyní je stabilní rovina vně kružnice. Výstup tranzistoru se přizpůsobuje výkonově, proto je koeficient odrazu s_{11} výstupního

přizpůsobovacího obvodu komplexně sdružený ke koeficientu odrazu s_{22} tranzistoru. Navržený výstupní přizpůsobovací obvod je uveden na obr. 5.8.



Obr. 5.7 Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu.

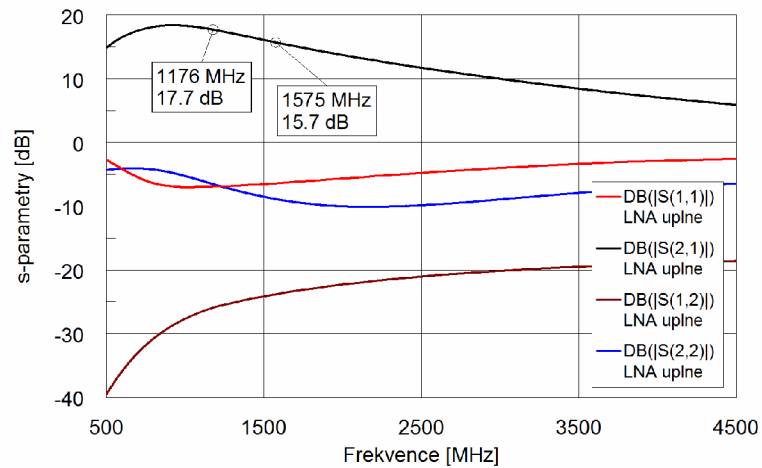


Obr. 5.8 Výstupní přizpůsobovací obvod včetně napájecího filtru.

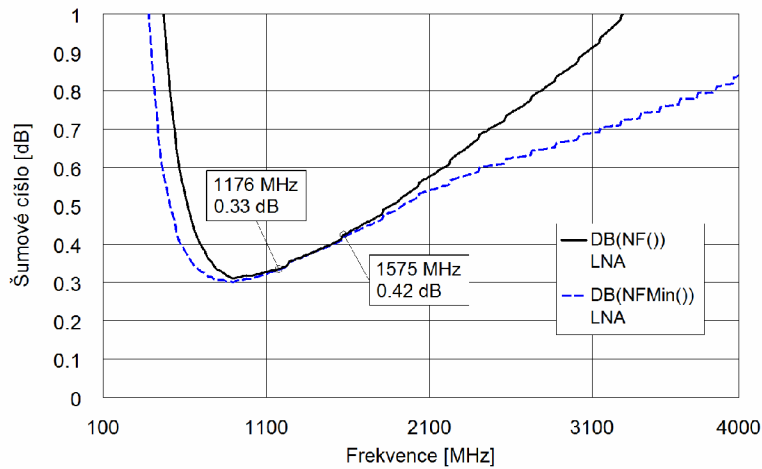
Ke zvýšení stability zesilovače dle aplikačního listu tranzistoru [11] značně přispěje připojení rezistoru na jeho výstup a vedení představující malou indukčnost připojené k jeho emitorovým vývodům. Simulací byly zjištěny přibližné hodnoty vedení TL1 a TL2 a na vyrobené desce se počítá s možným dostavením jejich délky.

Na vstupu předzesilovače je zařazen oddělovací kondenzátor, přes který neprojde stejnosměrné předpětí tranzistoru na flíček antény, kde by mohlo být rušeno. Podobnou funkci plní i kondenzátor řazený na výstupu tranzistoru. Volí se nejmenší možná velikost kapacity, protože účinky těchto kondenzátorů mohou ve výsledku vlastnosti zesilovače zcela znehodnotit. Obzvlášť je kladen důraz na první prvek v kaskádě zesilovače dle Friisova vztahu (4.8). Kondenzátor C1 má tedy nemalý vliv na celkové šumové číslo NF zesilovače.

Navrhovaný zesilovač dle obr. 5.9 dosahuje dostatečného zisku a zároveň jsou rozptylové parametry s_{11} a $s_{22} < 0$ dB, čímž je také splněno imitanční kritérium stability. Z obr. 5.10 je patrné, že navrhovaný zesilovač dosahuje velice nízkého šumového čísla.



Obr. 5.9 Simulované rozptylové parametry nízkošumového zesilovače.



Obr. 5.10 Simulovaná kmitočtová závislost šumového čísla zesilovače a porovnání s minimálním dosažitelným šumovým číslem.

5.3 Výpočet pracovního bodu zesilovače

Z požadavku na vysokou odolnost proti přetížení silnými signály, dostatečný zisk a co nejmenší šumové číslo byl zvolen pracovní bod $U_{DS} = 3 \text{ V}$ a $I_{DS} = 60 \text{ mA}$. V tomto pracovním bodu tranzistor na kmitočtu 1500 MHz dosahuje dle katalogového listu [9] zisku až 19,4 dB a velice nízkého šumového čísla, které je menší jak 0,4 dB. Napájecí napětí zesilovače U_{DD} je 5 V.

Pracovní bod tranzistoru se nastaví přivedením stejnosměrného napětí na vstup a výstup tranzistoru ATF-54143 skrze indukčnosti L1 a L2. Stejnoseměrnou část lze od vysokofrekvenční části oddělit například i pomocí čtvrtvlnného vedení na konci zkratovaného kondenzátorem s nízkou impedancí na pracovním kmitočtu. Impedance Z_0 tohoto vedení by měla být co největší, ovšem dostupná leptací technologie dovolí vyrobít spoj o nejmenší možné šířce 0,3 mm. Impedance Z_0 takového vedení dosahuje pro parametry použitého dielektrického substrátu hodnoty nanejvýš 103Ω – rozměry čtvrtvlnného vedení vycházejí $32 \times 0,3 \text{ mm}$. Kondenzátor připojený na konci vedení zvýší vstupní impedanci Z_0 a lze tak získat selektivní oddělení postačující pro požadovaná pracovní pásma. Prvky R4 a C4 tvoří filtr typu dolní propust pro omezení nízkých kmitočtů přicházejících po napájecím vedení.

Rezistory R1 a R2 (viz obr. 5.11) je nastaveno vstupní předpětí tranzistoru ($U_{GS} = 0,59 \text{ V}$) a prochází jimi proud I_{BB} , který by měl být přibližně 10krát větší než prosakovací proud do vstupu tranzistoru $I_{GSS} = 95 \mu\text{A}$.

Velikosti rezistorů pro nastavení pracovního bodu tranzistoru se vypočtou podle Ohmova zákona:

$$U_{DS} = 3 \text{ V}, \quad I_{DS} = 60 \text{ mA}, \quad U_{GS} \approx 0,59 \text{ V}, \quad I_{BB} \approx 2 \text{ mA}.$$

$$R_1 = \frac{U_{GS}}{I_{BB}} = \frac{0,59}{2 \cdot 10^{-3}} = \underline{295 \Omega} \quad (300 \Omega), \quad (5.1)$$

$$I_{BB} = \frac{U_{GS}}{R_1} = \frac{0,59}{300} = 1,97 \cdot 10^{-3} \text{ A}, \quad (5.2)$$

$$R_2 = \frac{U_{DS} + U_{RG} - U_{GS}}{I_{BB}} = \frac{(U_{DS} + R_6 \cdot I_{DS} - U_{GS})R_1}{U_{GS}}, \quad (5.3)$$

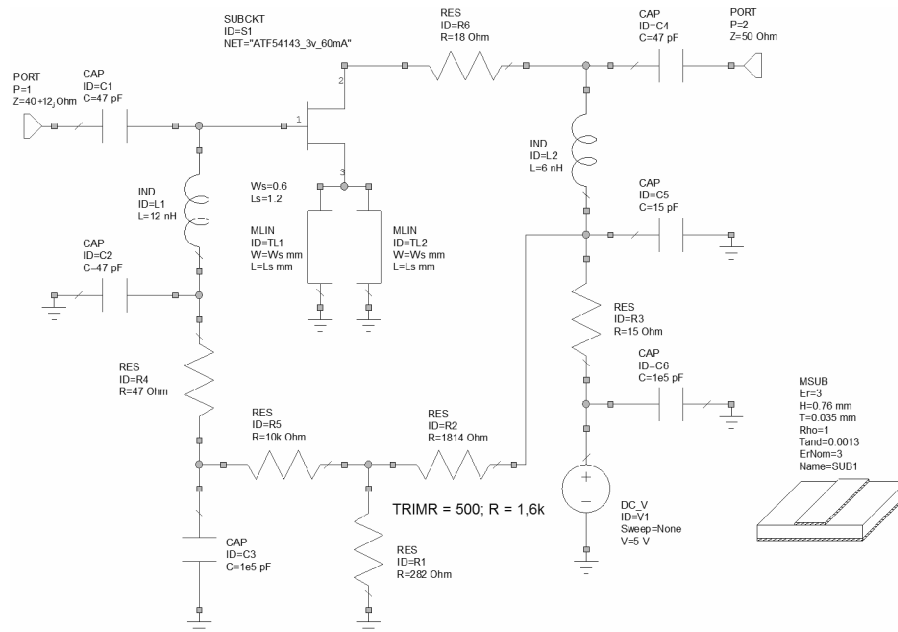
$$R_2 = \frac{(3 + 18 \cdot 60 \cdot 10^{-3} - 0,59) \cdot 300}{0,59} = \underline{1775 \Omega} \quad (1k8),$$

$$R_3 = \frac{U_{DD} - U_{R6} - U_{DS}}{I_{DS} + I_{BB}} = \frac{U_{DD} - R_6 \cdot I_{DS} - U_{DS}}{I_{DS} + I_{BB}}, \quad (5.4)$$

$$R_3 = \frac{5 - 18 \cdot 60 \cdot 10^{-3} - 3}{60 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}} = \underline{14,8 \Omega \text{ (} 15 \Omega \text{)}}.$$

Vypočítané hodnoty odporů rezistorů uvedené v závorkách odpovídají hodnotám z řady E24. Pro dodatečné dostavení pracovního bodu byly nahrazeny rezistory R1 a R2 trimrem 500 Ω a rezistorem 1k6.

Schéma zapojení zesilovače je uvedeno na obr. 5.11. Úplné schéma zapojení lze najít v příloze C. V něm jsou ve vysokofrekvenční části nahrazeny všechny součástky reálnými, přesněji jejich rozptylovými parametry, a vedeními, jejichž parazitní vlastnosti mohou ovlivňovat výsledné parametry zesilovače.



Obr. 5.11 Schéma zapojení nízkofrekvenčního zesilovače s ATF-54143.

5.4 Pásmová propust

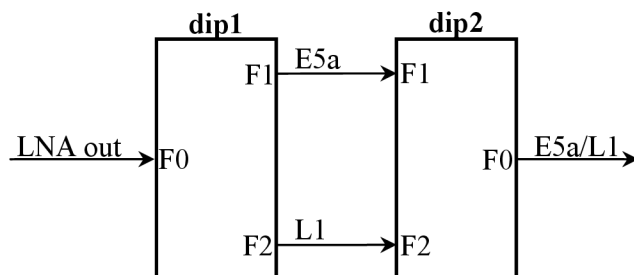
Posledním blokem aktivní antény je pásmová propust. Předzesilovač by měl vykazovat jistou selektivitu, která je dána pásmovou propustí (viz obr. A.1). Zesilovač bude zpracovávat všechny signály, které budou dvoupásmovou anténou zachyceny a lze očekávat i přítomnost GSM signálů. Filtry s povrchovou akustickou vlnou (SAW) nejsou dimenzovány na dlouhodobé zatěžování silnými signály a hrozilo by jejich zničení. Mikropáskové filtry jsou na těchto kmitočtech poměrně rozměrné, proto jsou pro toto použití nevýhodné.

Vhodným řešením je keramický sdužovač (diplexer) AM1230-1560D810. Jde o trojbran, který signály přicházející do brány F0 filtruje do brány F1 a F2. Parametry diplexeru převzaté z [12] jsou uvedeny v tabulce 5.1. Velikost diplexeru je 20 x 11 x 4 mm. Výrobce udává hodnotu maximálního vstupního výkonu 1 W a šířky pásem vyhovují pro danou aplikaci.

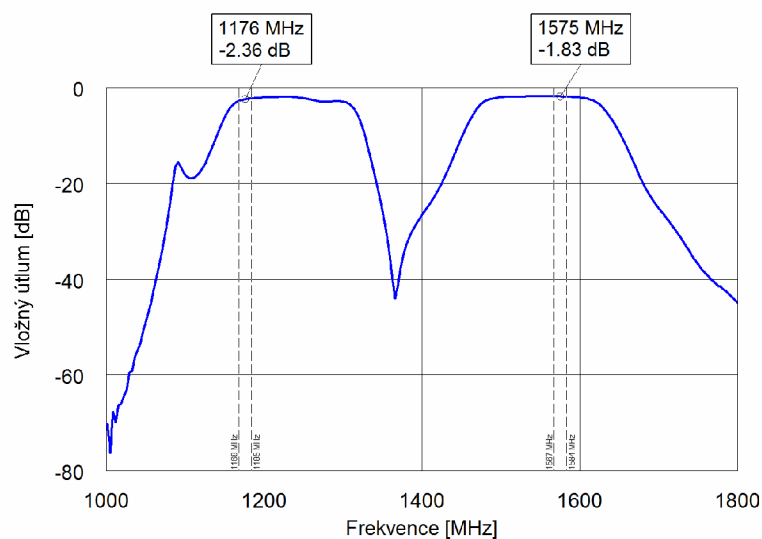
Tab. 5.1 Parametry keramického diplexeru AM1230-1560D810.

ITEM	F1		F2	
Center Frequency	1230 MHz		1560 MHz	
Bandwidth	1160-1300 MHz		1500-1620 MHz	
Pole	3		3	
Insertion Loss	2,0 dB max		2,0 dB max	
Ripple in BW	1,0 dB max		1,0 dB max	
VSWR	1,7:1 max		1,7:1 max	
Attenuation	1500-1620 MHz	30 dB min	1160-1300 MHz	30 dB min
Isolation	1500-1620 MHz	30 dB min	1160-1300 MHz	30 dB min
In/Out Impedance	50 Ohm		50 Ohm	
Input Power (max)	1 W		1 W	

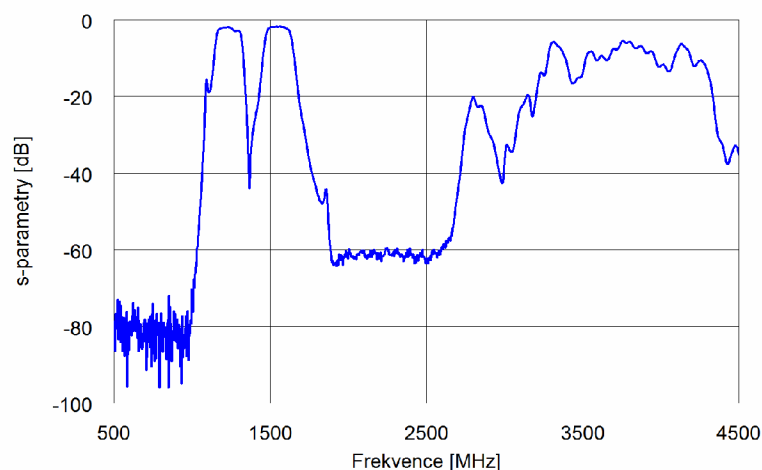
Diplexer je plně reciproký a signály přivedené na bránu F1 a F2 kombinuje zpět do brány F0. Zapojením dvou diplexerů za sebou podle obr. 5.12 se získá filtr s jedním vstupem a jedním výstupem, který dosahuje vloženého útlumu v propustných pásmech maximálně 2,4 dB. Změřená přenosová charakteristika je vykreslena na obr. 5.13 a 5.14. Použitelnost filtru je přibližně do kmitočtu 2600 MHz, tudíž pro danou aplikaci postačující.



Obr. 5.12 Zapojení keramických diplexerů.



Obr. 5.13 Detail změřené přenosové charakteristiky filtru skládajícího se ze dvou keramických diplexerů.



Obr. 5.14 Změřená přenosová charakteristika filtru skládajícího se ze dvou keramických diplexerů.

5.5 Realizace a měření zesilovače

Zesilovač a filtr jsou umístěny na společné dielektrické desce o rozměrech 70 x 42 mm. Motiv plošného spoje byl navržen v programu Mentor Graphics. Výkres horní a spodní strany desky plošného spoje předzesilovače spolu s rozložením součástek na desce je přiložen v příloze D. Podél obrysu desky jsou umístěny prokovy pro snazší připájení desky k zemní ploše antény.

Zesilovač byl osazen součástkami, které jsou uvedeny v soupisce součástek, již lze najít příloze E. Pájené spoje cívek L1 a L2, jejichž velikost pouzdra je přibližně 0,86 x 0,53 mm, byly častou příčinou nesprávné funkce zesilovače. Při sebemenším

mechanickém namáhání desky se tyto miniaturní spoje přerušily. Oživení zesilovače spočívalo v nastavení požadovaného pracovního bodu pomocí trimru nahrazující rezistory R1 a R2 a dále v nastavení vhodné délky úseků vedení TL1 a TL2 tak, aby zesilovač dosahoval přibližně stejné hodnoty zesílení jako v simulaci a přitom byl stabilní. Nakonec se původní délka těchto vedení osvědčila jako optimální.

K měření zisku zesilovače byl použit signálový generátor Agilent E4438C a spektrální analyzátor Agilent E4445A. Změřené parametry realizovaného zesilovače jsou uvedeny v následující tabulce. Jak bylo napsáno dříve, zisk zesilovače je závislý na délce úseků vedení TL1 a TL2, proto zesilovač oproti simulaci dosahuje trochu vyššího zisku. Šumové číslo bylo ochotně změřeno panem profesorem Kasalem z ústavu radioelektroniky, kterému tímto děkuji. Hodnoty šumového čísla jsou oproti simulaci vyšší, neboť se uplatnily ztráty v dielektriku, mikropáscích, v přizpůsobovacích obvodech a v rezistoru R6. Parametry zesilovače splňují všechna kritéria na něj kladena s velkým odstupem.

Tab. 5.2 Simulované a změřené parametry navrhovaného zesilovače.

Kmitočet	Zisk			Šumové číslo		
	Požadavek	Simulace	Měření	Požadavek	Simulace	Měření
1 176 MHz	> 10,0 dB	17,7 dB	18,7 dB	< 2,50 dB	0,33 dB	0,70 dB
1 575 MHz	> 10,0 dB	15,7 dB	16,3 dB	< 2,00 dB	0,42 dB	0,73 dB

Plošný spoj předzesilovače byl po změření parametrů připájen k zemní ploše antény. Stínící kryt předzesilovače nebyl po domluvě s vedoucím práce vyráběn, ale je vhodné celý předzesilovač stínit před rušením a vnějšími vlivy. Fotografie dvou-pásmové antény s předzesilovačem se nacházejí v příloze F.

6 Závěr

Dvoupásmová anténa a předzesilovač byly navrženy pomocí programu AWR Microwave Office v souladu s kladenými požadavky uvedenými v příloze A. Anténu pracující s kruhovou polarizací se podařilo vyrobit po dvou optimalizacích předchozích antén. Návrh antény by mohl být úspěšnější při ověření výsledků simulací jiným elektro-magnetickým simulátorem. Firma Honeywell však bohužel vlastní licenci jen pro uvedený program.

Vývoj předzesilovače se neseťkal s žádnými komplikacemi. Jeho parametry splňují s velkým odstupem všechna kritéria, která na něj byla kladena. Napájení předzesilovače mohlo být realizováno po koaxiálním vedení, to ovšem nebylo požadováno.

Anténa je s předzesilovačem vyrobena jako jeden celek. Výstup aktivní antény je v podobě jednoho SMA konektoru.

Na závěr byla ověřena funkčnost antény s GPS přijímačem LEA-4R (U-Blox). Anténa přijímala všechny dostupné družice, které mohly být následně použity pro výpočet polohy přijímače.

Seznam literatury

- [1] WATERHOUSE, Rodney B. *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*. Boston : Kluwer Academic Publishers, 2003. ISBN 1-4020-7373-9. Fundamental Properties of Single Layer Microstrip Patch Antennas, p. 21-65.
- [2] RAIDA, Z., et al. *Multimediální učebnice : Elektromagnetické vlny Mikrovlnná technika* [online]. c2008 [cit. 17. května 2009]. Dostupný na WWW: < <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?lang=cz> >.
- [3] MILLIGAN, Thomas A. *Modern Antenna Design*. 2nd edition. Hoboken : J. Wiley & Sons, 2005. ISBN 0-471-45776-0. Microstrip Antennas, p. 285-337.
- [4] LEE, Kai F.; CHEN, Wei. *Advantages in Microstrip and Printed Antennas*. New York : J. Wiley & Sons, 1997. ISBN 0-471-04421-0. Dual and Circularly Polarized Microstrip Antennas, p. 163-190.
- [5] APPLIED WAVE RESEARCH. *MWO/VSS/AO Getting Started Guide Version 7.5* [součást programu AWR MWO 2008]. Červen 2007 [cit. 17. května 2009].
- [6] APPLIED WAVE RESEARCH. *Cell Size Definition in Microwave Office Design Suite's EMSight* [online]. Zář 2004 [cit. 17. května 2009]. Dostupné na WWW: < http://web.awrcorp.com/content/Downloads/IC_Design-September-2004.pdf >.
- [7] Hanus, S.; Svačina, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika - přednášky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2002. ISBN: 80-214-2222-X.
- [8] NÁVARA, D. *Nizkošumový zesilovač a ozařovač pro pásmo S*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 47 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Špaček.
- [9] AVAGO TECHNOLOGIES. *ATF-54143 - Data Sheets & Technical Specifications* [online]. Srpen 2008 [cit. 17. května 2009]. Dostupné na WWW: < <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0488EN> >.
- [10] RANDUS, M. *Nizkošumový zesilovač 11 GHz* [online]. Červen 2007 [cit. 17. května 2009]. Dostupné na WWW: < http://www.elmag.org/lib/exe/fetch.php/k317:amo:nizkosumovy_zesilovac.ppt >.
- [11] AVAGO TECHNOLOGIES. *ATF-54143 - Application Note 1281* [online]. Červen 2006 [cit. 17. května 2009]. Dostupné na WWW: < <http://www.avagotech.com/docs/5988-5688EN> >.
- [12] ANATECHELECTRONICS. *1230-1560 MHz Ceramic Duplexer* [online]. 2008 [cit. 17. května 2009]. Dostupné na WWW: < http://www.anatechmicrowave.com/PDF_Datasheets/AM1230-1560D810.pdf >

Seznam příloh

A Požadavky na navrhovanou anténu	53
B Směrové charakteristiky antény	55
C Úplné schéma zapojení zesilovače	61
D Výkresy desky plošného spoje	62
E Soupiska součástek	63
F Fotografie dvoupásmové aktivní antény	64

A Požadavky na navrhovanou anténu

Used importance scale: **Essential** / **Desirable** / **Optional**

System Requirements:

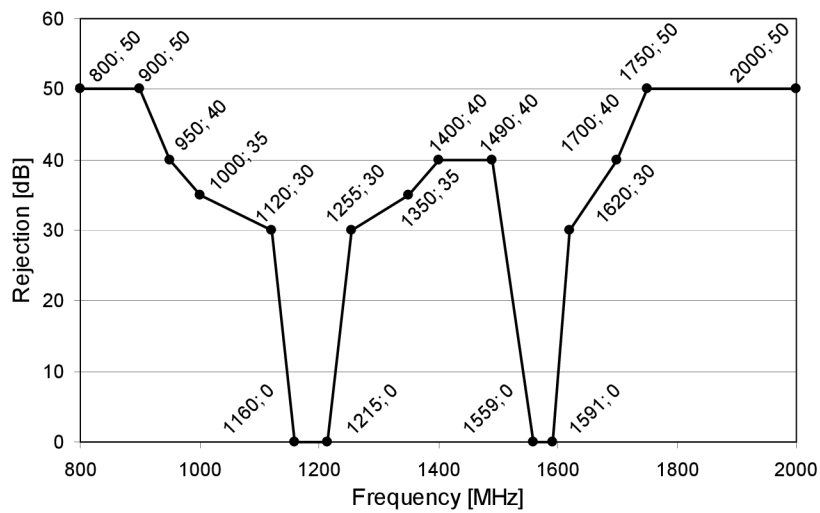
REQ. NO	REQ DESCRIPTION	IMPORTANCE
SR1	Antenna supports L1 band	Essential
SR2	Antenna supports E5a band	Essential
SR3	Antenna supports E5b band	Desirable
SR4	Antenna supports L2 band	Optional

Mechanical & Environmental Requirements:

REQ. NO	REQ DESCRIPTION	IMPORTANCE
MER1	Antenna operates in temperature range -40 ~ +85°C.	Desirable
MER2	Antenna operates with a plastic enclosure	Optional
MER3	Antenna dimensions are below 100x100x50mm	Essential
MER4	Antenna dimensions are below 70x70x30mm	Desirable
MER5	Connector type: SMA female	Desirable
MER6	Antenna is powered via coaxial cable	Essential

Electrical Requirements:

REQ. NO	REQ DESCRIPTION	IMPORTANCE
<i>Reflection:</i>		
ER1	$\text{dB}(S_{11}) < -5\text{dB @ } (1567.42-1583.42 \text{ MHz})$	Essential
ER2	$\text{dB}(S_{11}) < -10\text{dB @ } (1574.42-1576.42 \text{ MHz})$	Desirable
ER3	$\text{dB}(S_{11}) < -5\text{dB @ } (1168.45-1184.45 \text{ MHz})$	Essential
<i>Polarization:</i>		
ER4	RHCP	Essential
ER5	$\text{dB}(\text{AR}) < 2.5\text{dB @ } (1575.42\text{MHz}, \Theta = 45^\circ)$	Essential
ER6	$\text{dB}(\text{AR}) < 3.0\text{dB @ } (1176.45\text{MHz}, \Theta = 45^\circ)$	Essential
<i>Antenna Radiation</i>		
ER7	Antenna gain as per Table-1 and Table-2	Desirable
<i>LNA</i>		
ER8	Gain > 10dB @ (1567.42-1583.42 MHz)	Essential
ER9	29.5dB > Gain > 26.5dB @ (1567.42-1583.42 MHz)	Desirable
ER10	Gain > 10dB @ (1168.45-1184.45 MHz)	Essential
ER18	29.5dB > Gain > 26.5dB @ (1168.45-1184.45 MHz)	Desirable
ER11	NF < 4dB @ (1567.42-1583.42 MHz)	Essential
ER12	NF < 2.0dB @ (1567.42-1583.42 MHz)	Desirable
ER13	NF < 2.5dB @ (1168.45-1184.45 MHz)	Essential
ER14	Supply voltage: $3 \leq VCC \leq 9\text{V}$	Desirable
ER15	Power consumption: $\text{PIN} \leq 0.5\text{W}$	Desirable
ER16	Antenna LNA selectivity as defined by figure-1	Desirable
ER17	LNA shall withstand a CW input carrier of +20dBm without damage.	Desirable



Obr. A.1 Antenna preamplifier selectivity.

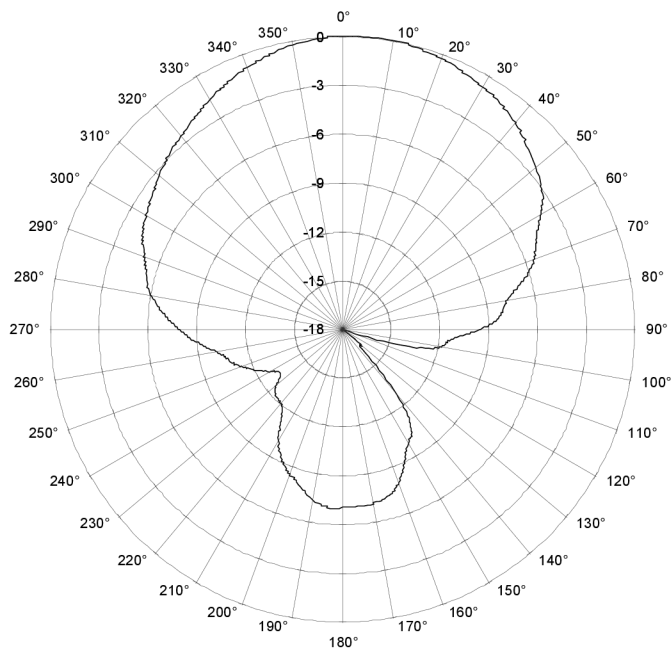
<i>Elevation angle</i>	<i>Minimum gain (L1, E5 band)</i>
> 15 deg	-2.0 dBic
10 deg	-3.0 dBic
5 deg	-4,5 dBic
0 deg	-7.5 dBic

Tab. A.1 Minimum gain above the horizon.

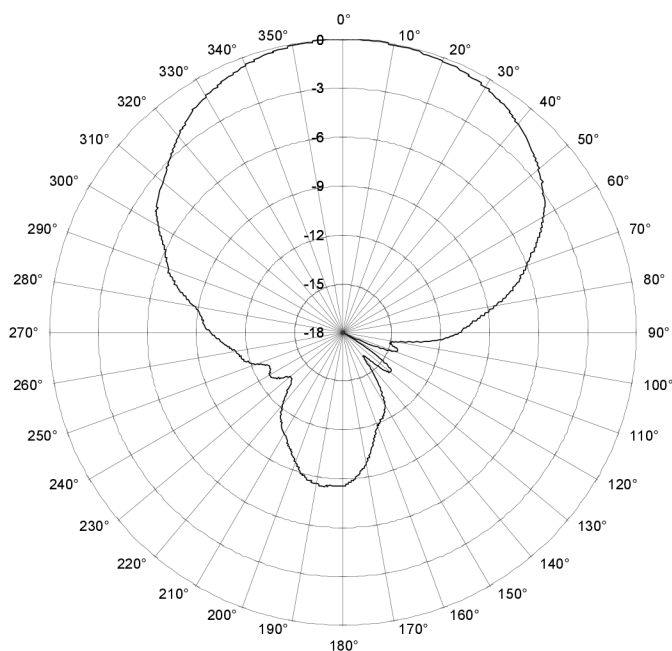
<i>Elevation angle</i>	<i>Maximum gain (L1, E5 band)</i>
> 5 deg	5.0 dBic
0 deg	-2.0 dBic
Below -30°	-10.0 dBic

Tab. A.2 Maximum gain above the horizon.

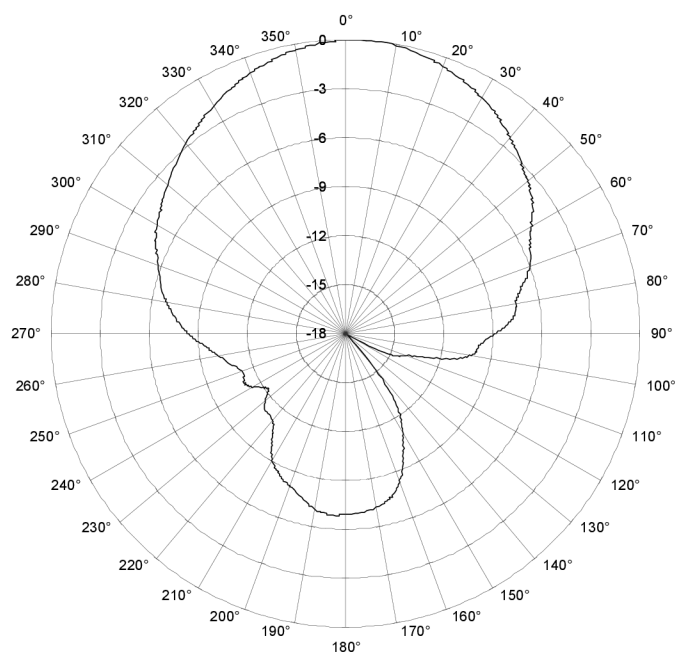
B Směrové charakteristiky antény



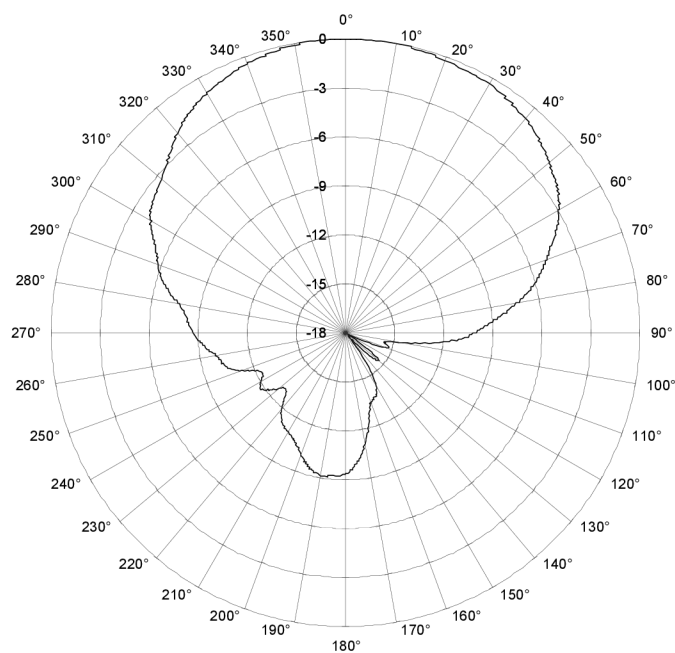
Obr. B.1 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény X, vertikální polarizace referenční antény.



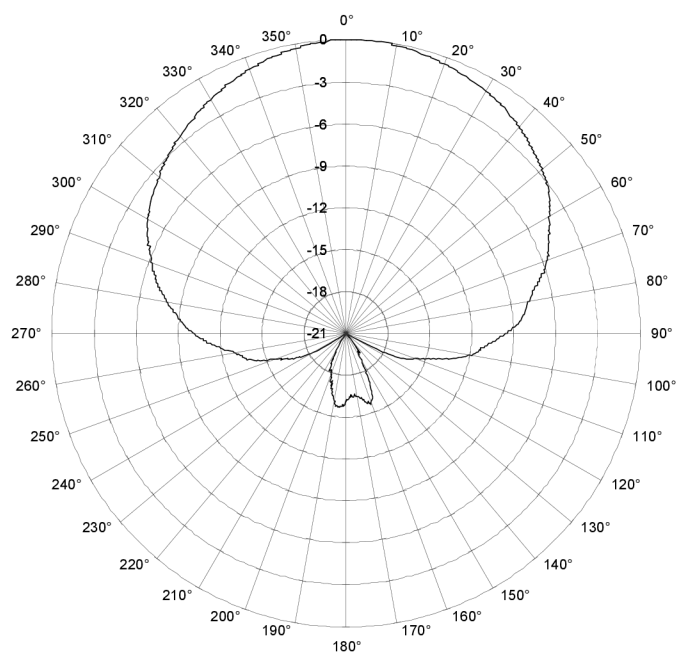
Obr. B.2 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény X, horizontální polarizace referenční antény.



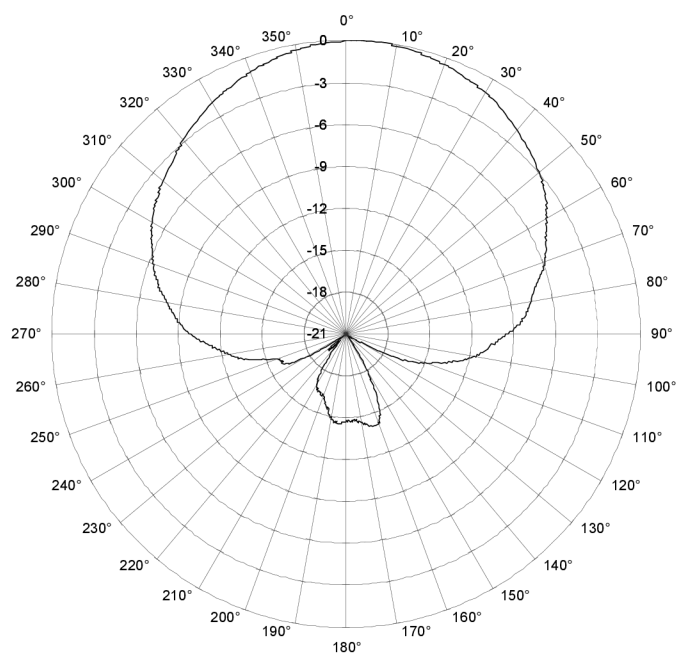
Obr. B.3 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény Y, vertikální polarizace referenční antény.



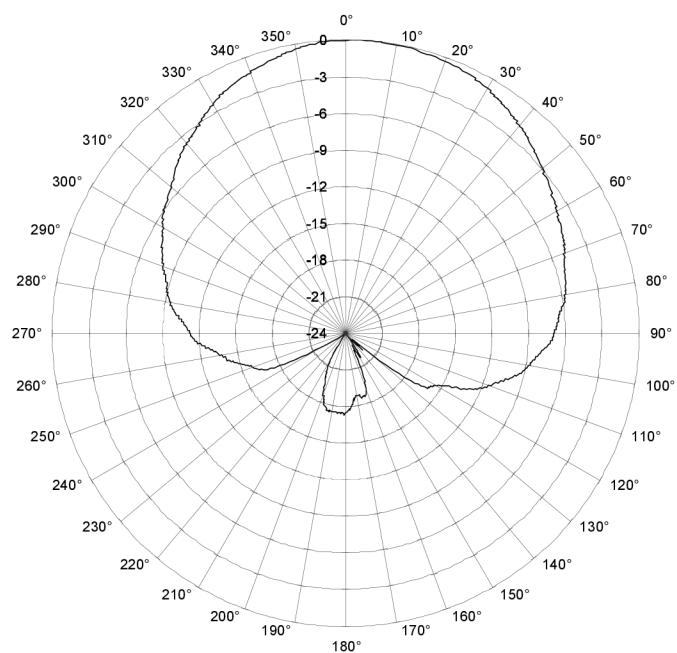
Obr. B.4 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény Y, horizontální polarizace referenční antény.



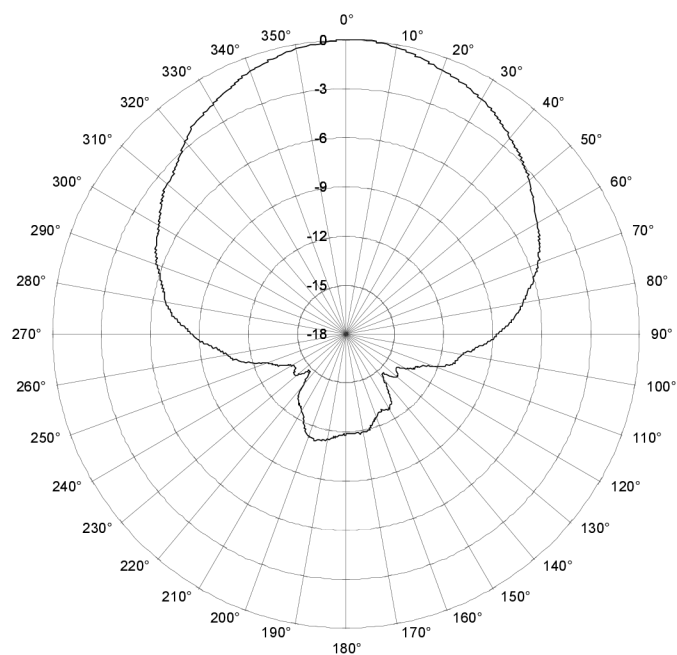
Obr. B.5 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény X, kruhová polarizace referenční antény.



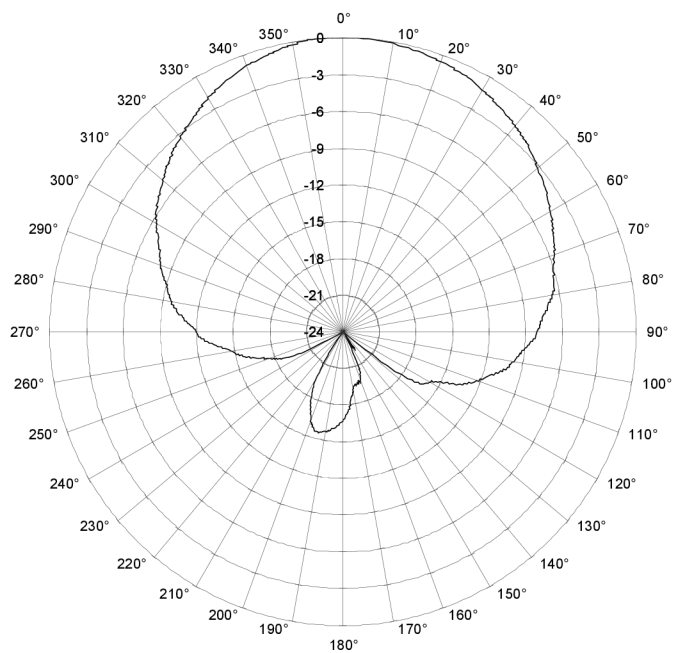
Obr. B.6 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1176 MHz při orientaci antény Y, kruhová polarizace referenční antény.



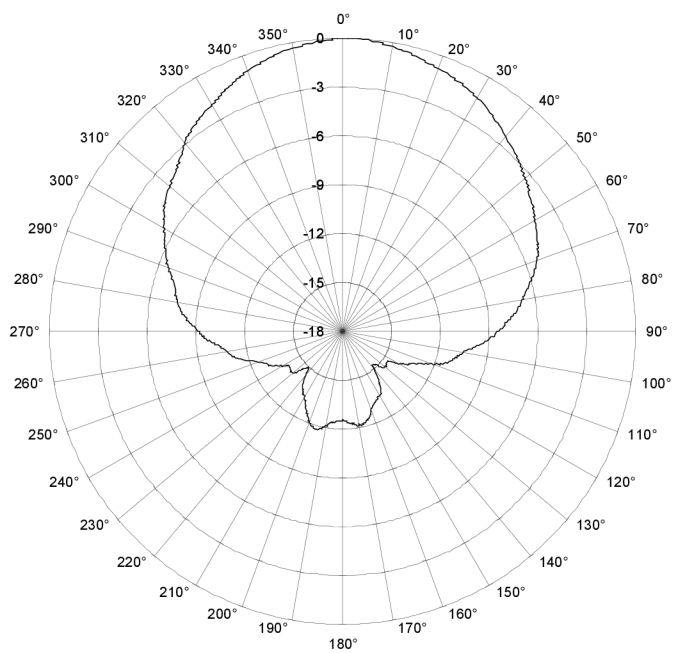
Obr. B.7 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény X, vertikální polarizace referenční antény.



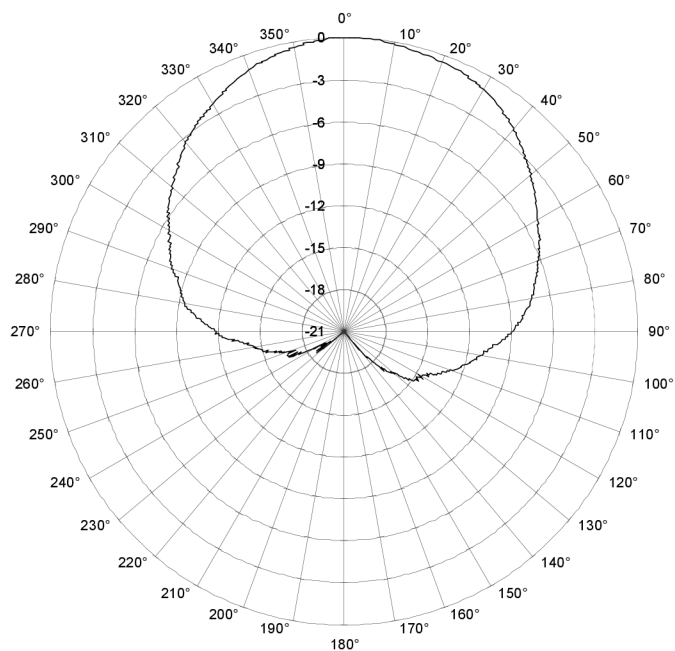
Obr. B.8 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény X, horizontální polarizace referenční antény.



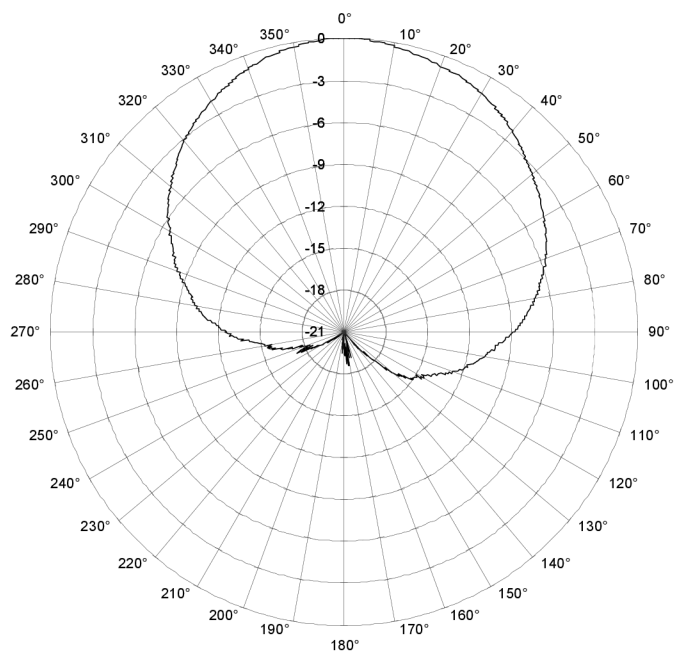
Obr. B.9 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény Y, vertikální polarizace referenční antény.



Obr. B.10 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény Y, horizontální polarizace referenční antény.

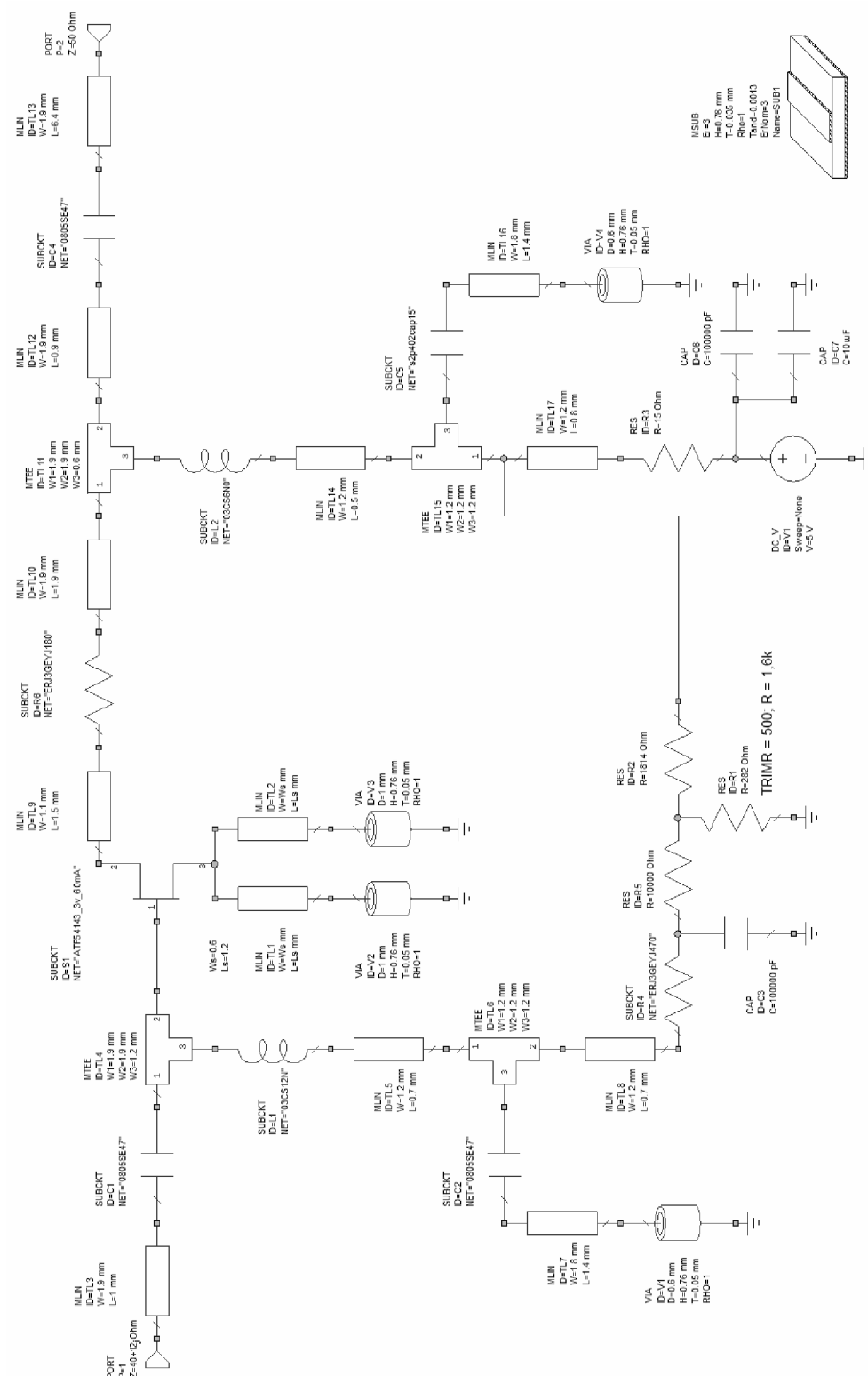


Obr. B.11 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény X, kruhová polarizace referenční antény.



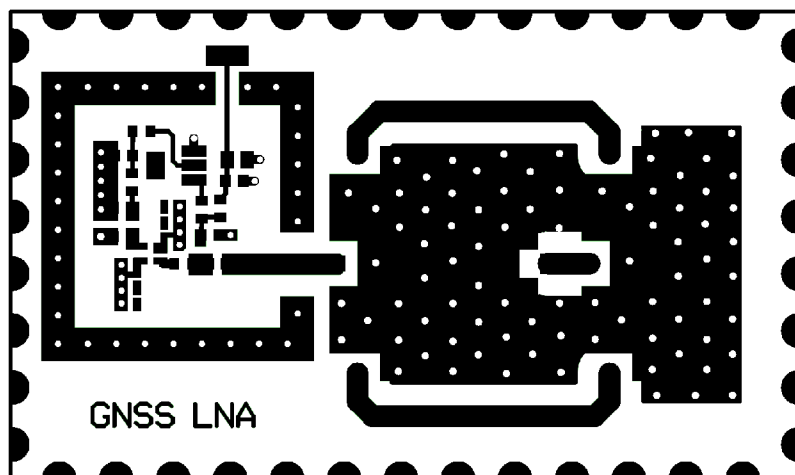
Obr. B.12 Směrová charakteristika dvoupásmové antény na kmitočtu 1575 MHz při orientaci antény Y, kruhová polarizace referenční antény.

C Úplné schéma zapojení zesilovače

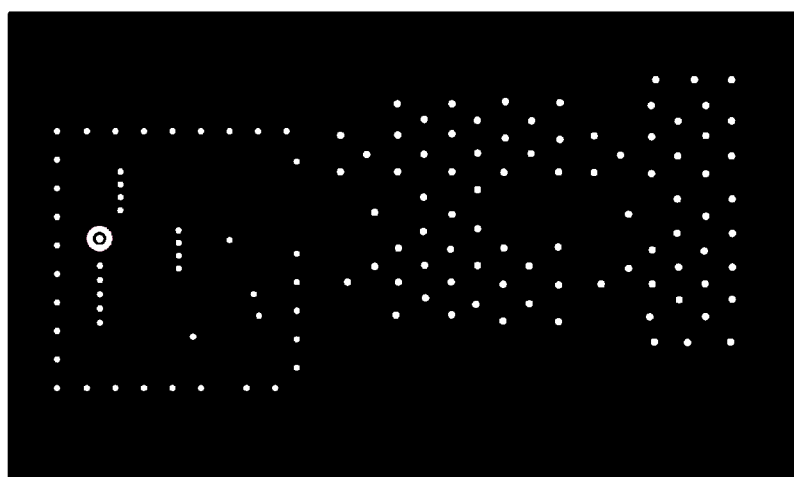


Obr. C.1 Úplné schéma zapojení zesilovače s tranzistorem ATF-54143.

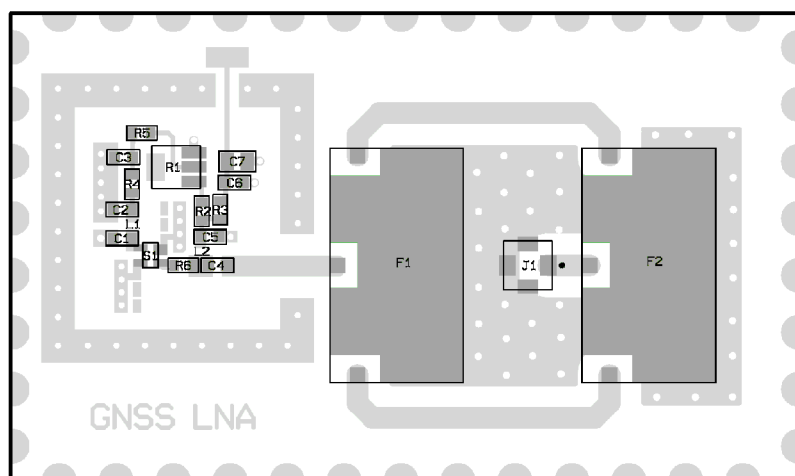
D Výkresy desky plošného spoje



Obr. D.1 Deska plošného spoje předzesilovače, strana Top, M1,5:1, 70 x 42 mm.



Obr. D.2 Deska plošného spoje předzesilovače, strana Bottom, M1,5:1, 70 x 42 mm.



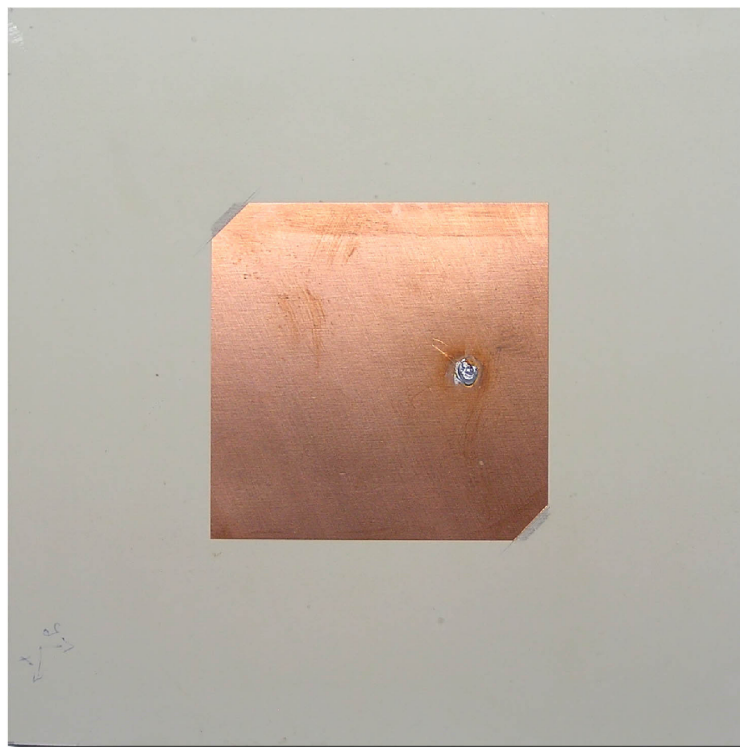
Obr. D.3 Rozložení součástek na desce plošného spoje předzesilovače, strana Top, M1,5:1.

E Soupiska součástek

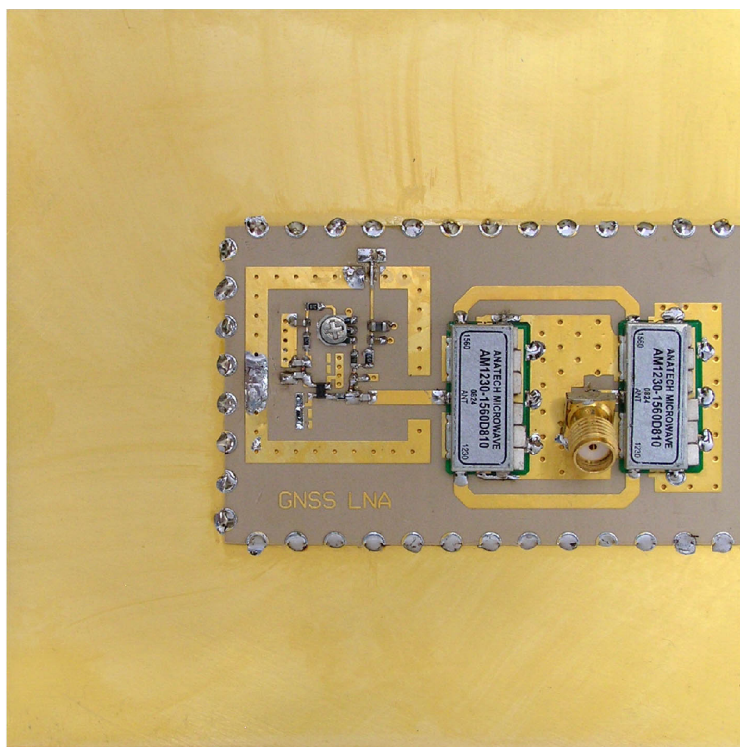
Tab. E.1 Soupiska součástek.

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	500R/0,1W	C4312	Trimr, cermetový
R2	1k6/0,1W	0603	Rezistor, tol. 5%
R3	15R/0,125W	0805	Rezistor, tol. 1%
R4	47R/0,1W	0603	Rezistor, tol. 5%
R5	10k/0,1W	0603	Rezistor, tol. 5%
R6	18R/0,1W	0603	Rezistor, tol. 1%
C1	47p/100V	0603	Ker. kond. AVX, C0G/NP0
C1	47p/100V	0603	Ker. kond. AVX, C0G/NP0
C3	100n/25V	0603	Ker. kondenzátor, X7R
C1	47p/100V	0603	Ker. kond. AVX, C0G/NP0
C5	15p/50V	0402	Ker. kond. AVX, C0G/NP0
C6	100n/25V	0603	Ker. kondenzátor, X7R
C7	10u/6,3V	0805	Elektrolytický. kondenzátor
L1	12n0	0302	Cívka, tol. 5%
L2	6n0	0302	Cívka, tol. 5%
S1	ATF-54143	SOT-343	Nizkošum. tranz. AVAGO
F1	AM1230-1560D810		Ker diplexer ANATECH
F2	AM1230-1560D810		Ker diplexer ANATECH
J1	-	-	Konektor SMA

F Fotografie dvoupásmové aktivní antény



Obr. F.1 Dvoupásmová anténa, horní strana antény, M1:1.



Obr. F.2 Dvoupásmová anténa a předzesilovač, spodní strana antény, M1:1.