

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

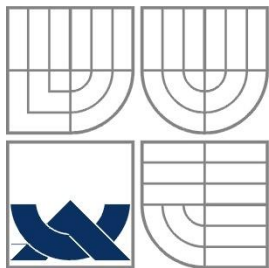
PLANÁRNÍ PARABOLICKÁ REFLEKTOROVÁ ANTÉNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

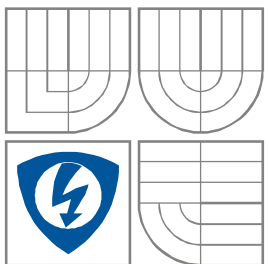
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR PROCHÁZKA

BRNO 2015



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

PLANÁRNÍ PARABOLICKÁ REFLEKTOROVÁ ANTÉNA

PLANAR PARABOLIC REFLECTOR ANTENNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

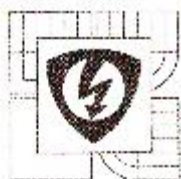
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Petr Procházka

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr Procházka
Ročník: 2

ID: 125609
Akademický rok: 2014/15

NÁZEV TÉMATU:

Planární parabolická reflektorová anténa

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem činnosti, vlastnostmi a návrhem parabolických reflektorových antén. Vše stručně popište. V programu ANSYS HFSS vytvořte model planární reflektorové antény a optimalizujte ji pro zadaný dielektrický substrát. Zaměřte se na získání maximálního zisku antény.

Experimentálně ověřte vlastnosti vyrobené antény. Porovnejte a diskutujte výsledky měření s hodnotami získanými modelováním antény na počítači. Zvažte možnosti využití antény pro komunikaci hod-bod v osobním automobilu. Experimentálně ověřte vliv vícecestného šíření uvnitř automobilu na přenos mezi anténami.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] YASHCHYSHYN, Y. V-band parabolic-horn antenna. In Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (LUCAP), Prague, 2012, pp. 3548–3550.

[2] XU, F., WU, K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate-integrated waveguide. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 1, p. 68–73.

Termín zadání: 9. 2. 2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem planární parabolické reflektorové antény. Práce je dělena do několika částí. První oddíl se věnuje teorii návrhu a základním návrhovým vztahům a základním teoretickým poznatkům o technologii SIW, pomocí níž je výsledná anténa realizována. Druhá kapitola se zabývá výpočty jednotlivých prvků antény (tzn. primárním a sekundárním odražečem a zářičem napájeným vlnovodem) pro konkrétní zadání. Třetí část obsahuje simulace navržené antény v programu ANSYS HFSS. Dále je v práci uveden přepočítání návrhu antény na technologii SIW a návrh přechodového elementu pro napájení navržené antény pomocí vlnovodu WR15. V poslední části je stručně popsána měřicí aparatura a postupy měření činitele odrazu a vyzařovacích charakteristik vyrobené antény.

Klíčová slova

planární parabolická anténa, trychtýřová anténa

Abstract

This master's thesis deals with a design of a planar parabolic reflector antenna. The thesis is divided into several parts. The first section is dedicated to the theory of the parabolic antenna design and a basic introduction of the SIW technology which is used for the realization of an antenna prototype. The second chapter deals with the design of individual parts of the antenna (i. e. a primary and secondary reflector and an antenna feeder excited by a waveguide) for particular assignment. The third part is focused on modeling the designed antenna using ANSYS HFSS. Other parts of the thesis include a conversion of the proposed antenna to the SIW technology and a design of a transition between the antenna and a feeding waveguide WR15. The last part of the thesis deals with measuring of the reflection coefficient and the radiation pattern of the fabricated antenna prototype.

Keywords

planar parabolic antenna, horn antenna

PROCHÁZKA, P. *Planární parabolická reflektorová anténa*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2015. 61 s., 6 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Planární parabolická reflektorová anténa 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 majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Mikuláškoví, Ph.D., za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Děkuji také doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D., za přípravu a obsluhu měřicího pracoviště. V neposlední řadě děkuji své sestře Haně Procházkové za pomoc při elektronickém zpracování výsledného dokumentu.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizováný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

Seznam obrázků	xi
Úvod	- 1 -
1 Reflektorové antény	- 2 -
1.1 Parabolická reflektorová anténa	- 3 -
1.1.1 Teorie tvaru a výpočtu parabolického reflektoru	- 4 -
1.2 Parabolická anténa s více odražeči	- 6 -
1.3 Geometrie antény s více odražeči	- 7 -
2 Vlnovod integrovaný do substrátu	- 10 -
3 Trychtýřový primární zářič	- 11 -
3.1 Výpočet rozměrů napájecího vlnovodu a primárního trychtýřového zářiče	- 13 -
3.2 Simulace trychtýřového napáječe	- 16 -
4 Výpočet výchozí varianty antény	- 19 -
4.1 Výpočet primárního odražeče	- 19 -
4.2 Výpočet sekundárního odražeče	- 21 -
5 Simulace antény z pevných stěn	- 24 -
5.1 Simulace výchozího návrhu	- 24 -
5.2 Zvětšená anténa	- 26 -
5.3 Opravený model antény	- 27 -
5.3.1 Simulace antény pro různá n	- 27 -
5.3.2 Optimalizace primárního odražeče pro ozařovač	- 30 -
5.3.3 Optimalizace antény z hlediska tvaru sekundárního odražeče	- 31 -
5.3.4 Optimalizace rozměrů substrátu	- 32 -
5.3.5 Závěrečná optimalizace antény	- 33 -
6 Návrh vlnovodného přechodu	- 36 -
6.1 Přechod WR15 – vlnovod z pevných stěn	- 36 -
6.2 Přechod WR15 – SIW	- 37 -
7 Náhrada prvků antény SIW prokovy	- 40 -
7.1 Náhrada primárního odražeče	- 41 -
7.2 Náhrada sekundárního odražeče SIW prokovy	- 43 -
7.3 Náhrada napájecího vlnovodu a trychtýřového zářiče SIW prokovy	- 45 -
8 Finální model antény	- 48 -
9 Vyrobený prototyp a měření jeho parametrů	- 50 -
9.1 Měření činitele odrazu	- 50 -

9.2	Měření vyzařovacích charakteristik.....	- 51 -
10	Závěr.....	- 54 -
	LITERATURA.....	- 55 -
	Seznam zkratek a symbolů.....	- 56 -
A	Skripty programu Matlab	- 57 -
B	Návrh přechodového elementu.....	- 61 -

Seznam obrázků

Obr. 1. 1: Yagiho anténa	- 2 -
Obr. 1. 2: Parabolické reflektory	- 2 -
Obr. 1. 3: Základní uspořádání parabolické antény	- 3 -
Obr. 1. 4: Geometrie parabolické křivky.....	- 4 -
Obr. 1. 5: Blokování antény na substrátu	- 6 -
Obr. 1. 6: Uspořádání antény s více odražeči.....	- 6 -
Obr. 1. 7: Blokování v anténním systému s více odražeči	- 7 -
Obr. 1. 8: Geometrie anténního systému s více odražeči	- 8 -
Obr. 1. 9: Parametry anténního systému s více odražeči	- 9 -
Obr. 2. 1: SIW struktura	- 10 -
Obr. 3. 2: Trychtýřová anténa	- 11 -
Obr. 3. 3: Parametry trychtýřové antény v rovině H.....	- 12 -
Obr. 3. 4: Geometrie výpočtu vztahu 3.18	- 15 -
Obr. 3. 5: Model primárního trychtýřového zářiče v HFSS.....	- 17 -
Obr. 3. 6: Činitel odrazu samostatného trychtýřového napáječe.....	- 17 -
Obr. 3. 7: Vyzařovací charakteristiky samostatného trychtýřového napáječe	- 18 -
Obr. 4. 1: Geometrie primárního odražeče.....	- 20 -
Obr. 4. 2: Křivka primárního odražeče vykreslená programem MATLAB.....	- 20 -
Obr. 4. 3: Výsledná křivka primárního odražeče	- 21 -
Obr. 4. 4: Vypočtené tvary odražečů.....	- 22 -
Obr. 4. 5: Vypočtený tvar sekundárního odražeče	- 23 -
Obr. 5. 1: Model výsledné struktury v HFSS	- 24 -
Obr. 5. 2: Činitel odrazu antény	- 25 -
Obr. 5. 3: Vyzařovací charakteristiky navržené antény	- 25 -
Obr. 5. 4: Zvětšený model antény	- 26 -
Obr. 5. 5: Činitel odrazu zvětšené antény	- 26 -
Obr. 5. 6: Vyzařovací charakteristiky zvětšené antény	- 27 -
Obr. 5. 7: Konstanty v modelu pro různá n	- 28 -
Obr. 5. 8: Frekvenční závislost činitele odrazu pro různá n	- 29 -
Obr. 5. 9: Vyzařovací charakteristiky v rovině H pro různá n	- 29 -
Obr. 5. 10: Vyzařovací charakteristiky v rovině E pro různá n	- 30 -
Obr. 5. 11: Vyzařovací charakteristiky pro různé úpravy primárního odražeče	- 31 -
Obr. 5. 12: Vyzařovací charakteristiky pro různé parametry sekundárního odražeče	- 32 -
Obr. 5. 13: Anténa v HFSS	- 32 -
Obr. 5. 14: Anténa s prodloužením substrátu.....	- 33 -
Obr. 5. 15: Činitel odrazu výsledné antény	- 34 -
Obr. 5. 16: Vyzařovací charakteristiky výsledné antény v rovině H	- 34 -
Obr. 5. 17: Vyzařovací charakteristiky výsledné antény v rovině E.....	- 35 -
Obr. 6. 1: Vlnovodný přechod.....	- 36 -
Obr. 6. 2: Vlnovodný přechod s rozšířeným schodem.....	- 37 -
Obr. 6. 3: Frekvenční závislost činitele odrazu vlnovodných přechodů	- 37 -
Obr. 6. 4: Buňka vlnovodu SIW	- 38 -
Obr. 6. 5: Vlnovodný přechod s SIW vlnovodem.....	- 38 -
Obr. 6. 6: Frekvenční závislost činitele odrazu přechodu s SIW vlnovodem	- 39 -
Obr. 7. 1: Model antény s otvorem pro upevňovací šroub	- 40 -
Obr. 7. 2: Činitel odrazu antény s upevňovacími otvory	- 40 -
Obr. 7. 3: Vyzařovací charakteristiky antény s upevňovacími otvory	- 41 -

Obr. 7. 4: Anténa s SIW primárním odražečem	- 41 -
Obr. 7. 5: Detail SIW primárního odražeče	- 41 -
Obr. 7. 6: Frekvenční závislost činitele odrazu antény po SIW náhradě primárního odražeče	- 42 -
Obr. 7. 7: Vyzařovací charakteristiky antény po SIW náhradě primárního odražeče.....	- 43 -
Obr. 7. 8: Model antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy	- 43 -
Obr. 7. 9: Detail SIW sekundárního odražeče.....	- 44 -
Obr. 7. 10: Frekvenční závislost činitele odrazu antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy	- 44 -
Obr. 7. 11: Vyzařovací charakteristiky antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy.....	- 45 -
Obr. 7. 12: Model antény po plné náhradě SIW prokovy	- 45 -
Obr. 7. 13: Detail SIW napájecího vlnovodu a primárního trychtýřového zářiče	- 46 -
Obr. 7. 14: Frekvenční závislost činitele odrazu po plné náhradě prvků antény SIW prokovy...	- 46 -
Obr. 7. 15: Vyzařovací charakteristiky po plné náhradě prvků antény SIW prokovy	- 47 -
Obr. 8. 1: Finální model antény.....	- 48 -
Obr. 8. 2: Detail finálního modelu antény.....	- 48 -
Obr. 8. 3: Frekvenční závislost činitele odrazu finálního modelu antény.....	- 49 -
Obr. 8. 4: Vyzařovací charakteristiky finálního modelu antény	- 49 -
Obr. 8. 5: Frekvenční závislost realizovaného zisku finálního modelu antény v hlavním směru vyzařování	- 49 -
Obr. 9. 1: Prototyp antény	- 50 -
Obr. 9. 2: Prototyp antény - přímý pohled	- 50 -
Obr. 9. 3: Změřená frekvenční závislost činitele odrazu.....	- 51 -
Obr. 9. 4: Principiální uspořádání měřicího pracoviště.....	- 51 -
Obr. 9. 5: Změřené vyzařovací charakteristiky v rovině H.....	- 52 -
Obr. 9. 6: Změřené vyzařovací charakteristiky v rovině E	- 52 -
Obr. 9. 7: Změřená frekvenční charakteristika zisku	- 53 -

Úvod

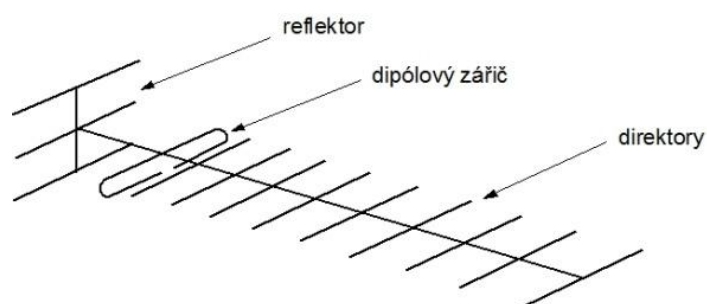
Cílem této diplomové práce je návrh, počítačová simulace a realizace planární parabolické reflektorové antény. Anténa je dle zadání navrhována na pracovní kmitočet 60 GHz. Tento kmitočet spadá do frekvenčního pásma, v němž dochází k výraznému útlumu elektromagnetické vlny šířené volným prostředím, vlivem rezonance molekul vodní páry. Tento fyzikální jev klade velkou překážku využití tohoto pásma pro dálkové přenosy, avšak při spojích na krátkou vzdálenost, jako je komunikace uvnitř budov či mezi zařízeními v automobilu, nepředstavuje vážný problém. Jak uvádí literatura [1], předpokládá se využití tohoto kmitočtového pásma např. pro bezdrátové LAN sítě uvnitř budov. Dle zadání se předpokládá zkoušení navrhované antény pro komunikaci uvnitř automobilu, tudíž při vzdálenosti komunikujících zařízení v řádu desítek centimetrů až jednotek metrů.

Aby bylo možné anténu vyrobit, budou její jednotlivé části realizovány pomocí technologie SIW [2], tedy technologií vlnovodu integrovaného do substrátu. Tato technologie využívá pro vytvoření vodivých stěn uvnitř substrátu řady prokůvů o určitém rozestupu a průměru. Právě tato technologie umožňuje navrhovat a vyrábět antény relativně jednoduše a levně, což je pro masivnější využití zmíněného kmitočtového pásma důležité. Pro určité zjednodušení při návrhu je však anténa simulována nejdřív pomocí pevných vodivých stěn uvnitř substrátu a tyto jsou poté nahrazeny prokovy SIW.

Při návrhu a následném modelování jednotlivých částí antény se uvažuje substrát Rogers RT Duroid 5880 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,2$. Tento substrát je dostupný v různých tloušťkách, např. $h = 0,25$ mm; 0,5 mm; 0,787 mm; 1,575 mm. Výběr vhodné tloušťky substrátu je přiblížen v dalších kapitolách práce. Uspořádání antény je detailněji popsáno v kapitole 1.2.

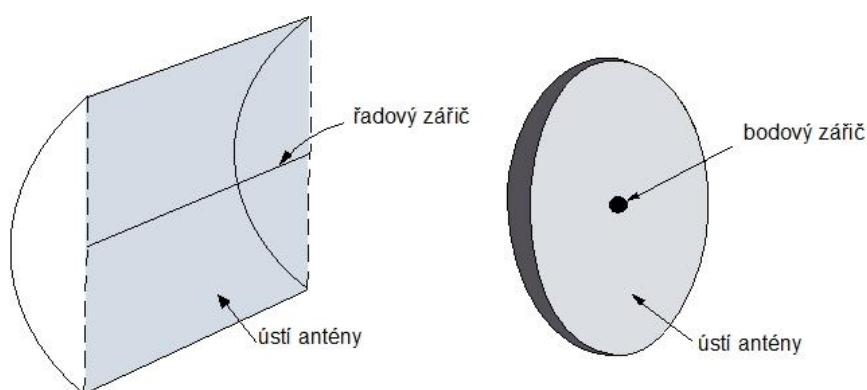
1 Reflektorové antény

Parabolická anténa patří do skupiny tzv. reflektorových antén, tedy antén, kde je nejčastěji směrová charakteristika primárního anténního zářiče určitým způsobem měněna (vylepšována) pomocí odrazu části vyzařované elektromagnetické vlny od reflektoru vhodného tvaru. Jak uvádí literatura [3], reflektory jsou v anténní technice používány prakticky na všech vlnových délkách. Pro nízké kmitočty se používají většinou rovinné reflektory nejčastěji pro omezení tzv. zpětného příjmu. Tento princip využívá např. Yagiho anténa, kde je reflektor tvořen soustavou vodičů, umístěných za primárním dipólovým zářičem.



Obr. 1. 1: Yagiho anténa

Kromě rovinného reflektoru se samozřejmě používají pro různé účely a různá kmitočtová pásma různé tvary reflektorů (např. rohový, eliptický apod.) a samozřejmě parabolický reflektor, který se používá zvláště na vyšších kmitočtech, např. pro směrovou a družicovou komunikaci [4].

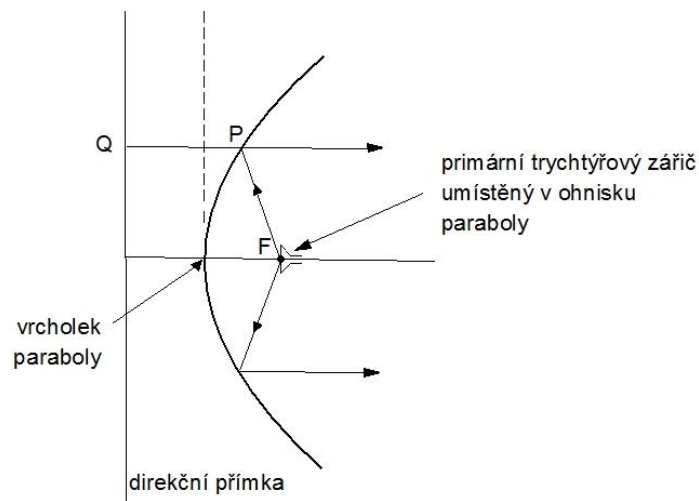


Obr. 1. 2: Parabolické reflektory

Na obrázku 1.2 jsou zobrazeny dvě základní podoby parabolického reflektoru, a to parabolický válec (vlevo) a paraboloid. Parabolický válec vzniká zakřivením roviny do parabolického tvaru pouze v jednom směru. Takový útvar má přímkové ohnisko, do něhož je soustředěna energie záření dopadajícího na jeho povrch. Při použití parabolického válce jako reflektoru antény je tedy vhodné využít jako primární zářič např. dlouhý lineární dipól či lineární pole, jak uvádí literatura [5]. Jak je uvedeno výše, druhou variantou je rotační paraboloid, který vzniká rotací paraboly a je to tedy prostorová parabolická křivka, jejímž ohniskem je jediný bod. Jako primární zářiče se pro toto uspořádání nejčastěji používají pyramidální a kuželovité trychtýřové antény [5].

1.1 Parabolická reflektorová anténa

Jak je uvedeno výše, parabolická reflektorová anténa se skládá ze dvou základních částí, a to z reflektorového odražeče a primárního anténního zářiče, což zobrazuje obrázek 1.3.



Obr. 1. 3: Základní uspořádání parabolické antény

Zobrazené uspořádání je tzv. přímo ozářená parabola, kdy primární zářič umístěný v ohnisku generuje v principu kulovou vlnu, která se po dopadu na parabolický povrch odráží. Díky parabolickému tvaru je odražená vlna rovinná – paprsky jsou rovnoběžné. Pokud je anténa realizovaná jako přijímací, princip je obdobný. Téměř rovnoběžné paprsky ze vzdáleného zdroje dopadají na parabolu a při odrazu jsou zaměřeny do ohniska, kde je umístěný přijímací element.

Dobrá funkce parabolické antény souvisí dle literatury [3] s vhodnou ohniskovou vzdáleností parabolického odražeče, tedy s vhodnou vzdáleností mezi parabolickým odražečem a primárním zářičem. Tato vzdálenost by měla být dle [3] lichým násobkem $1/4$ vlnové délky, což souvisí s fázovým posunem vlny při její cestě mezi ohniskem a parabolickým povrchem a posunem fáze při odrazu. Pro jednoduchost bude-li ohnisková vzdálenost $1/4$ vlnové délky, vlna přijde do středu parabolického povrchu posunuta o 90° , vlivem odrazu se fáze pootočí o dalších 180° a vlna putuje zpět k primárnímu zářiči, kde je její fáze posunuta o 360° . V případě, že je zářič všesměrový nebo je nedokonale směrový a vyzařuje část své energie vzad (obojí je nežádoucí), dochází ke konstruktivní interferenci vlny odražené a vlny od zářiče, což má za následek posílení pole uprostřed svazku. Naopak v případě, že bude ohnisková vzdálenost sudým násobkem vlnové délky, bude interference destruktivní a pole se zeslabí.

Jak je pochopitelné z obrázku 1.3, jistou nevýhodou tohoto způsobu napájení je, že napáječ stíní část paraboly pro výstupní paprsky, navíc je v reálu upevněn na určité konstrukci, která taktéž způsobuje blokování ústí antény. Dobrá funkce antény je závislá na umístění primárního zářiče přesně v ohnisku a přesném tvaru paraboly. Jak dále uvádí literatura [5], může být z hlediska rozumného blokování ústí problém realizovat vhodně napájecí vedení a primární zářič s nízkošumovým předzesilovačem zvláště u nízkošumových aplikací.

V případě, že by blokování apertury bylo neúnosně vysoké, je vhodné využít jiný způsob ozařování paraboly například uspořádání s více odražeči.

V praxi se používají taková uspořádání, aby činitel využití ústí dosahoval hodnot cca 60-70 %. Jeho hodnota je kromě zastínění ústí paraboly blokujícími prvky dána také kvalitou

ozáření reflektoru primárním zářičem, nepřesným tvarem paraboly a dalšími vlivy, které negativně ovlivňují kvalitu antény [6]. Problémem snižujícím využitelnost ústí může být např. také přezáření, kdy část energie ze zářiče dopadá mimo parabolu [3].

Na činiteli využití ústí η též závisí dosažitelný zisk antény s reflektorem tvaru paraboloid s kruhovým ústím. Tento zisk lze dle literatury [6] určit ze vztahu

$$G_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot S_{\text{ef}}, \quad (1.1)$$

kde G_{\max} je dosažitelný zisk antény, λ je vlnová délka a S_{ef} je efektivní plocha ústí antény, jejíž velikost lze dle [6] určit ze vztahu

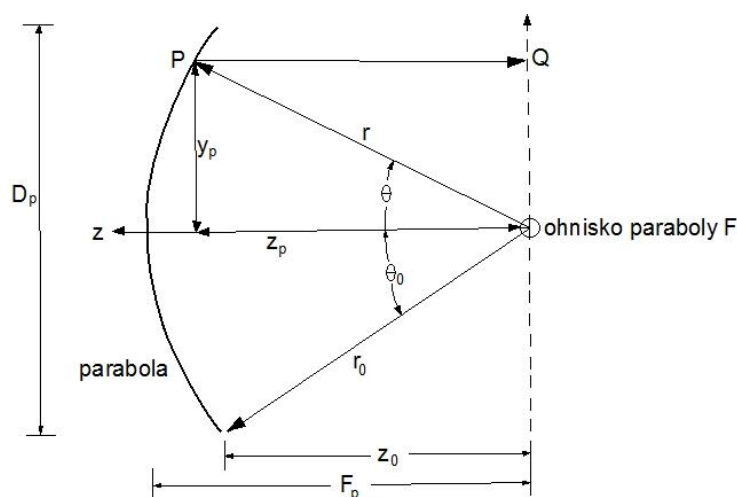
$$S_{\text{ef}} = \eta \cdot S, \quad (1.2)$$

kde S je fyzická plocha ústí antény.

1.1.1 Teorie tvaru a výpočtu parabolického reflektoru

Tvar parabolické křivky lze popsat vcelku jednoduše pomocí ohniska vrcholku a směrnice, které jsou zobrazeny na výše uvedeném obrázku 1.3. Základním bodem je ohnisko, které je vzdáleno o tzv. ohniskovou délku od vrcholku a přes vrcholek symetricky k ohnisku je na osu paraboly kolmá směrnice. Parabolickou křivku lze poté vykreslit jako spojnici bodů, které splňují podmínku, že jejich vzdálenost od ohniska (vzdálenost bodů P a F v obrázku) je rovna vzdálenosti téhož bodu P od směrnice (vzdálenost bodů P a Q v obrázku).

Literatura [5] uvádí obdobnou definici, založenou na symetričnosti ohniska a průsečíku osy paraboly s směrnici vzhledem k vrcholku paraboly. Poté platí, že součet vzdáleností z ohniska k libovolnému bodu paraboly a vzdálenosti téhož bodu paraboly od přímky kolmé k ose paraboly v ohnisku je konstantní a rovna dvěma ohniskovým délkám, jak je vidět na následujícím obrázku.



Obr. 1. 4: Geometrie parabolické křivky

Pro výpočet tvaru vhodné parabolické křivky, která je základem tvaru reflektoru parabolické antény, je dle [2, 3] nutno určit vhodnou ohniskovou délku F_p (viz kapitola 1.1) pomocí vztahu 1.3.

$$F_p = n \cdot \frac{\lambda}{4}, \quad (1.3)$$

kde n je celé číslo a λ je vlnová délka, na níž má anténa pracovat. Dále zvolit vhodný poměr P ohniskové vzdálenosti a vzdálenosti koncových bodů parabolické křivky (průměru paraboloidu vzniklého rotací navržené křivky). Známe-li tyto hodnoty, je pak možno vypočítat velikost D_p jako podíl známé ohniskové délky a poměru P dle vztahu

$$D_p = \frac{F_p}{P}. \quad (1.4)$$

Následně je nutno určit vzdálenost z_0 , tedy kolmou vzdálenost mezi koncovým bodem paraboly a kolmicí k ose paraboly v ohnisku dle následujícího vztahu uvedeného v [5].

$$z_0 = F_p - \frac{D_p^2}{16 \cdot F_p}. \quad (1.5)$$

Dále je nutno určit úhel θ_0 , tedy úhel sevřený osou paraboly a spojnicí jejího krajního bodu a ohniska, jak je vidět na obrázku 1.4, pomocí vztahu 1.6, uvedeného v [5].

$$\theta_0 = \arctg \left(\frac{D_p}{z_0} \right). \quad (1.6)$$

Literatura [4] nazývá tuto hodnotu jednou polovinou protilehlého úhlu a dává ji do souvislosti s vyzařovacími vlastnostmi zářiče umístěného do ohniska. Je totiž nutno volit tvar paraboly (poměr P) tak, aby nebyla ani příliš malá (část energie by prošla kolem odražeče bez odrazu) a ani zbytečně velká.

Je-li znám úhel θ_0 , je možno vypočítat tvar paraboly pomocí základních vztahů a vlastností pravoúhlého trojúhelníku, který lze vidět v obrázku 1.4 jako trojúhelník tvořený vzdálenostmi z_p , x_p a r , v němž známe úhel θ . Stačí vhodně rozmítat úhel θ od $-\theta_0$ do $+\theta_0$ (tak, aby byla postižena celá parabola) ve vhodném (ideálně nekonečně malém) kroku a dle následujících vztahů určit jednotlivé body paraboly, jejichž spojením vzniká celá křivka. Pro každou hodnotu úhlu θ je nejdříve nutno určit velikost průvodiče r (viz obrázek 1.4) pomocí vztahu

$$r = \frac{2 \cdot F_p}{1 + \cos \theta}. \quad (1.7)$$

Tím je známa velikost přepony r a úhlu mezi odvěsnou z_p a přeponou r ve výše popsaném pravoúhlém trojúhelníku. Následně již stačí pomocí známých vlastností funkcí \sin a \cos v pravoúhlém trojúhelníku určit souřadnici z_p a x_p jednotlivých bodů paraboly (pro případ, že ohnisko je v počátku souřadnic) dle následujících vztahů:

$$z_p = r \cdot \cos \theta, \quad (1.8)$$

$$x_p = r \cdot \sin \theta. \quad (1.9)$$

1.2 Parabolická anténa s více odražeči

Obr. 1. 5: Blokování antény na substrátu

Obr. 1. 6: Uspořádání antény s více odražeči

Obr. 1. 7: Blokování v anténním systému s více odražeči

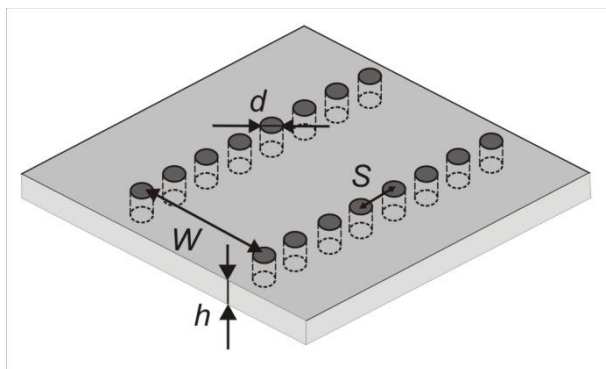
1.3 Geometrie antény s více odražeči

Obr. 1. 8: Geometrie anténního systému s více odražeči

Obr. 1. 9: Parametry anténního systému s více odražeči

2 Vlnovod integrovaný do substrátu

Technika vlnovodu integrovaného do substrátu, označovaného SIW, byla poprvé popsána na konci 90. let 20. století. Jedná se o vytvoření vlnovodu uvnitř substrátu tím, že dvojicí stěn vlnovodu tvoří pokovení substrátu a dvojice stěn, které tvoří spojnicí vrstev pokovení, jsou realizovány pomocí prokůvů skrz substrát, což je vidět na obrázku 2.1.



Obr. 2. 1: SIW struktura

Jak uvádí literatura [2], SIW vlnovod vykazuje podobné vlastnosti jako klasický pravoúhlý vlnovod, jako je vysoký Q faktor a vysoká výkonová kapacita. Jak je vidět na obrázku 2. 1, je obvyklé, že vzdálenost řad prokůvů je větší než tloušťka substrátu a prokovy tudíž tvoří užší stěnu vlnovodu. Užší stěna je tedy po délce vlnovodu nespojitá, a tudíž jí nemůže procházet podélný povrchový proud. Toto omezení SIW vlnovodu způsobuje, že v něm mohou existovat pouze módy TE_{m0} , jelikož nejsou tvořeny podélným proudem v úzké stěně vlnovodu. Naopak módy TM (případně TE s nenulovým vidovým číslem n) jsou charakteristické tímto proudem, ovšem vlivem toho, že ho štěrbinu přerušují, chová se struktura pro tyto módy jako štěrbinová anténa, vlnění může být vyzářeno, a tudíž se vlnovodem dále nešíří.

Pro výpočet SIW vlnovodu uvádí literatura [2] několik návrhových kroků a kritérií. Při návrhu postupujeme tak, že je třeba nejdříve znát rozměry klasického pravoúhlého vlnovodu, který má být nahrazen SIW vlnovodem. Je tedy třeba určit delší stranu vlnovodu (tzv. efektivní šířku w_{eff}) podle frekvence, na které má vlnovod pracovat, přičemž kratší stěna vlnovodu je dána tloušťkou substrátu h . Poté je třeba zvolit poměr s/d z rozmezí 1 až 2 a poměr $d/w < 1/5$, kde s je vzdálenost mezi středy sousedních prokůvů, d je průměr prokůvů a w je vzdálenost mezi řadami prokůvů, jak je vidět z obrázku 2.1. Při dodržení zmíněných podmínek by měly být zajištěny dobré vlastnosti SIW vlnovodu z hlediska útlumu a parazitního vyzářování (prosakování elektromagnetického pole) mezerami mezi prokovy.

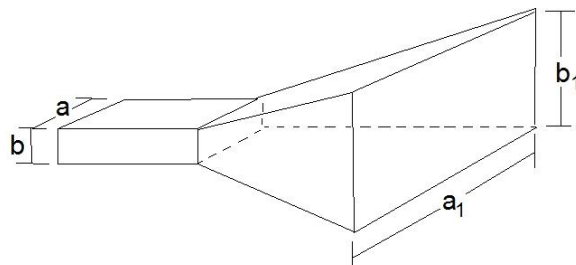
Dalším krokem výpočtu je určení vzdálenosti w podle rovnice 2.1.

$$w_{\text{eff}} = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}. \quad (2.1)$$

Po výpočtu w je posledním krokem určení průměru d a vzdálenosti s , které se určí z poměrů zvolených v předchozích krocích výpočtu.

3 Trychtýřový primární zářič

Jak je uvedeno v dřívějších kapitolách, parabolická anténa se skládá z parabolického odražeče a z primárního zářiče. Jako vhodný primární zářič pro anténu integrovanou do substrátu se jeví trychtýřová anténa, jejíž návrh bude rozebrán v této kapitole.



Obr. 3. 2: Trychtýřová anténa

Obrázek 3.1 zachycuje základní uspořádání trychtýřové antény, která, jak je vidět, je tvořena v podstatě jehlanovitým rozšířením napájecího vlnovodu. Při výpočtu rozměrů trychtýřové antény je tedy třeba znát rozměry vlnovodu, kterým bude taková anténa napájena. Rozměry takového vlnovodu souvisí s kmitočtem, na němž má anténa pracovat podle známého vztahu [8] pro mezní kmitočty obdélníkového vlnovodu.

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \mu_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2}, \quad (3.1)$$

kde kde f_m je mezní kmitočty vlnovodu, ε_0 a μ_0 jsou permitivita a permeabilita vakua, ε_r a μ_r označuje relativní permitivitu a permeabilitu materiálu uvnitř vlnovodu, a a b jsou rozměry vlnovodu a m a n jsou vidová čísla.

Z tohoto vztahu lze určit šířku vlnovodu (tedy delší stranu jeho průřezu) a pro dominantní vid vlnovodu TE_{10} , tedy vid s vidovým číslem $m = 1$ a $n = 0$. Jak je vidět ze vztahu 2.1, mezní kmitočty tohoto vidu tedy nezávisí na rozměru b , tedy výšce vlnovodu a naopak při návrhu vlnovodu pro dominantní vid je důležitá pouze šířka vlnovodu a . Výška vlnovodu b je u vlnovodu realizovaném v substrátu dána výškou substrátu h . Šířku vlnovodu a lze určit z vyjádřené závislosti 3.2.

$$a = \frac{m}{f_m \cdot 2 \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}. \quad (3.2)$$

Jsou-li známy rozměry vlnovodu, který napájí trychtýřovou anténu, pak lze rozměry trychtýře vypočítat pro určitý požadovaný zisk pomocí postupu [5] daného následujícími vztahy. Nejdříve je třeba na základě hodnoty požadovaného zisku určit počáteční hodnotu návrhového parametru χ dle vztahu

$$\chi(\text{zkušební}) = \chi_1 = \frac{G_0}{2\pi\sqrt{2\pi}}, \quad (3.3)$$

kde G_0 je požadovaný zisk trychtýřové antény v bezrozměrném vyjádření. Jak je uvedeno ve vztahu 3.3, je tato hodnota parametru χ pouze počáteční a je nutné ji zpřesnit na základě metody prosté iterace, zapsané vztahem 3.4.

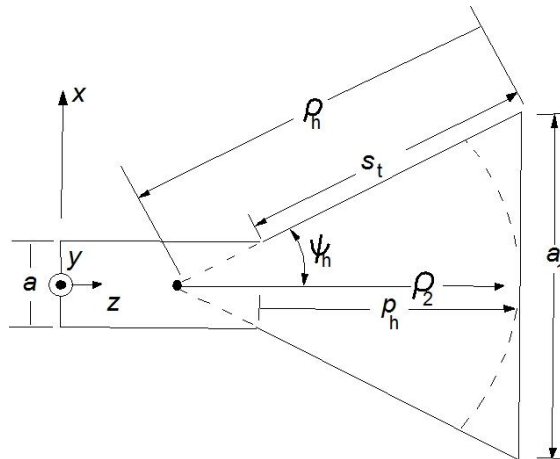
$$\left(\sqrt{2 \cdot \chi} - \frac{b}{\lambda}\right)^2 (2\chi - 1) = \left(\frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\chi}} - \frac{a}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{G_0^2}{6\pi^3} \cdot \frac{1}{\chi} - 1\right). \quad (3.4)$$

Před využitím uvedeného vztahu je však třeba určit vlnovou délku λ , tedy délku vlny v prostředí (μ_r, ε_r) , ve kterém bude trychtýřová anténa pracovat pro žádaný pracovní kmitočet f dle vztahu

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}} \quad (3.5)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu.

Uvedený vztah 2.4 bohužel obsahuje parametr χ víckrát na každé straně, a proto nelze jednoduše χ vyjádřit a počítat následující iterační hodnotu χ_{i+1} pomocí známé hodnoty χ_i , ale je nutné postupně měnit hodnotu χ a zkoumat přesnost rovnosti obou stran rovnice. Po dostatečném zpřesnění parametru χ lze na jeho základě určit další geometrické parametry navrhované antény.



Obr. 3. 3: Parametry trychtýřové antény v rovině H

Na obrázku 3.2 jsou znázorněny parametry trychtýřové antény v rovině H, tedy při pohledu na anténu, znázorněné na obrázku 3.1 shora. Při pohledu na anténu z boku, tedy v rovině E, jsou parametry v podstatě totožné, ovšem samozřejmě indexované pro rovinu E. Při znalosti dostatečně přesného χ lze následně vypočítat parametry ρ_e a ρ_h , tedy vzdálenost od ústí trychtýře k jeho pomyslné špičce v příslušných rovinách, jak je vidět v obrázku 3.2, ze vztahů:

$$\rho_e = \chi \cdot \lambda, \quad (3.6)$$

$$\rho_h = \frac{G_0^2}{8\pi} \left(\frac{1}{\chi}\right) \cdot \lambda. \quad (3.7)$$

Dále je třeba určit rozměry ústí trychtýře a_1 a b_1 na základě vztahů 3.8 a 3.9.

$$a_1 = \frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi\chi}} \cdot \lambda. \quad (3.8)$$

$$b_1 = \sqrt{2\pi\chi}. \quad (3.9)$$

Nyní je třeba určit rozměry p_e a p_h dle vztahů 3.10 a 3.11.

$$p_e = (b_1 - b) \cdot \left[\left(\frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (3.10)$$

$$p_h = (a_1 - a) \cdot \left[\left(\frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.11)$$

Nyní jsou již známy všechny potřebné rozměry trychtýře, pro kontrolu lze ze vztahu 3.12 určit bezrozměrnou hodnotu zisku G , kterého by taková anténa měla dosahovat.

$$G = \frac{1}{2} \cdot \frac{4\pi}{2\lambda^2} (a_1 \cdot b_1). \quad (3.12)$$

3.1 Výpočet rozměrů napájecího vlnovodu a primárního trychtýřového zářiče

Jak je uvedeno v kapitole 3, při návrhu trychtýřového primárního zářiče parabolické antény je třeba nejdříve znát rozměry vlnovodu, který přivádí signál k navrhovanému zářiči. Jelikož je anténa navrhována jako plošná, realizovaná na substrátu, výška navrhovaného vlnovodu b je dána tloušťkou substrátu h . Pro návrh byl využitý výše uvedený substrát o tloušťce $h = 0,75$ mm a relativní permitivitě $\varepsilon_r = 2,2$. Výšku substrátu a lze vypočítat z výše odvozeného vztahu 3.2. Kdyby byl rozměr a určen přesně podle 3.2, znamenalo by to, že vlnovod pracuje přesně na mezním kmitočtu. Jak uvádí literatura [8], není toto vhodné a obdélníkové vlnovody bývají provozovány v tzv. pásmu jednovidovosti, pro něhož platí

$$\lambda_m^{TE_{20}} < \lambda < \lambda_m^{TE_{10}}, \quad (3.13)$$

kde λ značí pracovní vlnovou délku a λ_m značí mezní vlnovou délku příslušných vidů. Na základě této nerovnosti lze odvodit podmínku [8]

$$a < \lambda < 2 \cdot a. \quad (3.14)$$

Prakticky využívané pásmo bývá ještě užší a je dané vztahem

$$1,1 \cdot a < \lambda < 1,6 \cdot a. \quad (3.15)$$

Pro návrh šířky vlnovodu byl tedy vztah 3.2 upraven pro využití vlnovodu uprostřed pásma uvedeného vztahem 3.15, tedy pro $\lambda = 1,3a$ do podoby

$$a = \frac{1,3 \cdot m}{f_m \cdot 2 \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}. \quad (3.16)$$

Po dosazení bylo získáno

$$a = \frac{1,3 \cdot 1}{60 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot \sqrt{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,854 \cdot 10^{-12} \cdot 2,2}}$$

$$a = 2,27 \text{ mm.}$$

Dále je uveden konečný výpočet parametrů trychtýře, využitého pro simulaci v HFSS, popsané v následující kapitole. Jak bylo uvedeno v dřívějších kapitolách, je třeba znát hodnotu zisku, pro níž má být trychtýř navrhován. Byla zvolena hodnota $G_0 = 16 \text{ dB}$, pro niž, jak bude vidět dále, vychází rozměry trychtýře do 10 mm. Pro další zvyšování zisku potom trychtýř vycházel neúměrně velký vzhledem k celkovým rozměrům navrhované antény.

Nejdříve bylo třeba přepočítat vstupní hodnotu zisku na bezrozměrnou dle vztahu

$$G_0 = 10^{\frac{G_{0\text{dB}}}{10}}. \quad (3.17)$$

Po dosazení:

$$G_0 = 10^{\frac{16}{10}},$$

$$G_0 = 39,81.$$

Tato hodnota byla dále dosazena do vztahu 3.3, čímž byla získána prvotní hodnota návrhového parametru χ

$$\chi(\text{zkušební}) = \chi_1 = \frac{39,81}{2\pi\sqrt{2\pi}},$$

$$\chi_1 = 2,52.$$

Jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, dále bylo třeba dosadit tuto hodnotu zvlášť do levé a pravé strany vztahu 3.4 a provést několik iteračních kroků tak, aby se obě strany rovnice téměř rovnaly s nějakou stanovenou přesností. Než však může být do zmíněného vztahu dosazeno, je třeba vypočítat vlnovou délku. Byla určena dosazením do vztahu 3.5, čímž bylo získáno

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,2,2}},$$

$$\lambda = 3,4 \text{ mm.}$$

Dosazení χ_1 do levé strany 3.4 bylo získáno

$$\left(\sqrt{2 \cdot \chi} - \frac{b}{\lambda}\right)^2 (2\chi - 1) = \left(\sqrt{2 \cdot 2,52} - \frac{0,75 \cdot 10^{-3}}{3,4 \cdot 10^{-3}}\right)^2 (2 \cdot 2,52 - 1) = 16,64,$$

dosazením χ_1 bylo získáno

$$\left(\frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\chi}} - \frac{a}{\lambda}\right)^2 \cdot \left(\frac{G_0^2}{6\pi^3} \cdot \frac{1}{\chi} - 1\right) =$$

$$\left(\frac{39,81}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2,52}} - \frac{2,27 \cdot 10^{-3}}{3,4 \cdot 10^{-3}} \right)^2 \cdot \left(\frac{39,81^2}{6\pi^3} \cdot \frac{1}{2,52} - 1 \right) = 10,25.$$

Postupnými iteracemi bylo zjištěno, že hodnota χ_1 je příliš vysoká a pro srovnání výsledků levé a pravé strany vztahu 3.4 je třeba ji snížit. Přesnost rovnosti levé a pravé strany vztahu 3.4 byla zvolena 0,01. Po několika iteračních krocích byl výsledek levé strany 13,271 a výsledek 13,283, což platí pro zpřesněnou hodnotu $\chi = 2,29$, s níž bylo počítáno dále.

Jelikož byl trychtýř navrhován pro využití na substrátu, což znamená, že může být rozevřen pouze v rovině H a v rovině E je omezen tloušťkou substrátu, byly dále počítány pouze parametry pro rovinu H. Pro vzdálenost pomyslného vrcholu trychtýře od ústí bylo po dosazení do vztahu 3.7 získáno

$$\rho_h = \frac{39,81^2}{8\pi} \left(\frac{1}{2,29} \right) \cdot 3,4 \cdot 10^{-3},$$

$$\rho_h = 9,4 \text{ mm.}$$

Dále byla určena velikost trychtýře a_1 (rozměr trychtýře v rovině H) dosazením do vztahu 3.8, čímž bylo získáno

$$a_1 = \frac{39,81}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi \cdot 2,29}} \cdot 3,4 \cdot 10^{-3},$$

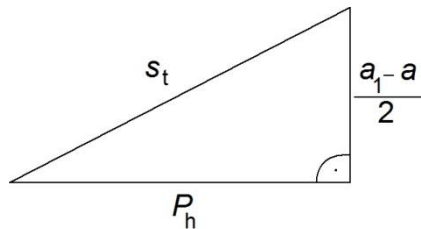
$$a_1 = 9,74 \text{ mm.}$$

Dále byla určena vzdálenost ústí trychtýře od konce napájecího vlnovodu v rovině H ze vztahu 3.1, čímž bylo získáno

$$p_h = (9,74 \cdot 10^{-3} - 2,27 \cdot 10^{-3}) \cdot \left[\left(\frac{9,4 \cdot 10^{-3}}{9,74 \cdot 10^{-3}} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$p_h = 6,14 \text{ mm.}$$

Dále byl vypočten parametr s_t . Byl využit vztah 3.18 daný Pythagorovou větou v pravouhlém trojúhelníku na obrázku 3.3, odvozeného z geometrie trychtýře v rovině H na obrázku 3.2. Parametr s_t , jenž je pouze doplňkovým parametrem, sloužícím spíše pro představu velikosti trychtýře. Je však využitý spolu s rozměrem a_1 jako základní parametr pro vykreslení trychtýře v modelu v simulátoru ANSYS HFSS, který bude popsán v kapitole 3.2.



Obr. 3. 4: Geometrie výpočtu vztahu 3.18

$$s_t = \sqrt{P_h^2 + \frac{a_1 - a^2}{2}}. \quad (3.18)$$

Dosazením do vztahu bylo získáno

$$s_t = \sqrt{6,14^2 + \left(\frac{9,74 \cdot 10^{-3} - 2,27 \cdot 10^{-3}}{2}\right)^2},$$

$$s_t = 7,19 \text{ mm}.$$

Jako poslední byl určen zisk vypočtené antény. Dosazením do vztahu 3.12 bylo získáno

$$G = \frac{1}{2} \cdot \frac{4\pi}{2 \cdot 3,4 \cdot 10^{-3}^2} (9,74 \cdot 10^{-3} \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}),$$

$$G = 4,04 \Rightarrow G = 6,06 \text{ dB}.$$

Jak již bylo zmíněno výše, je pochopitelné, že zisk vypočtené antény je výrazně nižší než je hodnota zisku, která byla na začátku výpočtu požadována. To je způsobeno rozevřením trychtýře pouze v rovině H a omezením rozevření v rovině E tloušťkou substrátu. Toto bylo ověřeno přesným výpočtem rozměrů trychtýře i v rovině E, které zde však nejsou uvedeny, protože pro návrh plošné antény na substrátu jsou nepodstatné z důvodu nemožnosti je realizovat.

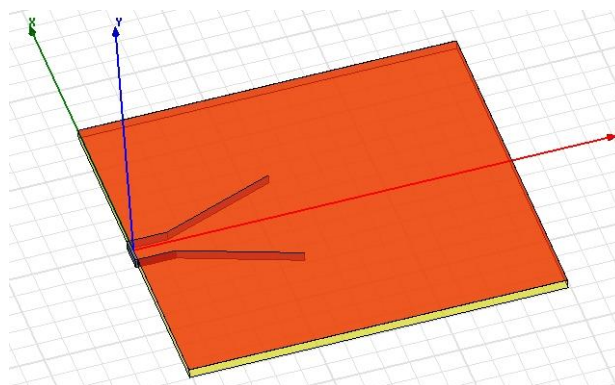
Skript programu MATLAB, který slouží k výpočtu geometrických parametrů navrhované trychtýřové antény na základě vztahů uvedených v kapitole 3, je uveden v příloze A1 práce. Skript je napsán tak, že po dosazení požadovaných parametrů na místo hodnot označených otazníky a spuštění v MATLABu vypíše tyto zadané parametry a parametry, na jejichž základě bude konstruován model trychtýře v simulátoru HFSS v následující kapitole. Je to parametr s_t , jeho význam byl popsán v předchozí kapitole a parametr s_{it} , jenž je totožný s parametrem a_1 , tedy velikostí ústí trychtýře v rovině H, jak je vidět na obrázku 3.2. Na rozdíl od výpočtu uvedeného v kapitole 3.1 však skript obsahuje celý algoritmus včetně výpočtu rozevření trychtýře v rovině E. Po odstranění komentářů z příslušných řádků lze tedy ověřit, že kdyby rozměr antény v rovině E nebyl omezen tloušťkou substrátu, byl by její zisk téměř totožný s hodnotou požadovaného zisku na vstupu výpočtu.

3.2 Simulace trychtýřového napáječe

Jak bylo zmíněno v předcházejících kapitolách, pro výpočet parametrů parabolické a zvláště hyperbolické křivky, které jsou základem reflektorů navrhované antény, je třeba znát šířku svazku záření primárního parabolického napáječe. Dále je samozřejmě vhodné ověřit, zda trychtýřová anténa, vypočtená v kapitole 3.1, skutečně funguje a dosahuje vypočtených parametrů. Trychtýř byl modelován v programu Ansys HFSS na substrátu Rogers RT-Duroid 5880 o relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,2$ a tloušťce $h = 0,75$ mm. Základní model je zobrazen na obrázku 3.4.

Simulace byla provedena na substrátu o velikosti 30 mm x 30 mm, přičemž okrajové podmínky pro výpočet vyzařovaného pole byly nastaveny po stranách substrátu tak, aby bylo zkoumáno záření pouze uvnitř substrátu, jelikož právě to je podstatné vzhledem ke skutečnosti, že primární zářič v navrhované anténní struktuře by neměl přímo vyzařovat mimo substrát. Simulace byla zaměřena na úpravu vypočtených parametrů trychtýře tak, aby bylo

dosaženo co nejvyššího zisku a pokud možno co nejvýraznějšího hlavního laloku a co nejvíce potlačených postranních laloků ve vyzářovací charakteristice v rovině H.

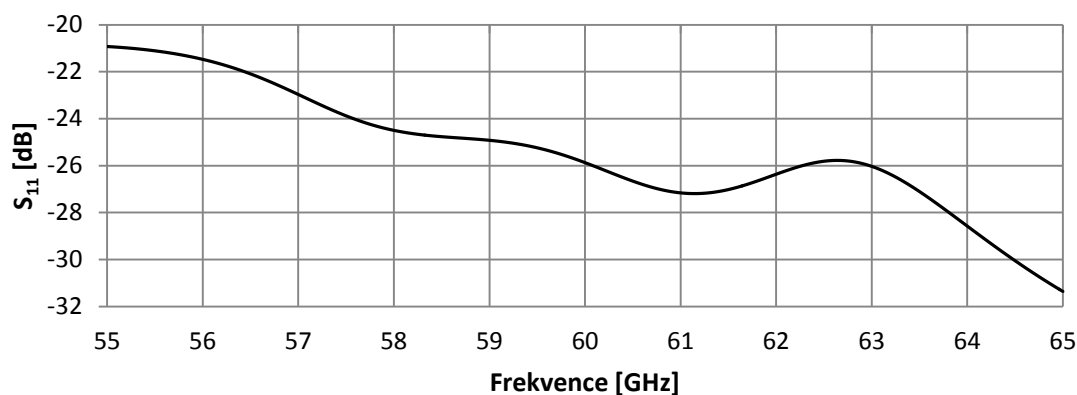


Obr. 3. 5: Model primárního trychtýřového zářiče v HFSS

Ve výsledném modelu s nejlepšími vlastnostmi byly tedy parametry následující:

- šířka vlnovodu $a = 2,3$ mm,
- délka vlnovodu mezi portem a trychtýřem 3 mm,
- velikost ústí trychtýře (daná parametrem sit) = 9,73 mm,
- délka šikmé strany trychtýře (daná parametrem s_t) = 9,81 mm.

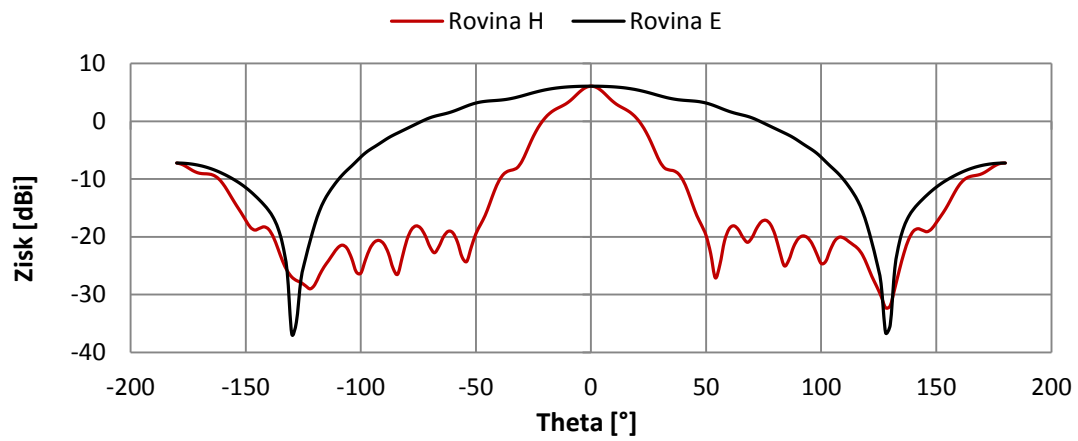
Při tomto uspořádání modelu byla získána kmitočtová závislost činitele odrazu, zachycená na obrázku 3.5 a vyzářovací charakteristika, zobrazená na obrázku 3.6.



Obr. 3. 6: Činitel odrazu samostatného trychtýřového napáječe

Z vyzářovacích charakteristik na obrázku 3.6 je vidět, že anténa po optimalizaci skutečně dosahuje zisku cca 6 dBi, jak bylo vypočteno v kapitole 3.1. Šířka svazku pro pokles o 3 dB dosahuje velikosti 20°. S touto hodnotou bude dále počítáno pro konstrukci parabolického a hyperbolického odražeče.

Dále byly zkoušeny i další dostupné tloušťky substrátu Rogers, a to 0,5 mm a 0,25 mm. Bylo zjištěno, že tvar vyzářovací charakteristiky se prakticky nemění, ale tak, jak dochází k poklesu tloušťky substrátu a tím k poklesu plochy ústí trychtýře, dochází také ke snižování zisku, a to na úroveň 4,25 dBi pro tloušťku substrátu 0,5 mm a 1,2 dBi pro tloušťku substrátu 0,25 mm. Ukázalo se tedy, že z hlediska dosažení maximálního výkonu je vhodné volit co nejvyšší tloušťku substrátu.



Obr. 3. 7: Vyzařovací charakteristiky samostatného trychtýřového napáječe

4 Výpočet výchozí varianty antény

4.1 Výpočet primárního odražeče

Obr. 4. 1: Geometrie primárního odražeče

Obr. 4. 2: Křivka primárního odražeče vykreslená programem MATLAB

Obr. 4. 3: Výsledná křivka primárního odražeče

4.2 Výpočet sekundárního odražeče

Obr. 4. 4: Vypočtené tvary odražečů

Obr. 4. 5: Vypočtený tvar sekundárního odražeče

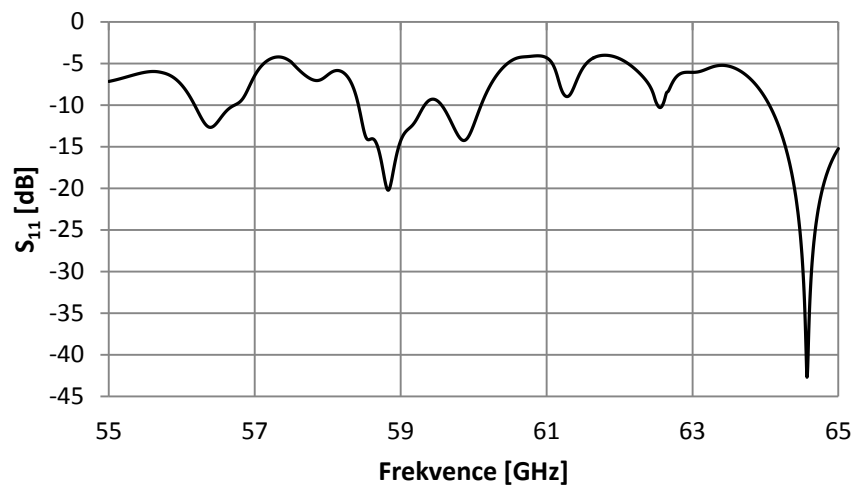
5 Simulace antény z pevných stěn

V této kapitole je popsáno počítačové simulování navrhované antény v programu ANSYS HFSS. V jednotlivých podkapitolách jsou uvedeny kroky optimalizace od výchozího návrhu, vypočteného v kapitole 4, až po výsledný model antény. Jednotlivé prvky antény jsou prozatím modelovány z pevných stěn uvnitř substrátu.

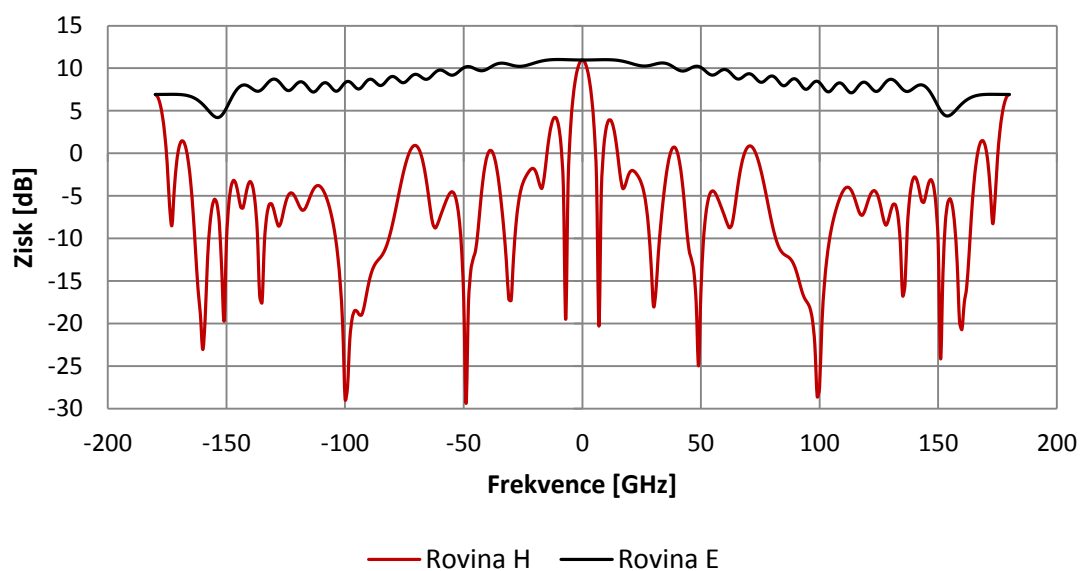
5.1 Simulace výchozího návrhu

Model celkové navržené struktury je zachycen na obrázku 5.1.

Obr. 5. 1: Model výsledné struktury v HFSS



Obr. 5. 2: Činitel odrazu antény



Obr. 5. 3: Vyzařovací charakteristiky navržené antény

5.2 Zvětšená anténa

Obr. 5. 4: Zvětšený model antény

Obr. 5. 5: Činitel odrazu zvětšené antény

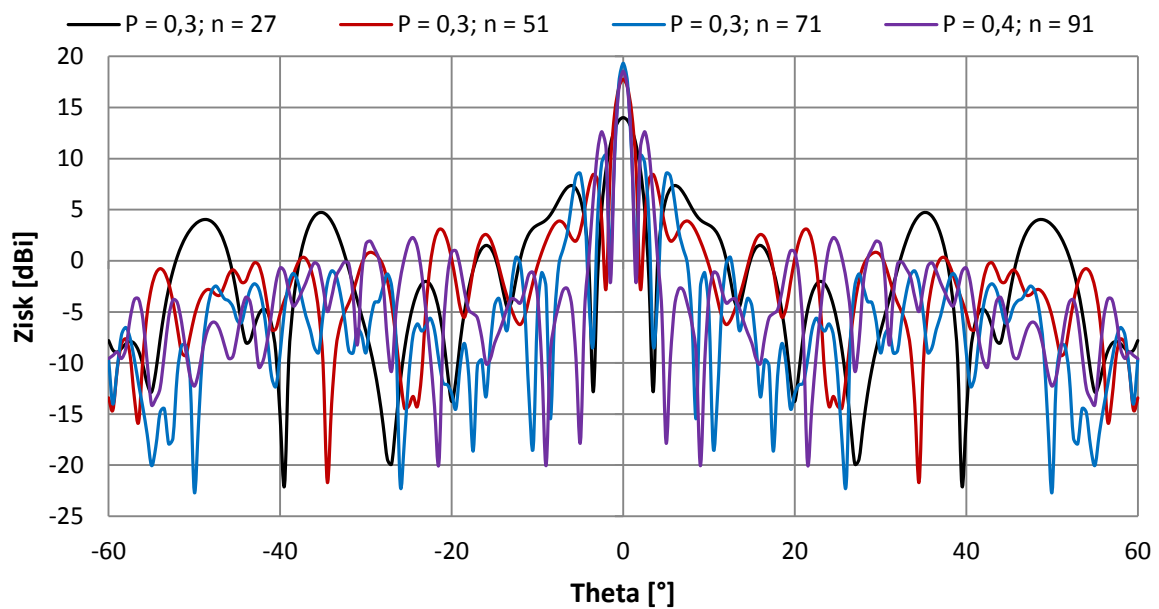
Obr. 5. 6: Vyzařovací charakteristiky zvětšené antény

5.3 Opravený model antény

5.3.1 Simulace antény pro různá n

Obr. 5. 7: Konstanty v modelu pro různá n

Obr. 5. 8: Frekvenční závislost činitele odrazu pro různá n



Obr. 5. 9: Vyzařovací charakteristiky v rovině H pro různá n

Obr. 5. 10: Vyzařovací charakteristiky v rovině E pro různá n

5.3.2 Optimalizace primárního odražeče pro ozařovač

Obr. 5. 11: Vyzařovací charakteristiky pro různé úpravy primárního odražeče

5.3.3 Optimalizace antény z hlediska tvaru sekundárního odražeče

Obr. 5. 12: Vyzařovací charakteristiky pro různé parametry sekundárního odražeče

5.3.4 Optimalizace rozměrů substrátu

Obr. 5. 13: Anténa v HFSS

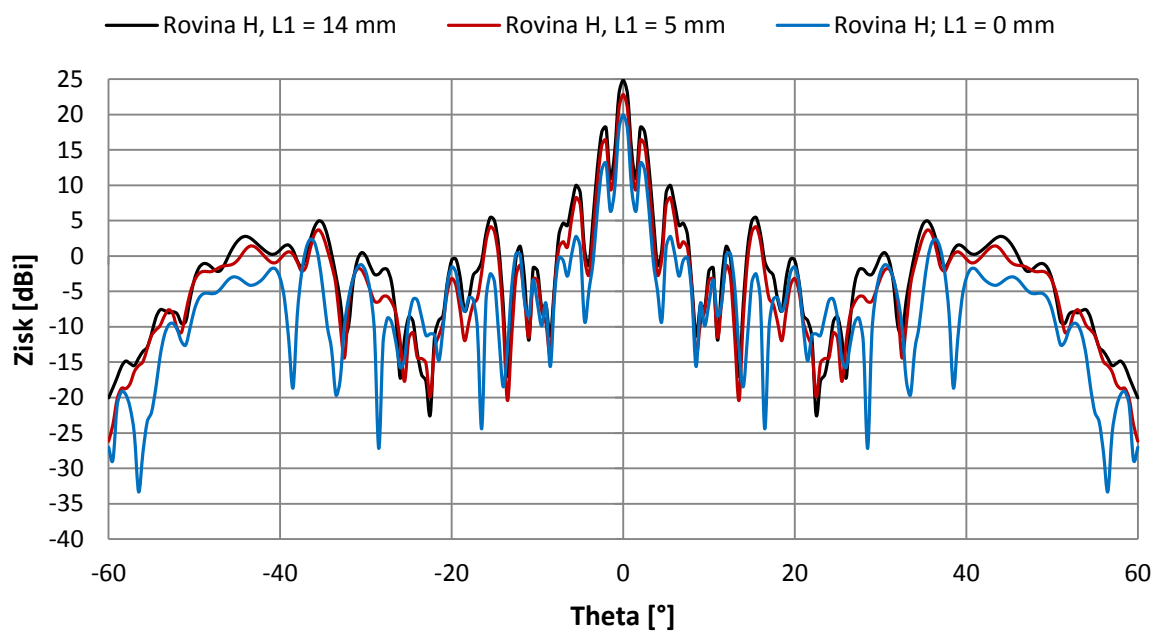
.

5.3.5 Závěrečná optimalizace antény

.

Obr. 5. 14: Anténa s prodloužením substrátu

Obr. 5. 15: Činitel odrazu výsledné antény



Obr. 5. 16: Vyzařovací charakteristiky výsledné antény v rovině H

Obr. 5. 17: Vyzářovací charakteristiky výsledné antény v rovině E

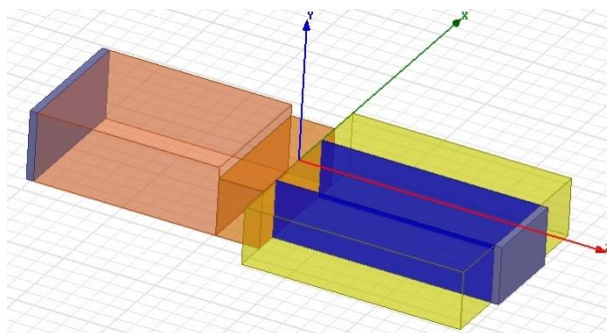
Jak je dále patrné z obrázků 5.16 a 5.17, vykazuje výsledná anténa v rovině H šířku hlavního laloku $1,12^\circ$ pro pokles o 3 dB. První postranní laloky jsou oproti hlavnímu laloku potlačeny o 6,47 dB. V rovině E vykazuje anténa pro pokles o 3 dB šířku hlavního laloku cca 28° . Potlačení prvních postranních laloků vůči hlavnímu laloku činí cca 5,3 dB.

6 Návrh vlnovodného přechodu

Tato kapitola se zabývá návrhem vlnovodného přechodu, který slouží k připojení antény navržené v předchozích kapitolách k vlnovodu WR15, jímž bude anténa napájena. V následujících podkapitolách budou popsány simulace a optimalizace jednotlivých kroků návrhu, jehož výsledkem je technický výkres kovových částí přechodu pro připojení antény ke zmíněnému vlnovodu pomocí příruby UG-385.

6.1 Přechod WR15 – vlnovod z pevných stěn

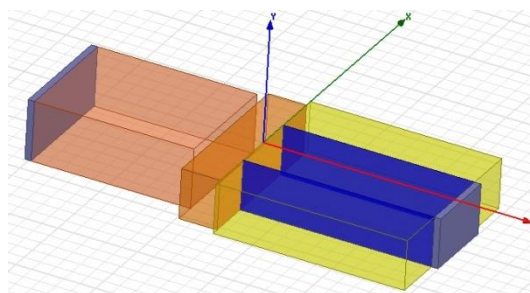
Pro návrh vlnovodného přechodu byla využita struktura uvedená v literatuře [10]. Tato struktura spojuje dva vlnovody různých rozměrů pomocí schodovitého bloku, přičemž schody přebírají delší rozměr většího vlnovodu a jejich výška, tedy kratší rozměr, se postupně snižuje od rozměru většího vlnovodu k rozměru menšího vlnovodu, přičemž dielektrikum uvnitř těchto schodů je shodné s dielektrikem většího vlnovodu. Jak je vidět na obrázku 6.1, byla při návrhu přechodu využita struktura pouze s jedním schodem, jelikož rozdíl mezi kratšími rozměry obou vlnovodů činí pouze 380 μm .



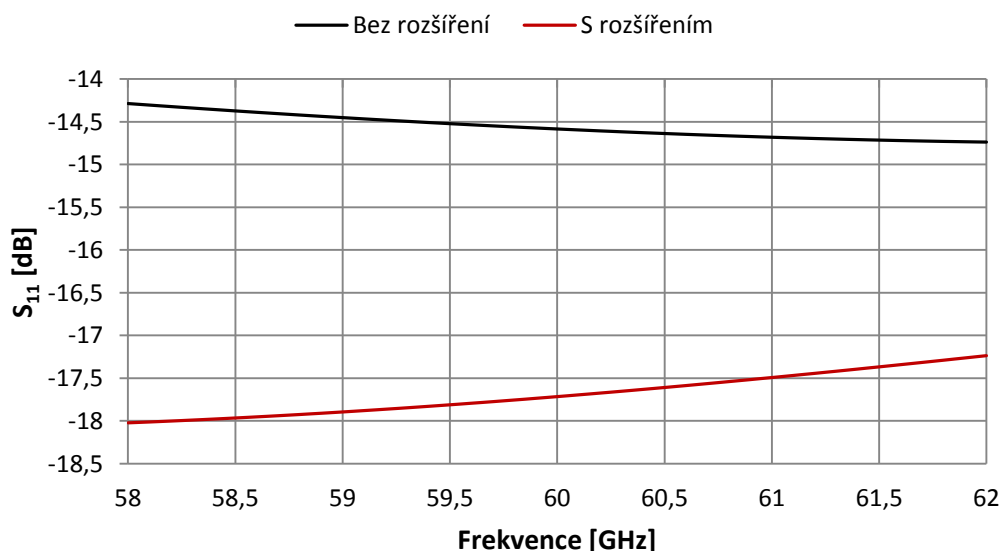
Obr. 6. 1: Vlnovodný přechod

Tento schod (střední oranžový blok obrázku) spojuje vlnovod WR15 v levé části obrázku o průřezu 3,76 mm x 1,88 mm s vlnovodem z pevných stěn uvnitř substrátu s průřezem 2,4 mm x 1,575 mm, tedy s vlnovodem, který napájí trychtýřový zářič v anténě, navržený v předchozích kapitolách.

Za účelem co nejlepšího impedančního přizpůsobení mezi oběma vlnovody bylo provedeno několik simulací pro různé hodnoty délky schodu L_s , tedy rozměru schodu v ose z. Nejlepšího impedančního přizpůsobení bylo dosaženo pro $L_s = 1,2$ mm, kdy na 60 GHz S_{11} činí -14,58 dB. Dále bylo zjištěno, že ještě lepšího impedančního přizpůsobení lze dosáhnout rozšířením schodu ve směru osy x, přičemž nejlepší hodnoty $S_{11} = -17,71$ dB bylo dosaženo při zvětšení šířky schodu v ose x o 1,4 mm, jak je znázorněno na obrázku 6.2. Frekvenční závislosti činitele odrazu pro zmíněné varianty jsou znázorněny na obrázku 6.3.



Obr. 6. 2: Vlnovodný přechod s rozšířeným schodem



Obr. 6. 3: Frekvenční závislost činitele odrazu vlnovodných přechodů

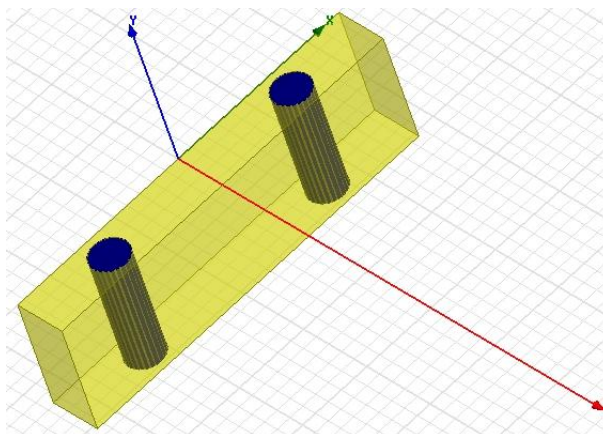
6.2 Přechod WR15 – SIW

Dalším krokem při návrhu přechodu byla náhrada vlnovodu z pevných stěn uvnitř substrátu pomocí vlnovodu SIW. Pro tuto náhradu bylo třeba nejdříve určit parametry SIW vlnovodu. Pro přepočtení vlnovodu z pevných stěn na SIW vlnovod byl nejdříve využit postup, uvedený v kapitole 2. Bylo však postupováno v pozměněném pořadí bodů, které ovšem na správnost výsledků nemůže mít vliv. Výchozí hodnotou návrhu byl průměr prokovu $d = 0,5$ mm, což je jeden z průměrů vrtáků dostupných pro CNC vrtačku ve školní dílně. Pro tento průměr prokovu byla poté zvolena hodnota mezer mezi středy prokůvů $s = 0,7$ mm. Poměr s/d pro tyto dvě hodnoty činí 1,4 a je tedy menší než 2, takže splňuje první podmínku návrhu.

$$w = w_{eff} + 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} - 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}. \quad (6.1)$$

Dále bylo nutno určit vzdálenost středů prokůvů v řadách SIW. Pro tento výpočet byla ze vztahu 2.1 odvozena rovnice 6.1. Tato rovnice je transcendentní, jelikož obsahuje w na obou stranách. Při výchozím dosazení $w = w_{eff}$ lze ovšem v několika iteračních krocích získat s dobrou přesností w . Pro $w_{eff} = 2,4$ mm bylo získáno $w = 2,832$ mm. Pro tuto hodnotu činí poměr d/w 0,17, což je méně než 0,2 a splňuje tedy druhou podmínku návrhu.

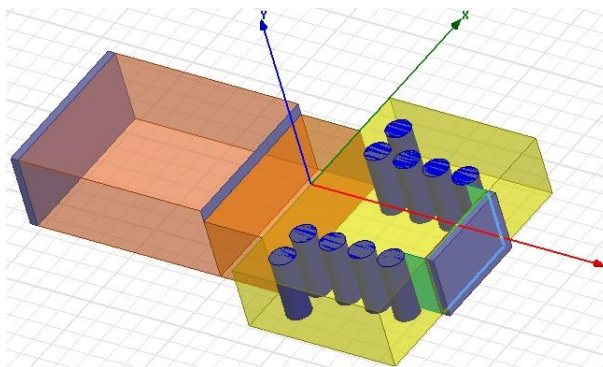
Pro ověření správnosti tohoto návrhu byl v programu HFSS vytvořen model jedné buňky SIW vlnovodu. Tento model je znázorněn na obrázku 6.4.



Obr. 6. 4: Buňka vlnovodu SIW

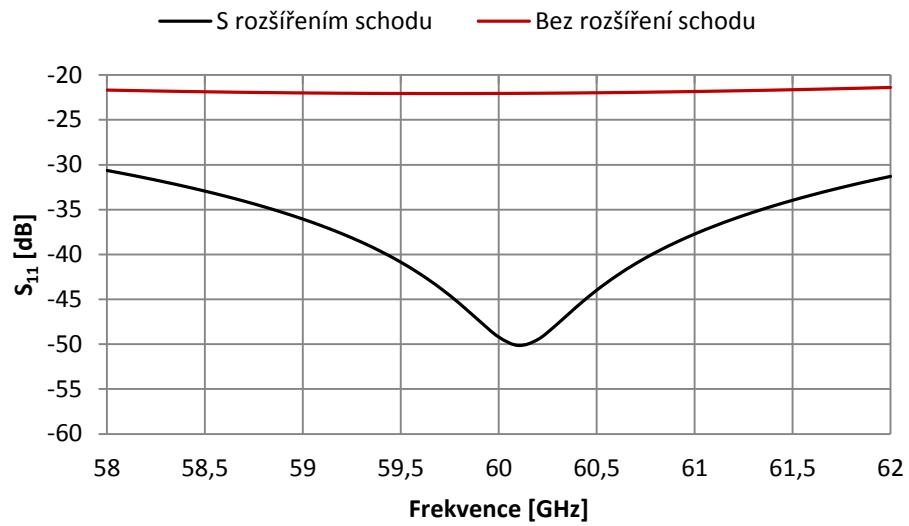
Simulací bylo zjištěno, že mezní kmitočet SIW vlnovodu s výše navrženými parametry činí 41,39 GHz, zatímco mezní kmitočet výše popsaného vlnovodu z pevných stěn činí 42,108 GHz dle vztahu 3.1. Pro přiblížení mezních kmitočetů a tedy lepší náhradu bylo w pomocí simulací optimalizováno na hodnotu 2,789 mm, pro nějž je mezní kmitočet 42,128 GHz. Tento kmitočet je sice cca o 20 MHz větší než u vlnovodu z pevných stěn, avšak určovat w přesněji než na jednotky μm pro další přiblížení mezních kmitočetů se z hlediska přesnosti výroby jeví jako zbytečné.

Při konzultaci těchto parametrů v dílně bylo zjištěno, že z hlediska kvality a přesnosti výroby je lépe zvolit vlnovod SIW s parametry $d = 0,6$ mm, $s = 0,8$ mm. Pro tuto variantu bylo pomocí výše zmíněného modelu w optimalizováno na hodnotu $w = 2,876$ mm, pro nějž mezní kmitočet činí 42,142 mm. SIW s těmito parametry byl následně využit v přechodu jako náhrada vlnovodu z pevných stěn, jak je vidět na obrázku 6.5.



Obr. 6. 5: Vlnodný přechod s SIW vlnovodem

U tohoto modelu byla opět provedena optimalizace délky schodu L_s , přičemž bylo zjištěno, že nejlepšího přizpůsobení dosahuje přechod při $L_s = 1,6$ mm, kdy S_{11} na 60 GHz činí -22,08 dB. Dalšího zlepšení S_{11} až na hodnotu -49 dB se podařilo dosáhnout při rozšíření schodu v přechodu v ose x o 0,5 mm. Kvůli obtížné vyrobiteľnosti z důvodu velikosti frézovacího nástroje v dílně, byla ovšem použita pouze základní varianta bez rozšíření schodu. Technický výkres pro výrobu této varianty přechodu s výbrusem a otvory pro upevnění navržené antény a prvky pro připojení na přírubu UG-385 je zobrazen v příloze B práce. Frekvenční závislost činitele odrazu je znázorněna na obrázku 6.6.



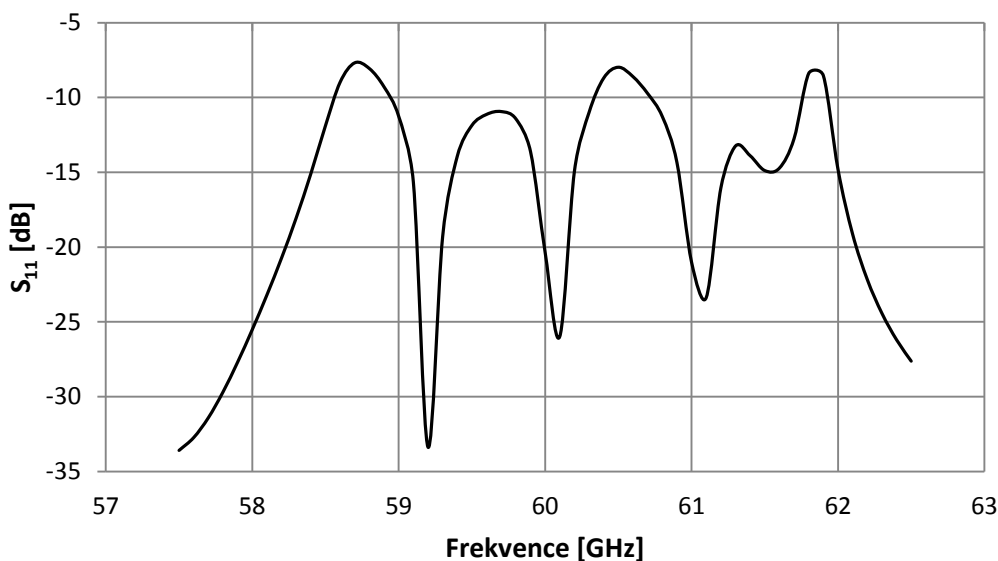
Obr. 6. 6: Frekvenční závislost činitele odrazu přechodu s SIW vlnovodem

7 Náhrada prvků antény SIW prokovy

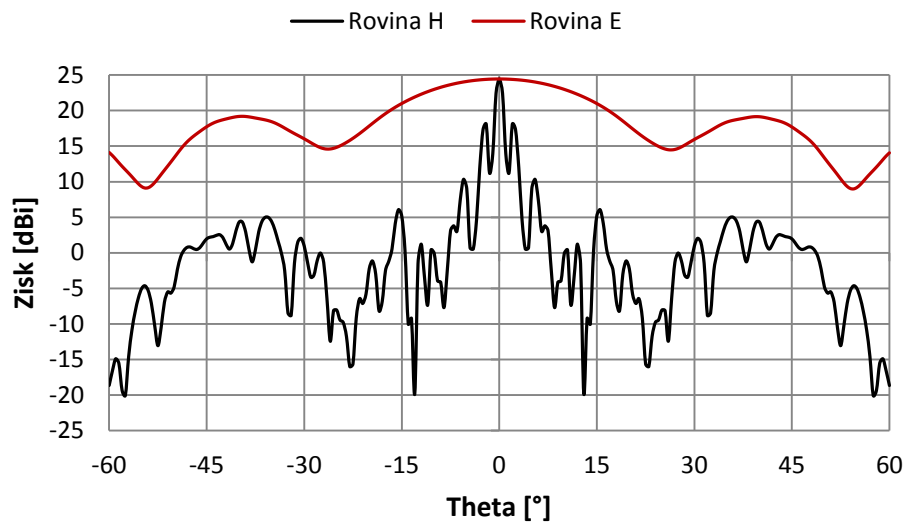
Tato kapitola řeší jednotlivé kroky náhrady prvků antény dosud modelovanými pevnými vodivými stěnami uvnitř substrátu pomocí prokovů SIW. Náhradě pevných stěn prokovy předcházely poslední úpravy modelu s pevnými stěnami.

Obr. 7. 1: Model antény s otvorem pro upevňovací šroub

Jak je patrné z obrázku 7.1 spočívají tyto úpravy v prodloužení vlnovodu napájecího primární trychtýřový zářič a hlavně v doplnění modelu o otvory pro šrouby (červená tečka v pravém dolním rohu obrázku) pro upevnění antény do vlnovodného přechodu navrženého v předchozí kapitole. Uvedené změny frekvenční závislost činitele odrazu prakticky neovlivnily. Z hlediska zisku antény v hlavním směru vyzařování došlo prodloužením vlnovodu k poklesu cca o 0,6 dBi. Tento pokles se podařilo částečně korigovat posunem odražečů vzhledem k trychtýřovému zářiči o 1,2 mm ve směru osy z. Činitel odrazu a vyzařovací charakteristiky popsaného upraveného modelu jsou zobrazeny na obrázcích 7.2 a 7.3.



Obr. 7. 2: Činitel odrazu antény s upevňovacími otvory



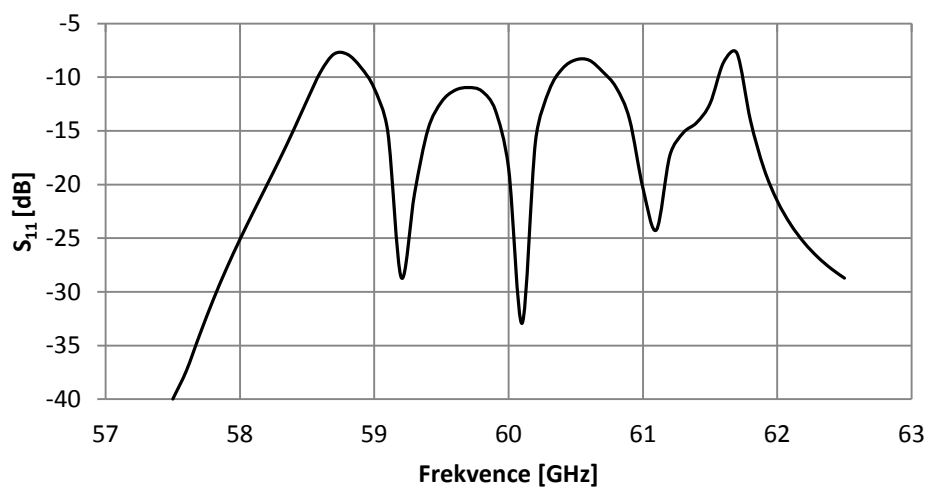
Obr. 7. 3: Vyzařovací charakteristiky antény s upevňovacími otvory

7.1 Náhrada primárního odražeče

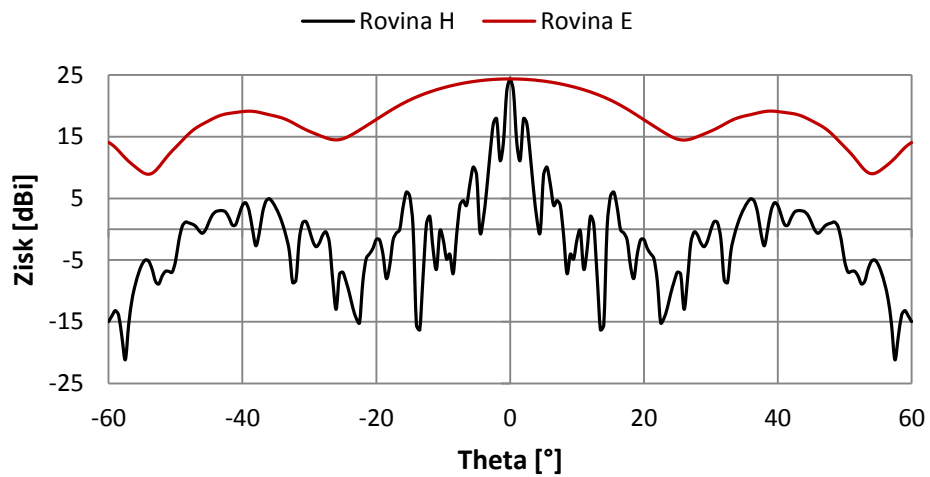
Jako první byl SIW prokovy nahrazen primární odražeč antény. Model s touto náhradou (symetrická polovina) je zobrazen na obrázku 7.4, detail prokovů je na obrázku 7.5.

Obr. 7. 4: Anténa s SIW primárním odražečem

Obr. 7. 5: Detail SIW primárního odražeče



Obr. 7. 6: Frekvenční závislost činitele odrazu antény po SIW náhradě primárního odražeče



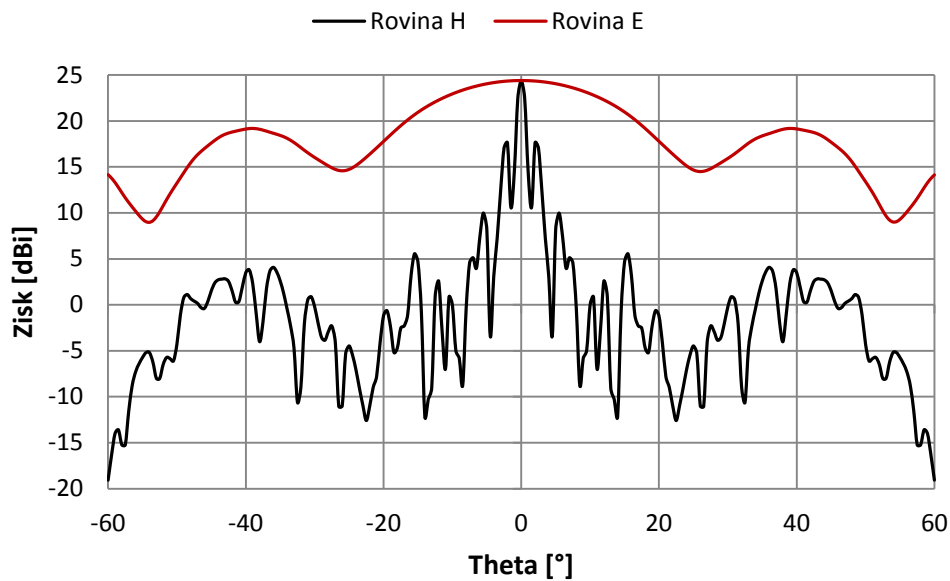
Obr. 7. 7: Vyzařovací charakteristiky antény po SIW náhradě primárního odražeče

7.2 Náhrada sekundárního odražeče SIW prokovy

Obr. 7. 8: Model antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy

Obr. 7. 9: Detail SIW sekundárního odražeče

Obr. 7. 10: Frekvenční závislost činitele odrazu antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy



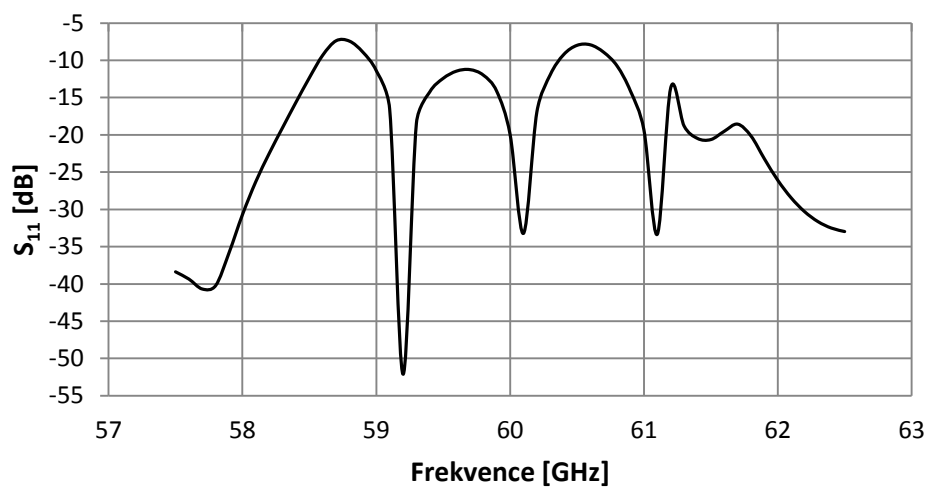
Obr. 7. 11: Vyzářovací charakteristiky antény po náhradě sekundárního odražeče SIW prokovy

7.3 Náhrada napájecího vlnovodu a trychtýřového zářiče SIW prokovy

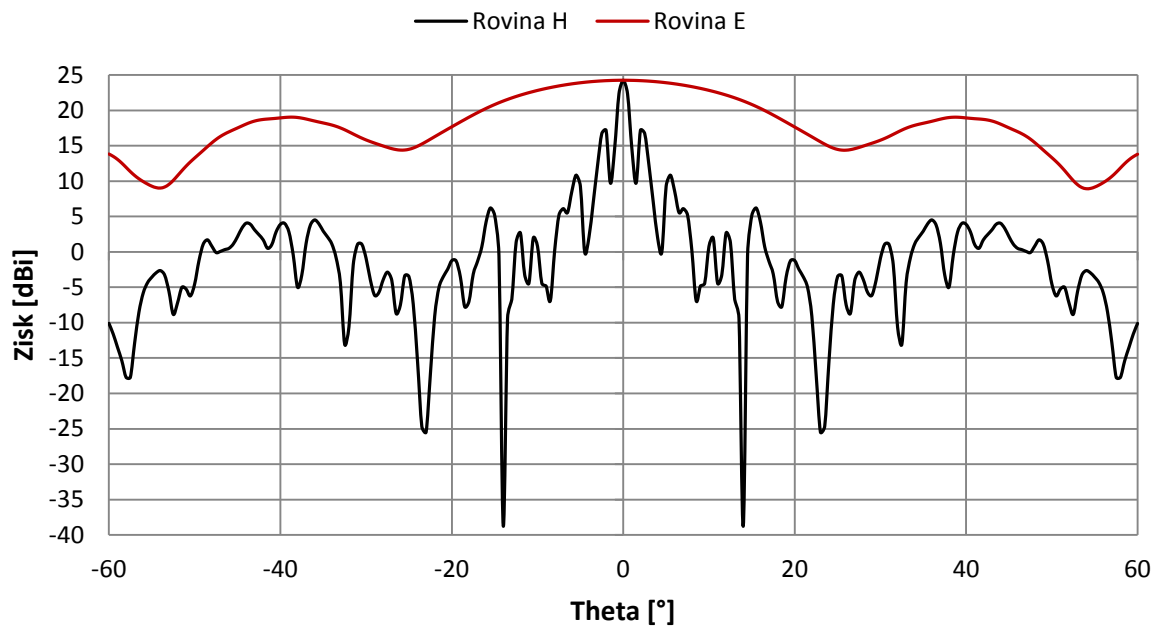
Jako poslední byla provedena náhrada pevných vodivých stěn uvnitř substrátu pomocí SIW prokovů u napájecího vlnovodu a primárního trychtýřového zářiče, což je znázorněno na obrázku 7.12 a v detailu na obrázku 7.13.

Obr. 7. 12: Model antény po plné náhradě SIW prokovy

Obr. 7. 13: Detail SIW napájecího vlnovodu a primárního trychtýřového zářiče



Obr. 7. 14: Frekvenční závislost činitele odrazu po plné náhradě prvků antény SIW prokovy



Obr. 7. 15: Vyzařovací charakteristiky po plné náhradě prvků antény SIW prokovy

8 Finální model antény

Finální model antény vznikl spojením modelu vlastní antény uvedeného v kapitole 7.3 a modelu vlnovodného přechodu popsaného v kapitole 6.2. Přejchod byl modelován pouze pomocí vhodné volby okrajových podmínek bloků modelu. Jednotlivé bloky byly modelovány s reálnými rozměry tak, jak jsou kótovány ve výkrese přechodu v příloze B práce. Finální model je znázorněn na obrázku 8.1, detail části s přechodem na obrázku 8.2. Stejně jako v předchozích kapitolách se jedná o zobrazení pouhé ideální poloviny modelu symetrického podle roviny yz.

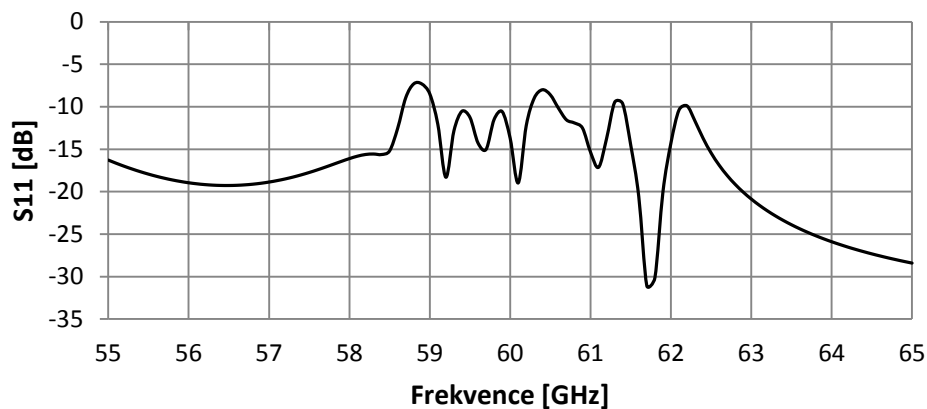
Obr. 8. 1: Finální model antény

Obr. 8. 2: Detail finálního modelu antény

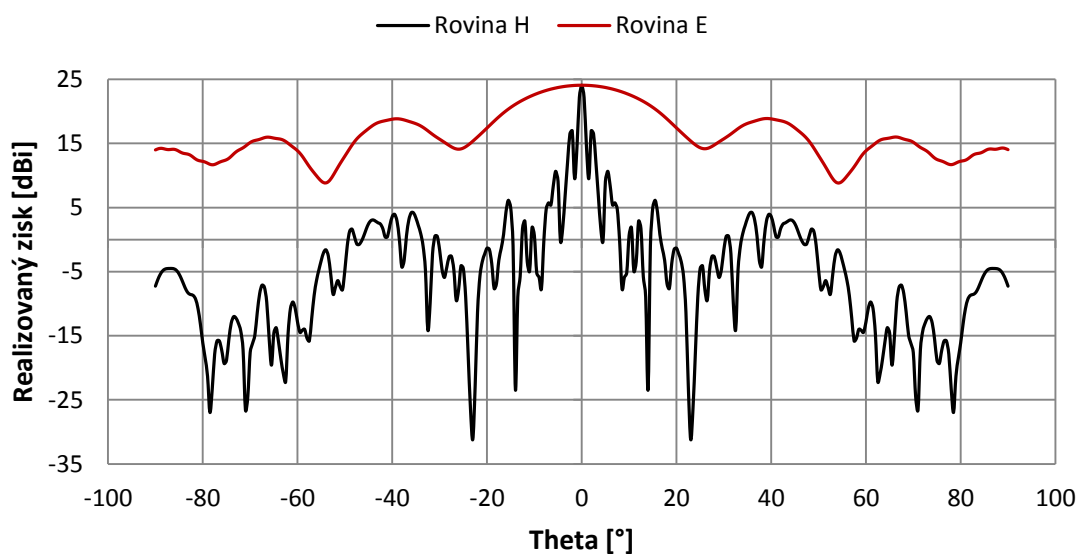
Simulované výsledky jsou znázorněny na obrázcích 8.3, 8.4 a 8.5. Ze srovnání obrázků 8.3 a 7.14 je patrné, že přidáním přechodu k modelu antény došlo ke zhoršení činitele odrazu na 60 GHz na -13,75 dB. Nižších hodnot než -10 dB dosahuje činitel odrazu v rozmezí 59,12 GHz až 60,3 GHz. Šířka pásma impedančního přizpůsobení je tedy 1,18 GHz, což představuje 1,96 %. Obdobně jako u předchozího modelu platí, že bude-li za dostatečné přizpůsobení považována hodnota činitele odrazu -7 dB, lze anténu považovat za širokopásmově přizpůsobenou.

Finální model antény dosahuje v hlavním směru vyzařování realizovaný zisk 24,08 dBi. V rovině H činí šířka hlavního laloku pro pokles o 3 dB $1,14^\circ$ a potlačení prvních postranních laloků vůči hlavnímu laloku dosahuje 7,14 dB. V rovině E je hlavní lalok široký 29° , přičemž potlačení prvních postranních laloků vůči hlavnímu laloku dosahuje 5,3 dB.

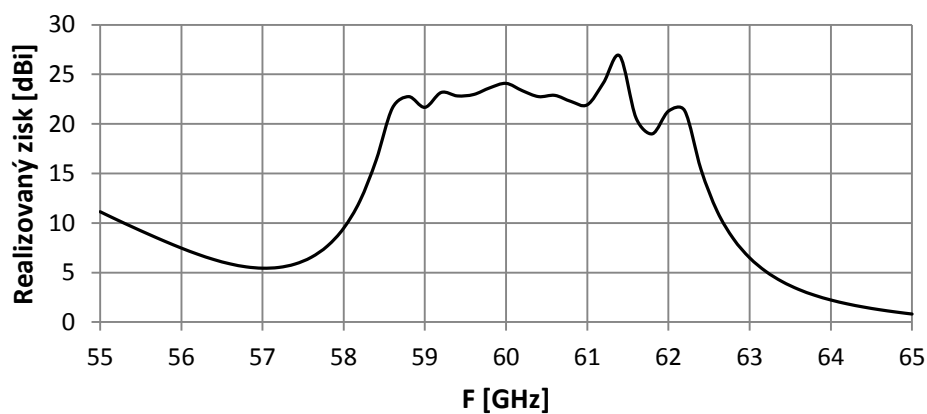
Jak je patrné z obrázku 8.5, simulovaný model bohužel dosahuje zisku přes 20 dBi pouze ve frekvenčním pásmu cca 58,5 GHz až 62 GHz.



Obr. 8. 3: Frekvenční závislost činitele odrazu finálního modelu antény



Obr. 8. 4: Vyzařovací charakteristiky finálního modelu antény



Obr. 8. 5: Frekvenční závislost realizovaného zisku finálního modelu antény v hlavním směru vyzařování

9 Vyroběný prototyp a měření jeho parametrů

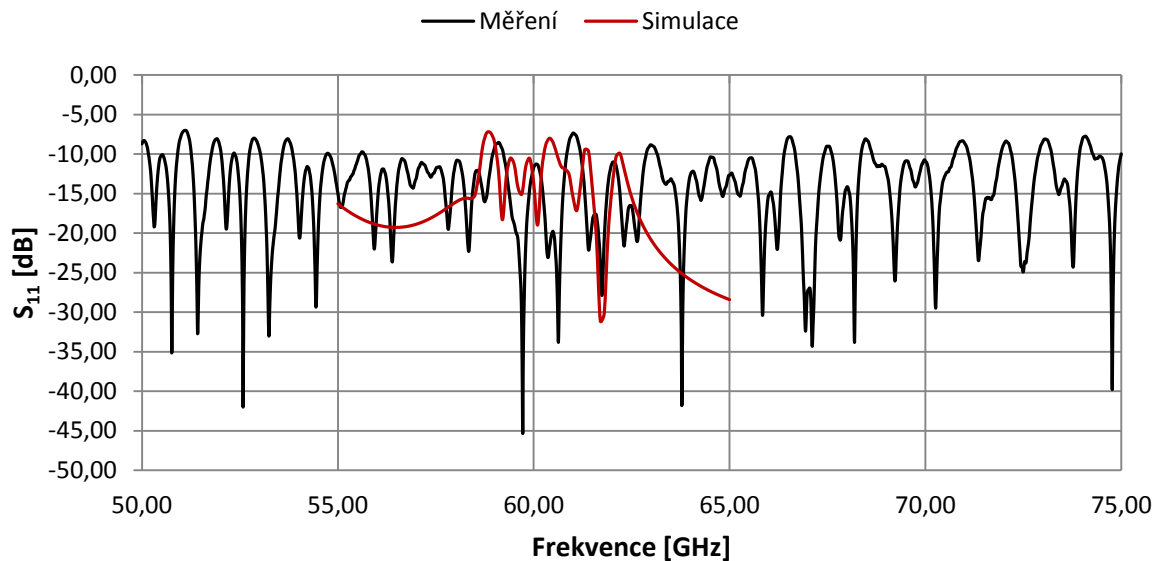
Vyroběný prototyp antény s namontovaným vlnovodným přechodem je znázorněn na obrázcích 9.1 a 9.2. Vlastní anténa byla vyrobena přesně podle návrhu. Přechod však nebyl vyroben přesně podle výkresů uvedených v příloze B práce. Pro zjednodušení a urychlení výroby nebylo provedeno celkové odfrézování navrženého vnějšího tvaru, což je patrné i z obrázku 9.1. Tato změna ve výrobě se však nijak nedotkla vlnovodné cesty uvnitř přechodu, takže by na vlastnosti neměla mít vliv.

Obr. 9. 1: Prototyp antény

Obr. 9. 2: Prototyp antény - přímý pohled

9.1 Měření činitele odrazu

Frekvenční závislost činitele odrazu vyrobeného prototypu antény s vlnovodným přechodem byla měřena pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA67. Výsledná závislost je znázorněna na obrázku 9.3. Vyroběný prototyp antény s vlnovodným přechodem dosahuje na kmitočtu 60 GHz činitele odrazu -11,70 dB. V okolí 60 GHz dosahuje činitel odrazu hodnot nižších než -10 dB v rozmezí kmitočtů 59,22 GHz až 60,85 GHz. Šířka pásma impedančního přizpůsobení tedy činí 1,63 GHz, což je 2,71 %. Podobně jako u simulovaného modelu lze říci, že bude-li za dostatečné impedanční přizpůsobení považován činitel odrazu nižší než -7 dB, lze anténu považovat za plně přizpůsobenou v celém měřeném pásmu tedy v rozsahu kmitočtů 50 GHz až 75 GHz.

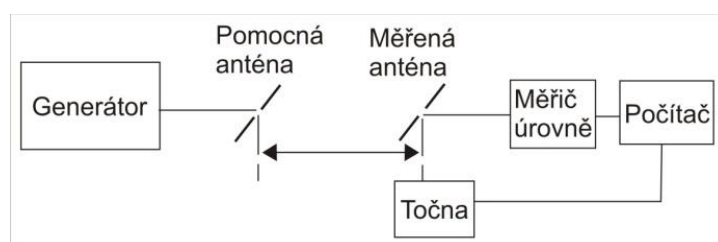


Obr. 9. 3: Změřená frekvenční závislost činitele odrazu

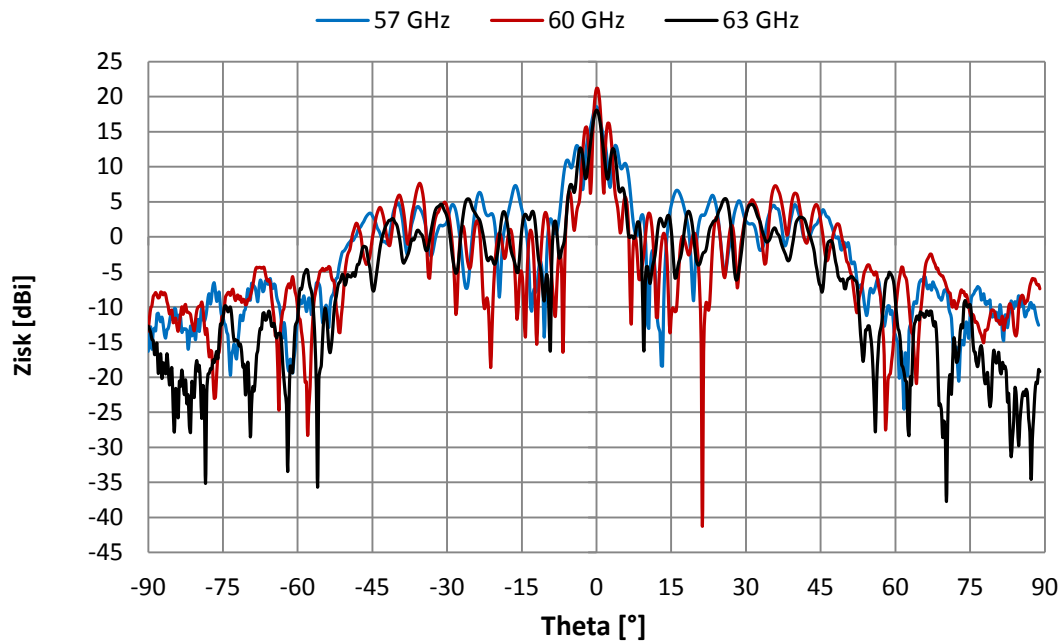
9.2 Měření vyzařovacích charakteristik

Měření vyzařovacích charakteristik bylo provedeno ve školní anténní komoře. Výsledky však bohužel nelze považovat za úplně přesné, jelikož zmíněná anténní komora nedosahuje takové velikosti, aby prototyp antény mohl být měřen bezpečně ve vzdálené zóně záření.

Největší rozměr vyrobeného prototypu je dán šířkou substrátu a činí 218 mm. Dosazením tohoto rozměru do vztahu 5.1 získáváme hranici blízké a vzdálené zóny záření pro prototyp antény 27,95 m, maximální vzdálenost měřené a měřicí antény ve zmíněné anténní komoře je však pouze 2,76 m. Z tohoto důvodu může nastat značná nepřesnost měření u prvních minim a prvních maxim od hlavního laloku ve vyzařovací charakteristice. Principiální schéma měřicího pracoviště je zobrazeno na obrázku 9.4. Naměřené vyzařovací charakteristiky v rovině H a v rovině E jsou zobrazeny na obrázcích 9.5 a 9.6.



Obr. 9. 4: Principiální uspořádání měřicího pracoviště

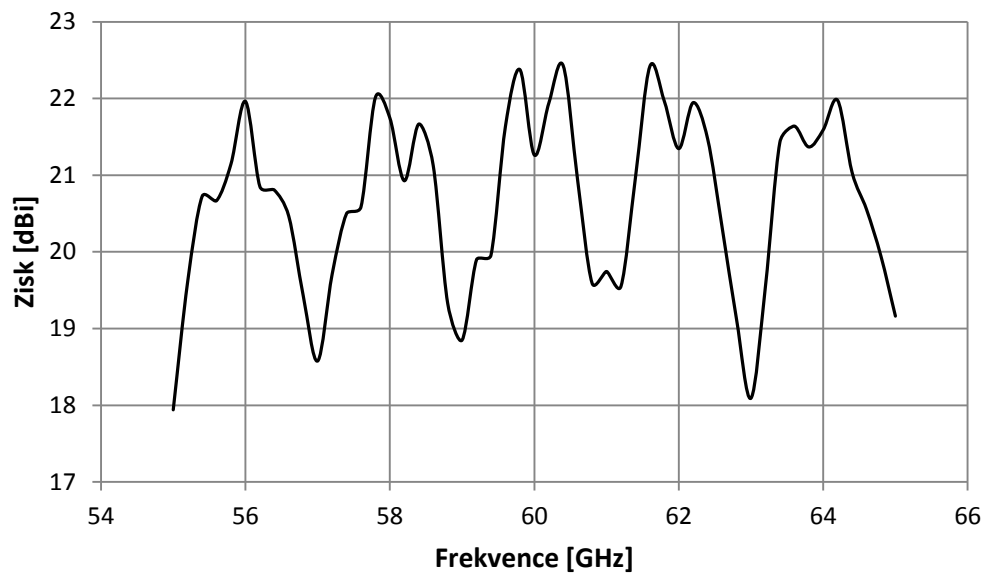


Obr. 9. 5: Změřené vyzařovací charakteristiky v rovině H

Obr. 9. 6: Změřené vyzařovací charakteristiky v rovině E

Jak je zřejmé z obrázku 9.5, na kmitočtu 60 GHz činí změřený zisk v rovině H 21,152 dBi a je tedy o cca 3 dB nižší než zisk simulovaný v kapitole 8. Šířka hlavního laloku pro pokles zisku o 3 dB činí na tomto kmitočtu 1,25° a je tedy téměř shodná se simulovanou. Z obrázku 9.6 je ovšem zřejmé, že hodnoty zisku v rovině E vycházejí přibližně o 8 dB nižší, než byly simulovány a zvláště charakteristika na kmitočtu 60 GHz má vzhledem k provedeným simulacím nepřírodní tvar. Při velice úzkém hlavním laloku mohou být tyto rozdíly způsobeny nepřesným nasměrováním antény. Již při simulacích bylo zjištěno, že anténa je relativně náchylná na změnu rozměrů. Při výrobě a zvláště při ořezávání výrobku, kdy lze spoléhat pouze na přesnost zraku, mohlo dojít k odchylkám od simulovaného modelu.

Na obrázku 9.7 je znázorněna změřená frekvenční závislost zisku v hlavním směru vyzařování. Jak lze na obrázku vidět, dosahovaný zisk ve změřeném kmitočtovém pásmu kolísá cca mezi 18 dBi až 23 dBi. Nepotvrdil se ovšem výsledek simulace, dle něhož dosahovala anténa zisku pouze v rozmezí kmitočtů 57 GHz až 62 GHz a mimo tento rozsah zisk prudce klesal k nule.



Obr. 9. 7: Změřená frekvenční charakteristika zisku

10 Závěr

Jak je zmíněno v úvodu, cílem této diplomové práce byl návrh a počítačová simulace planární parabolické reflektorové antény, následná výroba prototypu a změření dosažených vlastností. Na základě popsané teorie byl proveden výpočet geometrických rozměrů jednotlivých prvků antény a jejich simulování a optimalizace v Ansys HFSS s cílem dosáhnout co nejvyššího zisku a vhodného impedančního přizpůsobení. Model byl nejdříve realizován pomocí vodivých stěn uvnitř substrátu, které byly poté nahrazeny SIW prokovy. K vlastní anténě byl také navržen kovový vlnovodový přechod určený k připojení antény na standardizovaný napájecí vlnovod. Bylo dosaženo relativně dobré shody mezi simulovanými a naměřenými výsledky. Výsledný prototyp antény dosahuje na kmitočtu 60 GHz činitele odrazu -11,70 dB a pro činitel odrazu lepší než -10 dB je impedančně přizpůsoben v kmitočtovém pásmu 59,22 GHz až 60,85 GHz. Pro činitel odrazu nižší než -7 dB je impedančně přizpůsoben v celém měřeném pásmu.

Prototyp dosahuje na frekvenci 60 GHz zisku 21,152 dBi, což je hodnota cca o 3 dB než simulovaná. V rovině H dosahuje šířky hlavního laloku 1,25°, v rovině E 27,5°, ovšem na kmitočtech měření 57 GHz a 63 GHz. Na kmitočtu 60 GHz je charakteristika v rovině E částečně zdeformovaná.

Zadání dále předpokládá experimentální ověření vlivu vícecestného šíření vlnění mezi prototypy antén uvnitř automobilu. Vzhledem k rozměrům antény však od tohoto měření bylo upuštěno. Pro tuto aplikaci by bylo potřeba značně redukovat velikost antény například na úkor jejího zisku, což by mohlo být pokračováním této práce.

LITERATURA

- [1] YASHCHYSHYN, Y., V-band parabolic-horn antenna. *IEEE Conference publications*, 2012, p. 3549-3550
- [2] XU, F., WU, K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. 2005, vol. 53, no. 1, s. 66-73. ISSN 0018-9480.
- [3] KRAUS, J. D., MARHEFKA, R. J. *Antennas: for all applications*. 3/E. New York: The McGraw-Hill Companies Inc., 2002. ISBN 0-07-112240-0.
- [4] OTÝPKA, J., *Antény pro družicový příjem*. Praha: Academia, 1994. ISBN 80-200-0476-9
- [5] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 2/E. New York: John Wiley & Sons, 1996. ISBN 0-471-59268-4.
- [6] KASAL, M., *Směrové a družicové spoje*. Brno: skriptum FEKT VUT v Brně, 2003. ISBN 80-214-2496-6.
- [7] HANNAN, P.W., Microwave antennas derived from the Cassegrain telescope. *Ire transactions on antennas and propagation*. 1961, vol. 9, no. 2, p. 140-153. ISSN 0096-1973
- [8] HANUS, S., SVAČINA, J., *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika - přednášky*. Skriptum FEKT VUT v Brně, 2002.
- [9] CAI, Y., QIAN, Z. P., ZHANG, Y. S., JIN, J., CAO, W. Q., Bandwidth enhancement of SIW horn antenna loaded with air-via perforated dielectric slab. *IEEE antennas and wireless propagation letters*. 2014, vol. 13, p. 571-574. ISSN 1536-1225
- [10] MIKULÁŠEK, T.; LÁČÍK, J.; RAIDA, Z. SIW slot antennas utilized for 60- GHz channel characterization. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2015, roč. 57, č. 6, s. 1365-1370. ISSN: 1098-2760

Seznam zkratek a symbolů

SIW označení pro do substrátu integrovaný vlnovod (z angl. Substrate Integrated Waveguide)

A Skripty programu Matlab

A.1 Skript programu Matlab pro výpočet parametrů primárního trychtýřového zářiče

```
clear all
close all
clc
%% Základní konstanty
f = ??????;           % frekvence návrhu
c = 3*10^8;           % rychlost světla ve vakuu
epsr = 2.2;           % relativní permitivita substrátu
mir = 1;              % relativní permeabilita substrátu

%% Výpočet vlnové délky
Lam0 = c / f;         % vlnová délka ve volném prostředí
vf = c/ sqrt (mir * epsr) ; % fázová rychlost šíření vlny v
substrátu
Lams = vf/f ;        % vlnová délka v substrátu

%% Vstupní parametry pro výpočet trychtýře
a = ??????????;      % delší strana napájecího vlnovodu v
metrech
b = ??????????;      % kratší strana vlnovodu (tloušťka
substrátu) v metrech
G0dB = ?? ;          % požadovaný zisk antény v dB
G0 = 10^(G0dB/10);

%% Výpočty rozměrů napájecího trychtýře
X1 = G0/(2*pi*(2*pi)^(1/2)); % základní hodnota návrhového
parametru X1
X=X1;

A = 10;               % smyšlené výchozí hodnoty
splňující            podmínku cyklu
B = 1;

while A-B > 0.01      % iterační cyklus pro zpřesnění
parametru X1

    A = (sqrt(2*X)-b/Lams)^2 * (2*X - 1);
    B = (G0/(2*pi)*sqrt(3/2/pi)*1/sqrt(X) -
a/Lams)^2*(G0^2/6/pi^3/X - 1);
    X = X - 0.001;

end
X ;                  % výsledná zpřesněná hodnota parametru X

ROe = X*Lams;        % vzdálenost konce vlnovodu od apertury
v E rovině
```

```

ROh = (G0^2/8/pi^3/X)*Lams; % vzdálenost pomyslného vrcholu
trychtýře od
    % ústí v H rovině

a1 = G0/2/pi*sqrt(3/2/pi/X)*Lams*1000; % delší strana
trychtýře v mm
%b1 =sqrt(2*X)*Lams*1000 % kratší strana trychtýře v mm
(vypočtená)
b1=b; % kratší strana trychtýře v mm (reálná, daná
tloušťkou substrátu)

ph = ((a1/1000)-a)*((ROh/(a1/1000))^2-1/4)^(1/2)*1000;
% vzdálenost ústí trychtýře od paty vlnovodu v mm

G= 1/2*4*pi/Lams^2*a1/1000*b1;%vypočtený zisk vypočtené (b
upravené) antény
GdB= 10*log10(G); % zisk v dB

sit = a1; % vypočtená šířka trychtýře
v mm (delší strana ústí)
st=sqrt(ph^2+((a1/2)-(a*1000/2))^2);%vypočtená strana
trychtýře v mm
% (část rozměru

ROh pouze od % ústí k patě
vlnovodu)

%% Výpis vstupních a vypočtených parametrů
sprintf('Vstupní parametry')
sprintf('Šířka vlnovodu v mm a = %0.5g',a*1000)
sprintf('Výška vlnovodu(tloušťka substrátu)v mm b =
%0.5g',b*1000)
sprintf('Požadovaný zisk v decibelech G0dB = %0.5g',G0dB)
sprintf('Vypočtené parametry')
sprintf('Šířka trychtýře v mm sirka_tr = %0.5g', sit)
sprintf('Strana trychtýře v mm = %0.5g', st)
sprintf('Dosažený zisk pro tloušťku substrátu v decibelech
GdB= %0.5g',GdB)

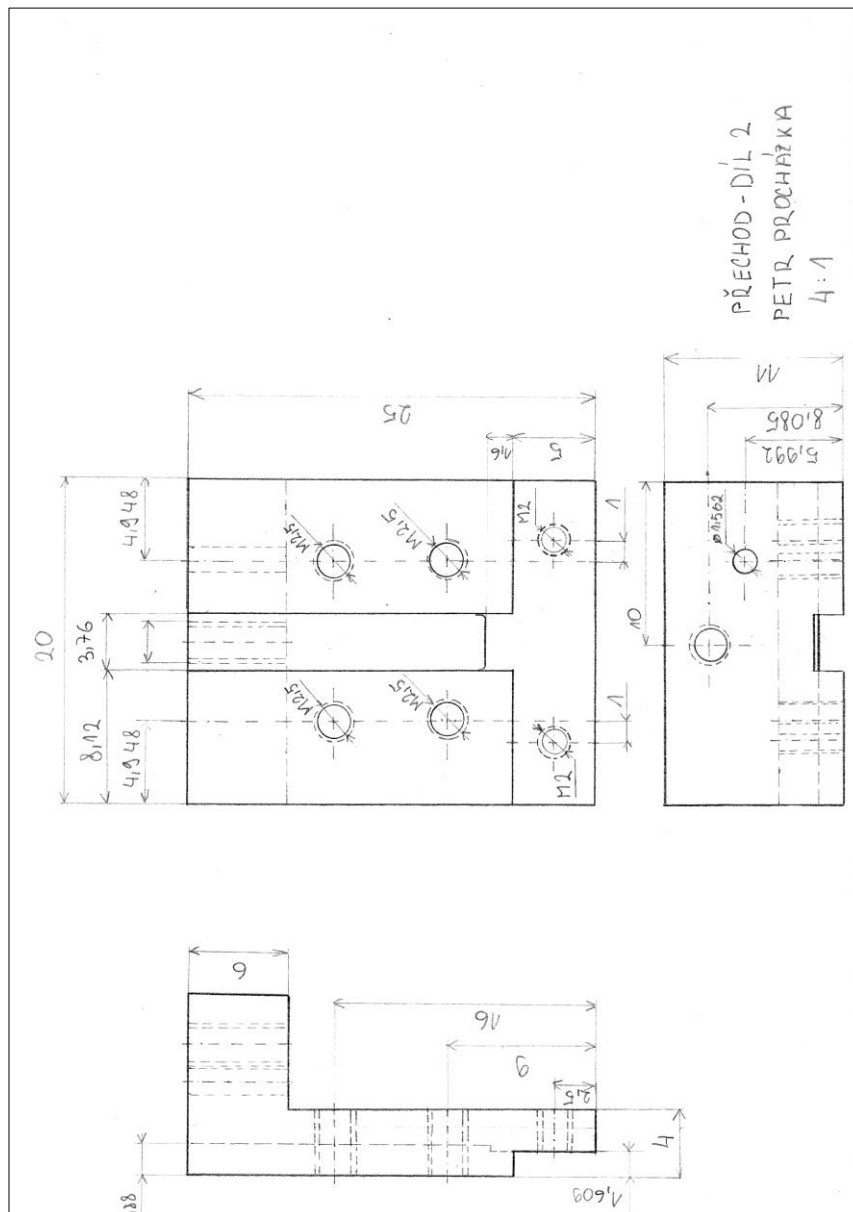
```

A.2 Skript programu Matlab pro výpočet tvaru primárního odražeče

A.3 Skript programu MATLAB pro výpočet tvaru sekundárního odražeče

B Návrh přechodového elementu

B.1 Díl 1



B.2 Díl 2

