

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

Multifrekvenční ozařovač malé parabolické antény
s kruhovou polarizací

diplomová práce

Obor: Elektronika a sdělovací technika

Jméno diplomanta: Aleš MARŠÁLEK

Vedoucí diplomové práce: Doc. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Obsah

ÚVOD	6
1 PARABOLICKÁ ANTÉNA	7
1.1 Vlastnosti parabolické antény	7
1.2 Ozáření parabolické antény	8
1.3 Směrnost a zisk parabolické antény	9
1.4 Zásady pro návrh primárního zářiče	10
1.5 Konkrétní požadavky na primární zářič	10
2 MIKROPÁSKOVÉ ANTÉNY	12
2.1 Rozdělení mikropáskových antén	12
2.2 Modely mikropáskových antén	14
2.2.1 Model přenosového vedení	14
2.2.2 Model dutinového rezonátoru	15
2.2.3 Model integrálně diferenciálních rovnic	16
2.3 Používané substráty	18
2.4 Způsoby napájení mikropáskových antén	20
3 VOLBA VHODNÉHO ZÁŘIČE	23
3.1 Pravoúhlý patch	23
3.1.1 Rezonanční velikost čtvercového patche	24
3.1.2 Charakteristiky záření	25
3.2 Kruhový patch	27
3.2.1 Rezonanční frekvence a poloměr	27
3.2.2 Charakteristiky záření	29
3.3 Srovnání patchů	30
3.3.1 Výběr substrátu	31
3.3.2 Vliv výšky substrátu	33
4 KRUHOVĚ POLARIZOVANÉ ANTÉNY	35
4.1 Kruhová polarizace	35
4.2 Vybuzení kruhově polarizované vlny	37
4.2.1 Ortogonální napájení ve dvou bodech	37
4.2.2 Napájení v jednom bodě	37
4.3 Kruhová polarizace u kruhového patche	38
4.4 Závěr	40
5 SLOUPCOVÁ SOUSTAVA ANTÉN	41
5.1 Využití anténí řady	41
5.2 Napájení sloupcové soustavy	41
5.2.1 Parazitní napájení	41
5.2.2 Společné napájení	42
5.2.3 Individuální napájení	42
6 NAPÁJENÍ PATCHE	44
6.1 Vstupní impedance kruhového patche	44
6.2 Napájení koaxiální sondou	45
6.3 Kompenzace reaktance	46
7 NÁVRH A SIMULACE	49
7.1 Základní konstrukční doporučení	49
7.2 Postup návrhu	50
7.3 Rezonanční rozměry jednotlivých patchů	50
7.3.1 Vypočtené rezonanční rozměry	50
7.3.2 Rezonanční rozměry získané simulací	51
7.4 Kontrola charakteristik záření	53
7.5 Přizpůsobení patche	53

7.6	Úprava patchů pro kruhovou polarizaci	55
7.6.1	Výpočet velikosti elementů	55
7.6.2	Velikost elementů určená simulací	57
7.6.3	Impedanční přizpůsobení	59
7.6.4	Charakteristiky záření a osový poměr kruhové polarizace	60
7.7	Uspořádání do sloupcové sestavy	63
7.7.1	S patch napájen přes střed L patche	63
7.7.2	Stíněné napájení S patche	64
7.7.3	Mechanické úpravy	66
8	REALIZACE	68
8.1	Volba konečné velikosti země	68
8.2	Výroba a montáž	68
8.3	První měření	70
8.3.1	S_{11} parametry L patche	70
8.3.2	S_{11} parametry S patche	72
8.3.3	Izolace signálů	73
8.3.4	Provedené úpravy	73
8.4	Kontrolní měření	74
8.5	Změna rezonančních rozměrů S patche	76
8.6	Měření osového poměru a charakteristik záření	76
8.6.1	Měření elipticity	76
8.6.2	Měření charakteristik záření	77
8.7	Shrnující poznatky	78
9	ZÁVĚR	81
	LITERATURA	82
	PŘÍLOHA A	83
	PŘÍLOHA B	87
	VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE V ZÁLOŽCE	

Úvod

V dnešní době se rozrůstá potřeba moderních komunikačních prostředků, které uživatele uspokojují řadou funkčních hodnot. Nenavrhují se k plnění jednoho účelu, ale snahou výrobců je plnění co nejvíce úkolů, tak aby byly lákavými pro nejširší spektrum uživatelů. Dochází tím ke snížení výrobních nákladů, zvýšení užitných hodnot, zvyšování komfortu a v neposlední řadě také k zvýšení estetičnosti výrobku.

Tato práce se zabývá návrhem více-pásmového ozařovače parabolické antény, který bude pracovat ve frekvenčním pásmu 1269 a 2400 MHz (L a S pásmo) a který bude vhodný pro snímání paraboly s f/D v rozsahu 0,4 až 0,5. Tento ozařovač bude využit ke spojení s experimentálním satelitem P3-D, který lze povelovat ze školní laboratoře.

V obou pásmech se využívá kruhově polarizované vlny pravotočivého smyslu. Ozařovač má být navržen tak, aby tuto polarizaci uměl využívat a nedocházelo tak ke ztrátám signálu.

Výsledná soustava bude dle zadání navržena z antén typu „patch“, tedy mikropáskových antén. Tento typ antén dovoluje výběr z velkého počtu různých druhů a nabízí řadu variabilních vlastností. „Patche“ jsou také konstrukčně jednoduché, levné, jejich nevýhodou bývá jen složitější návrh. Patche lze jednoduše sdružovat do soustav, a dále tak upravovat jejich výsledné vlastnosti. Z těch musí výsledná soustava splňovat zejména dostatečné oddělení obou pásem, aby signál z jednoho pásma nepřecházel do okruhu druhého pásma. Tím bude umožněn i současný provoz v obou pásmech. Při nedodržení této podmínky by hrozilo při vysílání v jednom pásmu poškození citlivých vstupních dílů pásma druhého.

Úkolem práce je i realizace zadání a experimentální ověření zadaných parametrů. Z toho důvodu se budou sledovat základní parametry ozařovače jak při návrhu, tak budou i prakticky ověřeny.

1 Parabolická anténa

Parabolická anténa je snad jednou z nejrozšířenějších antén. Používá se všude tam, kde je zapotřebí přijímat slabé signály, či naopak vysílat signály s patřičnou intenzitou. Nalezneme ji na střechách domů, na stožárech, mířící vzhůru nebo za horizont. A právě to je její hlavní použití. K satelitním a směrovým spojům tam, kde jsou zapotřebí na jedné straně velké intenzity pole a velké vyzářené výkony k překlenutí velkých vzdáleností a na straně druhé příjem slabých signálů a soustředění slabých intenzit elektromagnetických polí na přijatelné vyšší hodnoty. Parabolické antény se za svou existenci staly nedílnou součástí našeho života, bez které by nebylo například satelitní televize, telefonních spojů, nebo poslední dobou bezdrátového připojení k internetu.

Má diplomová práce se zabývá návrhem vícepásmového ozařovače na tuto anténu, a proto se následné údaje budou týkat právě parabolické antény a požadavků na její ozáření.

1.1 Vlastnosti parabolické antény

Parabolická anténa soustředí na ní dopadající elektromagnetické pole do svého ohniska a naopak. Umístíme-li zdroj záření do ohniska a ozařujeme-li parabolu, soustředí záření do úzkého svazku před sebe. Tato její vlastnost plyne z jejího uspořádání (obr.1.1). V této části jsem čerpal z literatury [3, 4].

Parabolickou anténu tvoří rotační paraboloid, jako plocha tvořená křivkou paraboly s osou na spojnici vrcholu a ohniska paraboly. Rotační paraboloid je definován dvěma parametry ohniskovou vzdáleností f a velikostí ústí D . Velmi často se uvádějí vlastnosti parabolické antény poměrem f/D . Pro základní rovnici rotačního paraboloidu platí:

$$y^2 + z^2 = 4fx, \quad (1.1)$$

rovnice tvořící paraboly je dána:

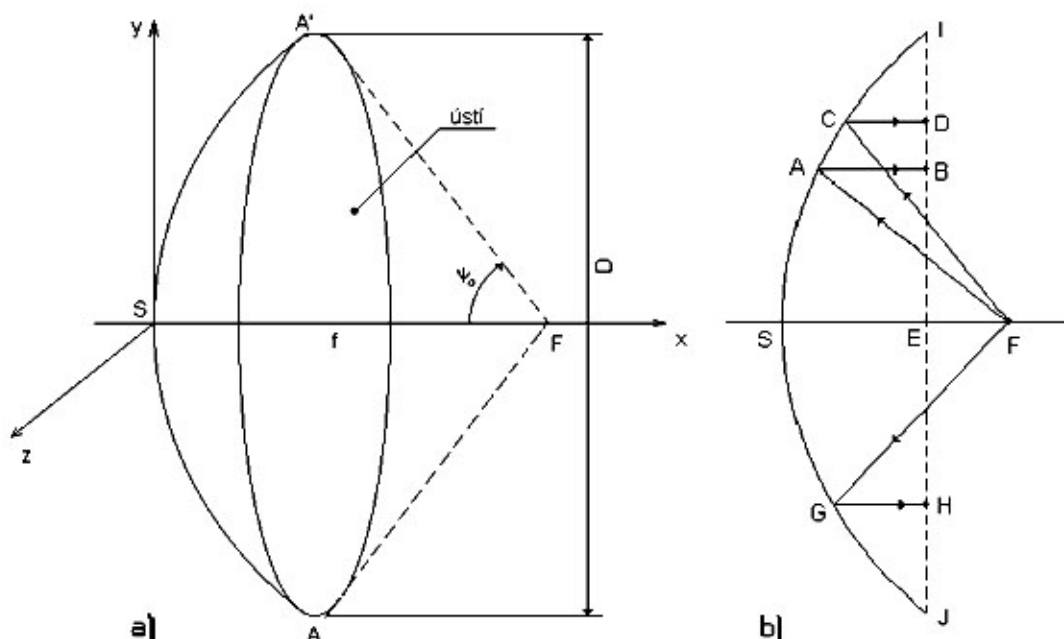
$$y^2 = 4fx, \quad (1.2)$$

úhel otevření ústí je z toho určen jako:

$$\operatorname{tg}(\gamma_0/2) = D/4f \quad (1.3)$$

a poměr střednímu paprsku k okrajovému:

$$\frac{\overline{FS}}{\overline{FA'}} = \cos^2\left(\frac{\Psi_0}{2}\right) ; \quad \overline{FS} = f. \quad (1.4)$$



Obr. 1.1: a) Geometrie parabolického reflektoru,
b) odraz paprsků v rotačním paraboloidu.

Optické vlastnosti jsou dány geometrií paprsků vycházejících z ohniska paraboloidu F. Je-li v ohnisku umístěn bodový zdroj záření, pak dráhy které uběhnou paprsky FAB, FCD a FGH jsou stejné (obr. 1b). Je-li v ohnisku zdroj elektromagnetických kulových vln, pak všechny paprsky, které dosáhnou do ústí IJ, jsou ve fázi a v ústí vznikne rovinná elektromagnetická vlna. Rovinnost této vlny je podmínkou soustředění elektromagnetické energie do jednoho směru popřípadě, příjmu převážně z jednoho směru.

1.2 Ozáření parabolické antény

Z výše uvedeného je zřejmé, že parabolická anténa není sama o sobě schopna vyzařovat elektromagnetické záření. Parabolická anténa je pouze pasivní reflektorickou anténou, u které se využívají její směrové vlastnosti. Ke své funkci potřebuje primární zářič umístěný ve svém ohnisku, který vyzařuje elektromagnetické záření na plochu paraboly, nebo naopak na který parabolická plocha soustřeďuje dopadající elektromagnetické záření. Mezi paraboloidem a primárním zářičem je úzký vztah a to zejména ve smyslu správné ozáření plochy paraboloidu. Ten pak ovlivňuje výslednou směrovou charakteristiku parabolické antény, zejména pak úroveň postraních laloků, které jsou nežádoucí.

Existuje několik možností jak plochu paraboloidu ozářit. Můžeme volit takový primární zářič, který svým hlavním lalokem ozařuje přesně celou plochu, nebo ji může přezařovat a tím docházet ke ztrátám, nebo naopak může hlavní lalok mířit do středu plochy a

okraje paraboloidu už mohou ozařovat boční laloky primárního zářiče. Tato poslední situace by neměla nastat. Využilo by se sice maxima dopadajícího záření z primárního zářiče, ale parabolická anténa by pak měla rozštěpený hlavní lalok. Podstatné je, že vliv rozložení pole v ústí paraboly má vliv na výsledné potlačení bočních laloků paraboly. Maximální využití ústí paraboly, kdy jsou amplitudy elektrické intenzity v ústí stejné, odpovídá také nejvyšším postraním lalokům vedle hlavního laloku. Proto se obvykle volí takové ozáření plochy paraboly, aby intenzita pole v ústí od středu k okraji klesala. Tento pokles se obvykle aproximuje funkcí a odpovídá mu určitý činitel využití ústí.

K dostatečně nízké úrovni postraních laloků v blízkosti hlavního laloku se dodržuje ozáření okrajů reflektoru na úrovni -10 až -12 dB pod úrovní ozáření středu reflektoru. Dosáhne se toho tím, že úroveň záření primárního zářiče pro úhel γ_0 bude kolem -7 až -8 dB. Zbytek do požadovaných -10 až -12 dB je zajištěn útlumem sférické elektromagnetické vlny na rozdílu vzdáleností FS a FA. Pro větší potlačení bočních laloků se volí ozáření okrajů paraboloidu na úrovni až -20 dB. Zde je vhodné připomenout, že ne všechny typy primárních zářičů pracují ze sférickou vlnou, a v takovém případě je útlum vlny na rozdílu vzdáleností FS a FA menší. Proto může být úroveň záření ve směru na okraj reflektoru u takovýchto zářičů nižší než u zářičů vyzařující sférickou vlnu [4].

1.3 Směrovost a zisk parabolické antény

Úroveň postraních laloků diagramu a celkového zisku ovlivňují další konstrukční vlastnosti antény, zejména velikost zastínění ústí primárním zářičem a nepřesnost tvaru reflektoru. Zatímco nepřesnosti tvaru lze minimalizovat přesnou výrobou a volbou dostatečně pevného stálého materiálu, který se nebude deformovat v závislosti na vnějších vlivech počasí, zastínění ústí se v mnoha případech vyhnout nedá. K tomu přispívají nutné držáky primárního zářiče, zejména jejich profil, který se volí tak, aby byl úzkou stranou obrácen směrem do reflektoru.

S ozářením reflektoru a zastíněním ústí souvisí samozřejmě i tzv. činitel směrovosti antény, který je dán vztahem:

$$S = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2, \quad (1.5)$$

kde koeficient η určuje tzv. účinnost ozáření ústí, D je průměr kruhového ústí antény a λ je vlnová délka. Velikost koeficientu η se pohybuje v rozmezí $0,4$ až $0,6$ a závisí na konkrétním tvaru směrové charakteristiky primárního ozařovače a na velikosti blokování (zastínění) ústí [3, 6].

Koeficient h je ještě potřeba doplnit o ztráty způsobené impedančním nepřizpůsobením zářiče. U všech rotačně souměrných systémů dochází k určitému odrazu energie od střední části reflektoru zpět do primárního zářiče, což vyvolává zmíněné impedanční nepřizpůsobení a snížení účinnosti antény. Běžně se počítá s hodnotou ztráty kolem 0,5 dB [5].

1.4 Zásady pro návrh primárního zářiče

Jak již bylo uvedeno, tak šířka laloku pro úhel otevření ústí má být na úrovni kolem -7 až -8 dB. Současně platí, že rotačně souměrný reflektor má být i souměrně ozářen. To splní pouze rotačně souměrný diagram, tedy diagram jehož šířka např. na úrovni -10 dB je stejná ve dvou na sebe kolmých rovinách, tzn. v rovinách E a H. Pro rotačně souměrný reflektor tedy musíme hledat takový primární zářič, který má charakteristiky v obou rovinách (E a H) co nejvíce shodné v tvaru i v úrovních záření [5].

U takového primárního zářiče je další důležitou věcí jeho správné umístění v ohnisku paraboly. Primární zářič se musí umístit svým fázovým středem do ohniska paraboloidu. Pozice fázového středu primárního zářiče nemusí být totožná s geometrickým středem zářiče, a proto se musí umístění zářiče věnovat dostatečná pozornost.

V případě kruhové polarizace vlny se nesmí zapomenout na odraz vlny od reflektoru, který způsobí změnu smyslu rotace vlny. Proto se při práci s kruhovou polarizací primární zářič navrhuje na opačný smysl polarizace, než je výsledná polarizace vlny.

Samozřejmě také platí, že primární zářič by měl být svými rozměry co nejmenší, aby co nejméně stínil ústí a nesnižoval tak celkový zisk antény.

1.5 Konkrétní požadavky na primární zářič

Vyjdu ze zadaného poměru $f/D = 0,4$ až $0,5$ a velikosti ústí $D = 60$ cm. Úhel otevření je pak definován vztahem (1.3). Abych do něj mohl dosadit, musím si určit poměr D/f tj. převrácenou hodnotu f/D . Výpočet budu provádět pro obě mezní hodnoty f/D současně:

$$D/f = 1 / (f/D) ,$$

pro $f/D = 0,4$ platí:

pro $f/D = 0,5$ platí:

$$D/f = 1 / 0,4 = 2,5$$

a

$$D/f = 1 / 0,5 = 2$$

pak úhel otevření je:

$$\operatorname{tg}(Y_0/2) = D/4f$$

$$\operatorname{tg}(Y_0/2) = 2,5 / 4 = 0,625$$

a

$$\operatorname{tg}(Y_0/2) = 2 / 4 = 0,5$$

$$Y_0 = 64^\circ$$

a

$$Y_0 = 53^\circ$$

Pro zadanou parabolu jsem tedy získal rozmezí pro úhel otevření $Y_0 = 53^\circ$ až 64° .

Dalším krokem je stanovení optimální úrovně záření pro daný úhel otevření. Zde nepředpokládám sférickou vlnu a z toho důvodu může být pokles záření pro okraj paraboly i větší než -7 až -8 dB. Budu předpokládat pokles mezi -8 až -10 dB. Hlavním důvodem této úvahy je pro mě to, že mikropásková anténa bude přece jenom docela rozměrná. Proto si myslím, že v takové blízkosti, ve které bude parabolické zrcadlo, se ještě sférická vlna nevytvořila. Kontrolovat tedy budu úroveň záření v obou hlavních rovinách E a H pro daný úhel otevření $Y_0 = 53^\circ$ až 64° na hodnotách -8 až -10 dB oproti maximu.

Jelikož výsledná polarizace má být kruhová pravotočivého smyslu, musí vzhledem k jednomu odrazu od parabolického reflektoru primární zářič pracovat s polarizací opačného smyslu, tedy s polarizací levotočivou. To platí v obou zadaných pásmech.

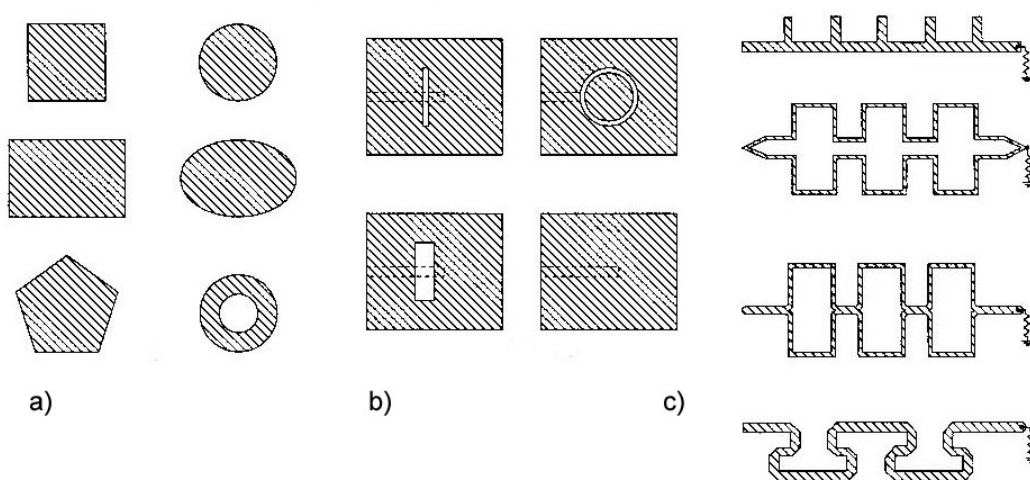
Tím jsou zadány všechny parametry pro návrh optimálního primárního zářiče a další kapitoly se budou zabývat už jím samotným.

2 Mikropáskové antény

Mikropáskové antény jsou moderní a progresivní typy antén, které v poslední době nalézají své uplatnění a věnuje se jim stále více pozornosti. Jak již název napovídá jedná se o ty antény, které jsou vytvořeny na plošné desce. Z horní strany je vyleptán vlastní motiv a ze spodní strany je zemní deska. Motiv může nabývat různých tvarů (čtverce, obdélníku, kruhu apod.), a proto se jim také říká „patchové antény“, zkráceně „patche“ (z anglického slovíčka „patch“, v překladu flíček, či flek). Materiál dielektrika může být různý. Používají se substráty s malými ztrátami $\text{tg}d=1\cdot 10^{-4}$ až $1\cdot 10^{-3}$ a relativní permitivitou $\epsilon_r=2$ až 10. Obvykle se navrhují pro pásmo 1GHz až 50GHz. Jejich nespornou výhodou je jednoduchá konstrukce, kde v podstatě záleží jen na přesnosti vyleptání motivu, dále pak z toho plynoucí nízká váha, malý objem a převážně plošný rozměr s možností přizpůsobení na povrch nosiče antény (letoun, raketa). Další výhodou je kompatibilita s technologií mikrovlnných integrovaných obvodů. Naopak mezi jejich nevýhody patří poměrně úzké pracovní kmitočtové pásmo, ztráty v substrátu, nižší zisk, vyzařování většinou do poloprostoru nad anténou a menší výkonová zatížitelnost. Nevýhodou může být také složitější návrh, zejména u zvláštních tvarů flíčku.

2.1 Rozdělení mikropáskových antén

Mikropáskové antény můžeme rozdělit na několik základních typů. Antény rezonanční, antény štěrbinové a antény s postupnou vlnou (viz obr. 2.1). Tyto antény pak dále můžeme spojovat do soustav (obrázky 2.2) tzv. řad antén (anglicky array) a do sloupcových sestav (anglicky stacked patch orientation).

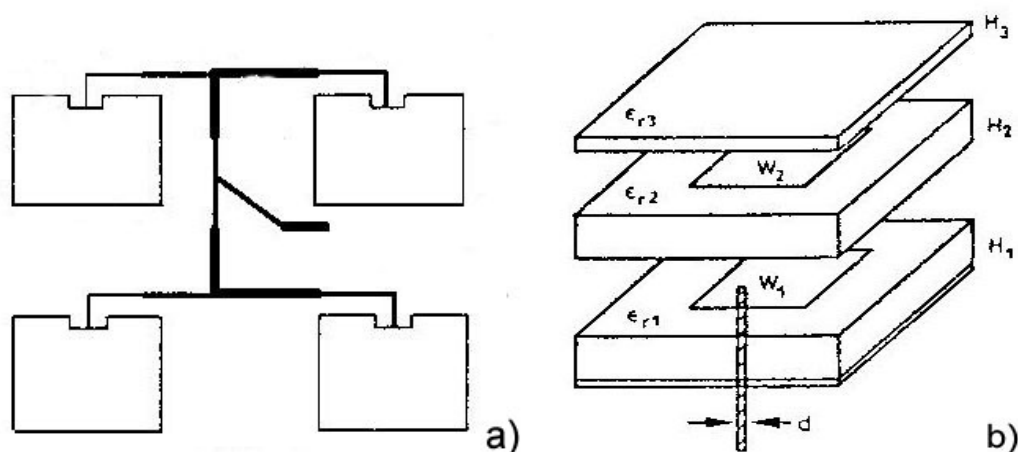


Obr. 2.1: Typy mikropáskových antén: a) rezonanční, b) štěrbinové, c) s postupnou vlnou [3]

Rezonanční antény pracují, jak již název napovídá, jako rezonátory, kde se podél některého (předem požadovaného) rozměru antény rozloží elektromagnetické pole. Rozložení elektromagnetického pole v substrátu antény odpovídá určitému módu (tyto módy jdou pro představu připodobnit vlnovodným módům), ve kterém pak anténa pracuje. Implicitně se antény navrhují pro práci dominantním módu.

Základem šterbinové antény je šterbina v zemní desce dlouhá půl-vlnné délky. Na druhé straně substrátu se pak nachází napájecí vedení, které může šterbinu přesahovat, nebo nad ní končit. Energie přiváděná vedením se přelévá do šterbiny, což způsobí tok proudu kolem šterbiny, který vytvoří elektromagnetické záření.

Antény s postupnou vlnou tvoří úseky mikropáskových vodičů rezonančních délek (půl-vlnných či čtvrt-vlnných). Jejich vzájemnou polohou a tvarem se ovlivňuje směrová charakteristika, její tvar, nebo směr maxima záření. Ten je však většinou ve směru konstrukce samotné antény, tedy ve směru od napájení k zátěži. Tento typ antén musí být pro svou funkci na svém konci zatížen přizpůsobenou impedancí, aby nedocházelo k odrazům energie na konci antény.



Obr. 2.2: a) Řada mikropáskových antén,
b) sloupcová sestava.

Sestava více stejných antén se nazývá anténní řada. Nerozumí se tím pouze lineární řada, ale i jakékoli plošné rozložení antén. Řad se využívá ke zvýšení zisku antény a k zúžení směrové charakteristiky antény. Lze tak nahradit parabolickou anténu, neboť zisk anténní řady může být stejný. Platí, že se zdvojnásobením počtu prvků se zisk zvyšuje ideálně o 3 dB. Jiné použití řady je k získání kruhové polarizace. Patříčným rozmístěním jednotlivých antén a správnou fází přiváděného signálu, lze této polarizace dosáhnout.

Sloupcových sestav antén se využívá obdobně jako u řad antén. Uspořádáním do sloupců se však spíše než se zvyšováním zisku antény, můžeme setkat s rozšířením šířky

pásma antény. Umístěním antén nad sebe snižujeme zabranou plochu sestavy antén. Vhodným napájením pak můžeme sestavu propojit, docílit větší šířky pásma, nebo zachovat samostatné napájení každé antény a pracovat s nimi odděleně.

2.2 Modely mikropáskových antén

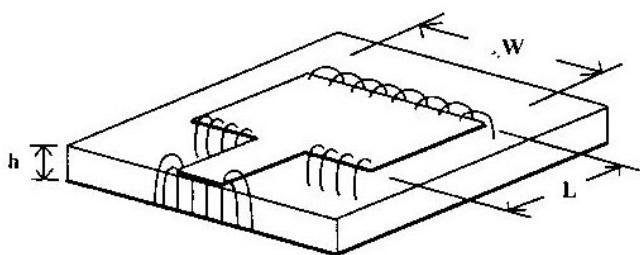
Mikropáskové antény jsou velmi rozšířené typy antén. Jejich vlastnosti jsou v dnešní době už většinou dobře popsány, a k jejich vyjádření existuje několik modelů. Proto považuji za vhodné, abych zde uvedl tři hlavní modely, které se dají použít k popisu vlastností antén. Při popisu jednotlivých modelů pro mě byla výchozí kniha [2].

2.2.1 Model přenosového vedení

První a nejjednodušší model pravoúhlého patche byl právě tento model. Jeho myšlenka spočívá ve vyzařování mikropáskového vedení (obr. 2.3).

Když se střetne pole mikropáskového vedení s prudkou změnou šířky na vstupu patche, rozprostře se (na obrázku je zakreslena pouze elektrická složka pole), což způsobí vznik rozptylového pole. Pak patch vypadá jako další vedení a pole se šíří dál, dokud nedosáhne protilehlé strany patche. Zde se na náhlém ukončení patche vytvoří také rozptylové pole. Protože rozptylové pole má v sobě nahromaděnou energii, hrany patche se chovají jako kondenzátory (to platí dokud jsou změny v elektrickém poli větší jak v magnetickém). Protože je patch mnohem širší než mikropáskové vedení, rozptylové pole způsobuje záření patche (což představuje zátěž paralelně s kondenzátorem), která odpovídá velikosti úbytku výkonu zářením. Rozptylové pole a vyzářený výkon se dá zvýšit užitím tlustšího substrátu a nižší hodnotou dielektrické konstanty.

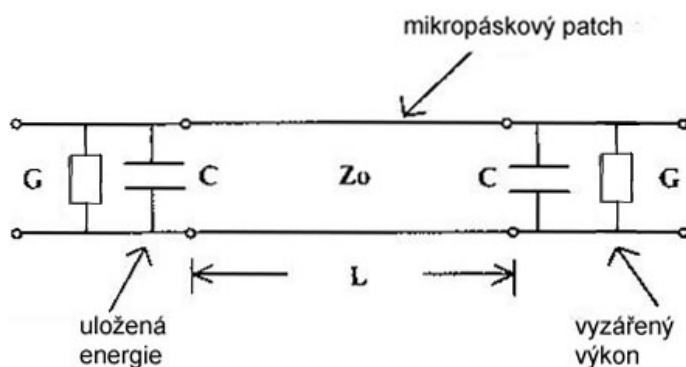
Vznik rozptylového pole lze vysvětlit i jinak. Při vybuzení patche vzniká rozložení náboje mezi spodní stranou patche a zemní deskou. V jednotlivých okamžicích má patch kladný náboj a zemní deska záporný. Přitažlivá síla mezi těmito vodivými deskami se snaží



Obr. 2.3: Mikropásková anténa v přenosovém modelu [2]

udržet náboj mezi nimi, kdežto odpudivá síla mezi kladnými náboji na patchi tlačí tyto náboje směrem k okraji patche. Výsledkem je velká hustota náboje na okrajích patche. Tento náboj pak způsobuje rozptylové pole, které je sdružené se zářením patche.

Tomuto vysvětlení odpovídá náhradní obvod na obrázku 2.4. Každou hranu tvoří paralelní kombinace rezistoru a kondenzátoru, které jsou navzájem propojeny přenosovým vedením odpovídajícím délce patche. Vstupní impedanci tohoto obvodu pak můžeme vyjádřit jako paralelní kombinaci reaktance a vodivosti vstupní hrany s admitancí výstupní hrany transformovanou vedením délky L o charakteristické impedanci Z_0 .



Obr. 2.4: Náhradní schéma mikropáskového patche [2]

2.2.2 Model dutinového rezonátoru

Rezonátory se většinou používají v obvodech jako jsou filtry, zesilovače, nebo oscilátory. Na nízkých kmitočtech je tvoří diskrétní součástky: cívky a kondenzátory, ale na vyšších kmitočtech (od 1GHz) slouží jako rezonátory úseky přenosových vedení. Pro tyto účely se velmi hodí uzavřené úseky vlnovodů, pravoúhlých či kruhových tvarů. Tyto kovové dutiny rezonátorů v sobě udržují energii a zabraňují jí ve vyzařování. Ale i tak se část energie ztrácí v důsledku konečné vodivosti stěn a ztrátami uvnitř dielektrika rezonátoru. Poměr mezi nashromážděnou energií a ztrátami vyjadřuje činitel jakosti Q :

$$Q = \frac{2\pi f W_e}{P_d}, \quad (2.1)$$

kde W_e je průměrná hodnota energie nahromaděná v jedné periodě signálu a P_d jsou ztráty [2].

Na kovových stěnách dutiny se blíží elektrické pole nule. Ačkoli pro dutinu nelze přesně definovat napětí, je na stěnách také nulové. Těmto stěnám se říká dokonalé elektrické vodiče. Podobně se požaduje dokonalý magnetický vodič, na kterém bude nulové magnetické pole. V tomto případě je na takovém vodiči nulová i proudová hustota a z toho důvodu i proud, který je vztažen k magnetickému poli. Představou pro tento případ je obvod

naprázdno. Rezonátor pak lze vytvořit za použití magnetických a elektrických vodičů a jejich kombinacemi.

Při vybuzení napájením vzniká mezi spodní stranou patche a zemní deskou elektromagnetické pole. Je-li výška substrátu mnohem menší než vlnová délka, elektrické pole má pouze složku ve směru osy z a míří z patche k zemní desce. Magnetické pole má pouze kolmé složky v rovině x, y , které se rozkládají mezi patchem a zemní deskou. Toto pole nezávisí na souřadnici z . Na mikropáskovou anténu pak lze pohlížet jako na dutinový rezonátor s dokonalými elektrickými vodiči nahoře a vespod.

Tím se umožní řešení vlnové rovnice pro dané rozložení elektromagnetického pole (závislé na konfiguraci patche) mezi deskami patche. Amplitudy složek elektromagnetického pole záleží na jakosti materiálu substrátu, jeho ztrátách a způsobu napájení. Rozložení pole a jeho amplitudy jsou potřeba k nalezení parametrů patche, jako například impedance. Ztráty antén jsou většinou spojeny s vyzařováním patche a projeví se v reálné složce impedance.

K dokončení analogie mezi dutinovým rezonátorem a patchem se do rezonátorů musí začlenit ztráty antén. Činitel jakosti dutiny s dokonale vodivými stěnami obsahujícími ztrátové dielektrikum je dán:

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}, \quad (2.2)$$

kde $\operatorname{tg} \delta$ je ztrátový úhel dielektrika. Jestli přirovnáme ztráty v dielektriku vyplňující dutinu anténě, dutina bude mít stejné vlastnosti jako anténa. Proto bude mít i stejnou impedanci. Tím je analogie mezi dutinovým rezonátorem a mikropáskovou anténou zakončena a je základem pro rezonanční dutinový model [2].

2.2.3 Model integrálně diferenciálních rovnic

Dramatický nárůst výpočetního výkonu v posledních letech podporuje ohromnou snahu ve vývoji numerických technik. Tyto techniky lze použít i k řešení elektromagnetických úloh. V minulosti bylo řešení úloh omezeno na případy kdy konfigurace patche umožňovala analytické řešení. Nyní je možné tyto rovnice řešit numericky. Přesnost těchto výpočtů v podstatě záleží jen na množství početních operací, které je schopen program provést.

Některé z těchto numerických metod byly aplikovány na řešení mikropáskových antén.

Momentová metoda

První a nejvíce používanou metodou, která formuluje integrální rovnice, jež jsou vhodné k řešení dané úlohy a pak k numerickému řešení, je tato metoda. Využívá dva základní koncepty elektromagnetismu: Greenovu funkci a princip superpozice. Pro dané uspořádání částí materiálů (například dielektrika a zemní plochy) a jeho okrajů (což mohou být stěny nebo nekonečný volný prostor) určí Greenova funkce pole v každém bodě. To způsobuje nekonečně malé proudové elementy v jednotlivých oblastech a anténa pak má definované rozložení proudové hustoty. Pole této struktury se určí vektorovým součinem proudové hustoty s Greenovou funkcí a integrací přes oblast, ve které leží anténa:

$$\vec{E}(r) = \iint \vec{G}(r, r') \times \vec{J}(r') \cdot dr', \quad (2.3)$$

kde $\vec{G}(r, r')$ je Greenova funkce a $\vec{J}(r')$ je proudová hustota patche [2].

Složky pole musí splňovat Maxwellovy rovnice a okrajové podmínky úlohy. Z vlastností Greenovy funkce plyne, že pole z ní odvozené automaticky splňuje Maxwellovy rovnice a okrajové podmínky na rozhraní dielektrik a zemní plochy. Jedinou podmínku, kterou nesplňuje, je podmínka pro tečnou složku elektrického pole. Ta musí být nulová na povrchu patche. Matematicky se tato okrajová podmínka vyjádří jako:

$$\vec{n} \times [\vec{E}^i(r) + \vec{E}(r)] = 0, \quad (2.4)$$

kde $\vec{n}$ je jednotkový vektor normály povrchu patche a $\vec{E}^i(r)$ je daná intenzita napájecího pole. Rovnice se uplatní na ploše antény [2].

Když se tento vztah (2.4) dosadí do předešlého (2.3), získá se integrální rovnice. Řešení je dostatečně přesné, pokud jsou splněny Maxwellovy rovnice a okrajové podmínky. Obsahem řešení je také vyzařování patche a vstupní impedance.

Metoda konečných prvků

Tato metoda má původ ve studiu materiálů. Byla aplikována na elektrické stroje, magnetické obvody, vlnovody a jiné elektromagnetické prvky. Pro použití na mikropáskové obvody je třeba z Maxwellových rovnic odvodit vhodné diferenciální nebo vlnové rovnice. Z těchto rovnic se pak zkonstruuje integrální výraz zvaný funkcionál (což je funkce funkcí) a pomocí něj se hledá funkce, která způsobí jeho stacionaritu. A to tak, že se dosáhne buď minima nebo maxima. Funkcionál se pak vyjádří ve složkách veličin pole, jako jedna z elektrických složek pole.

Struktura, která se analyzuje, se rozdělí do malých oblastí zvaných buňky, které mají obvykle trojúhelníkovitý tvar. Pole se aproximuje polynomem v každé buňce. Koeficienty

polynomu jsou vyjádřeny v členech veličin pole a jsou vloženy do funkcionálu. Ke každé hodnotě pole se určí parciální derivace a položí se rovna nule, což je podmínkou pro stacionaritu funkcionálu. Výsledkem je soustava rovnic obsahující neznámé hodnoty pole. Po vyřešení tohoto systému jsou známy hodnoty pole kdekoli na polynomu a tím i hodnoty pole v jednotlivých buňkách [2].

Metoda konečných diferencí v časové oblasti

Tato metoda řeší Maxwellovy časově závislé vlnové rovnice. Struktura se rozdělí mříží krychlových buněk. Body na buňce reprezentují jednu ze složek buď elektrického nebo magnetického pole. Řešení započne s předpokládanými hodnotami buněk. Většina polí se nastaví na nulovou hodnotu, s výjimkou míst napájení. Derivace vlnových rovnic jsou aproximovány diferenční rovnicí. Diferenční rovnice jsou časově a pozičně krokovány přes všechny buňky s předešle určenými hodnotami. Výpočet probíhá z jednoho místa a v jednotlivých okamžicích se nalézají pole ve vedlejších bodech a následujících okamžicích. Proces pokračuje, dokud nejsou ustanoveny stálé hodnoty [2].

Metody konečných prvků a konečných diferencí nejsou tak široce používány k analýze mikropáskových antén, protože přináší řadu problémů s řešením integrálních rovnic. Nevýhoda použití Greenovy funkce je v tom, že je singulární a silně osciluje, což ztěžuje numerickou integraci. Ostatní způsoby řešení se dotýkají nelineárních a nehomogenních prostředků. S těžší však modelují zářící okraje antény a potřebují větší výpočetní výkon a více paměti.

Pokud jsou tyto metody ucelenější ve výpočtu vyzařování, vzniku povrchových vln a pole uvnitř patche, komplikují se a těžce se implementují do výsledné podoby. Proto se spíše vyskytují programy, které se zabývají řešením pouze vybraných úloh. Přesnost také velmi silně závisí na modelu napájení.

2.3 Používané substráty

Prvním krokem k návrhu antény je volba substrátu. Substrát se stal konstrukčně nutným prvkem pro mechanickou oporu vodivé plochy antény. Proto musí být vyroben z nevodivého dostatečně pevného dielektrického materiálu, který však může ovlivnit provedení a vlastnosti antény.

V dnešní době je na výběr velké množství substrátů, u nichž se uvažují různé vlastnosti, které jsou důležité při výrobě. Mezi zvažované vlastnosti patří například: dielektrická konstanta a ztrátový úhel a jejich závislost na teplotě a frekvenci, homogenita

substrátu, teplotní roztažnost a rozsah pracovních teplot, rozsah vlhkostí vzduchu, stárnutí materiálu, odolnost proti chemikáliím, pružnost, pevnost a opracovatelnost substrátu.

Různé substráty se dělí do pěti základních skupin: keramické, polovodičové, feromagnetické, syntetické a kompozitní, některé substráty jsou uvedeny v tabulce 2.1. Zde jsem vycházel z literatury [1].

Nejpoužívanější keramický substrát je korund (Al_2O_3). Má požadované elektrické vlastnosti jako nízké ztráty a menší disperzi v závislosti na frekvenci. Ale je tvrdý a křehký a proto se těžce mechanicky obrábí. Jeho monokrystalickou formou je safír, který má ještě lepší elektrické parametry, ale je vysoce anizotropní a velmi drahý. Mimo to existuje ještě množství dalších keramických substrátů s relativní permitivitou ϵ_r mezi 16 až 150. Vysoká dielektrická konstanta se používá k redukci rozměrů mikrovlnných obvodů na nízkých kmitočtech (pod 1 GHz).

Polovodičové substráty Si nebo GaAs se používají pro pasivní obvody a antény. Vzhledem k jejich malým rozměrům se provozují většinou v mikrovlnných pásmech. Jejich výhoda spočívá v možnosti integrace antén přímo do mikrovlnných obvodů.

Feritové substráty se využívají stále častěji. Spočívá to v jejich přirozené anizotropnosti. Jejich relativní permitivita se mění v mezích od 9 do 16 v závislosti na předmagnetizování substrátu. Tím se dá dosáhnout velké šířky pásma až 40%. Předmagnetizování substrátu navíc příliš neovlivní směrové charakteristiky antény. Vhodným předmagnetizováním lze dosáhnout antény s kruhově polarizovanou vlnou.

Syntetické substráty se vyznačují nízkými ztrátami a nízkou dielektrickou konstantou, jsou vhodné pro mikropáskové antény. Jejich nevýhoda spočívá v teplotní nestabilitě. Mezi nejpoužívanější syntetické materiály patří: Teflon, polypropylen a polystyren.

Tab. 2.1: Používané substráty [1]

Substrát	Dielektrická konstanta	Ztrátový úhel	Stálost rozměrů	Chemická odolnost	Teplotní rozsah [°C]	Relativní cena
Korund	9,8	0,0004	výborná	výborná	do 1600	střední
Safír	9,4; 1,6	0,0001	výborná	výborná	-24 až 370	vysoká
Polo-izolační GaAs	13	0,0006	výborná	výborná	-55 až 260	vysoká
Ferit	9,0 až 16,0	0,001	výborná	výborná	-24 až 370	střední
Teflon	2,1	0,0004	nízká	výborná	-27 až 260	střední
Polypropylen	2,18	0,0003	nízká	dobrá	-27 až 200	střední
Teflon-sklo	2,55	0,0015	dobrá	výborná	-27 až 260	střední
Epoxyd-sklo (FR4)	4,4	0,01	-	-	-	nízká
Rohacell 51	1,07	0,0009	-	-	-	-

Kompozitní substráty se vyrábějí za použití již výše uvedených materiálů. Výsledkem je nový materiál, který kombinuje vlastnosti základních materiálů. Do syntetických materiálů se přidávají skelná vlákna a tím se dosahuje potřebných elektrických a mechanických vlastností s dielektrickou konstantou od 2,1 do 10 a ztrátovým úhlem od 0,0005 do 0,002 na kmitočtu 10 GHz.

Tloušťka dielektrika h , která mimo jiné ovlivňuje mechanickou pevnost mikropásku, se dále podílí například na zvýšení vyzářeného výkonu a zvyšuje šířku pásma antény. Oproti tomu ale zvyšuje váhu antény, zvyšuje ztráty v dielektriku a ztráty vlivem povrchových vln.

Dielektrická konstanta ϵ_r substrátu hraje podobnou roli jako tloušťka substrátu. Nízká hodnota ϵ_r substrátu zvyšuje intenzitu okrajového rozptylového pole na okrajích patche, a proto i vyzářený výkon. Pokles permitivity substrátu má na charakteristiky antény stejný efekt jako pokles výšky substrátu.

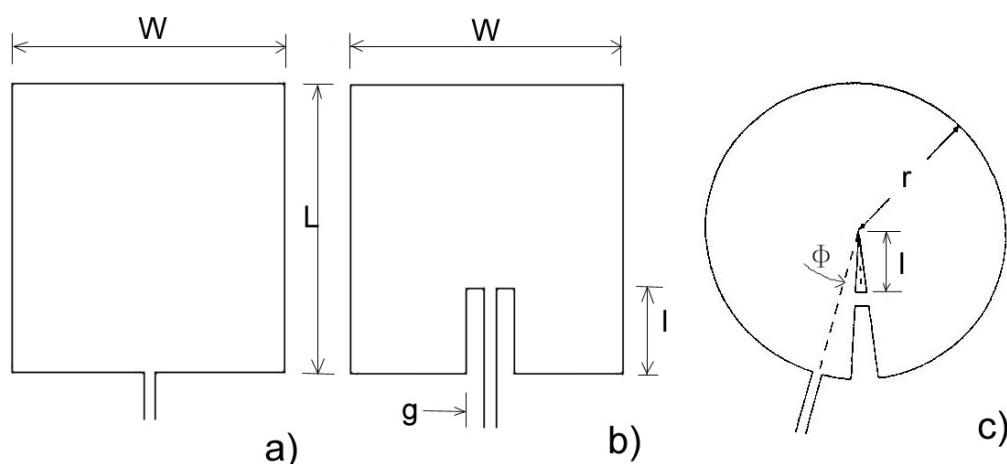
Vysoký ztrátový úhel $\tan \delta$ zvyšuje ztráty v dielektriku a tím snižuje účinnost antény.

2.4 Způsoby napájení mikropáskových antén

Mikropásková anténa slouží jako vysílač či přijímač elektromagnetických vln. Toto vlnění respektive signál, má-li se dál využít, je třeba z antény nějak odvést (respektive přivést). Napájecí systém antény lze zkonstruovat několika způsoby. Lze volit napájení mikropáskovým vedením, koaxiální sondou nebo vazbou elektromagnetickým polem. Ať je rozhodnutí jakékoli, vždy se stává nedílnou součástí antény, která se musí zvážit již při návrhu.

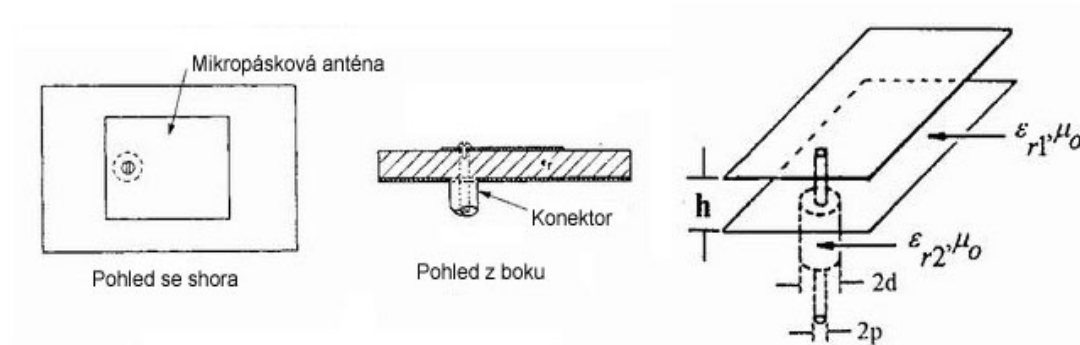
Konstrukčně nejjednodušší volbou je mikropáskové napájení (obr. 2.5). Tvoří jej mikropáskové vedení, které je přímo napojeno na okraj patche. Nevýhodou tohoto uspořádání často je vysoká impedance na okrajích patche, pro kterou je šířka vedení velmi malá. Patch se nemusí napájet jen z okraje, vedení se může zabořit hlouběji do něj (obr. 2.5b). Lze použít i jiné úpravy, kdy se v patchi vytvoří štěrbina, která se příčně zkratuje a napájení se přivede k okraji patche (obr. 2.5c). Vstupní impedance se ovlivňuje vzdáleností napájení od štěrby, a tím lze získat požadovanou hodnotu (například 50 Ω). Velká výhoda mikropáskového napájení spočívá v tom, že je přímo součástí stejného substrátu, na kterém je i patch. Antény se pak mohou jednoduše slučovat do řad, čehož se v praxi často používá.

Jinou možností, jak napájet patch, je v použití koaxiální sondy. Nejedná se o nic jiného, než o protažení středního vodiče koaxiálního vedení do patche a zakončení stínícího vedení v zemní desce patche (obr. 2.6). Vstupní impedance se ovlivňuje pozicí napájecího přívodu. Blíže ke středu patche impedance obvykle klesá, naopak k okraji se zvyšuje. Výhodou



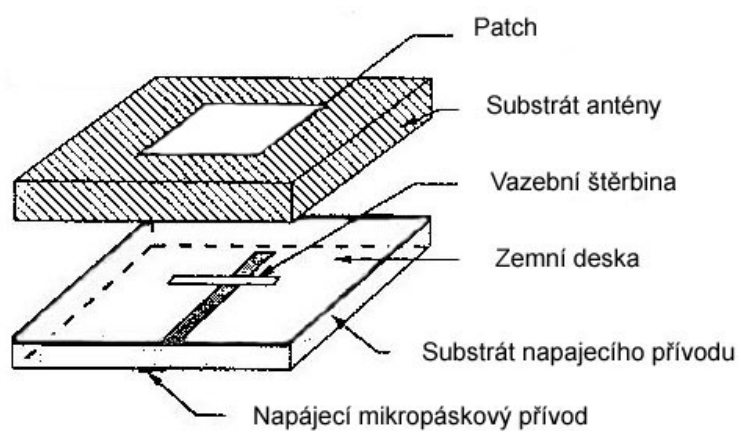
Obr. 2.5: Napájení mikropáskovým vodičem: a) k okraji patche, b) do vnitř patche k získání požadované vstupní impedance, c) jiná úprava k získání požadované vstupní impedance.

koaxiálního napájení je minimalizace plošných nároků konstrukce. Veškeré napájecí přívody jsou skryty za plochou patche a tudíž nikterak neovlivňují plošné rozměry antény. Nevýhoda se nalézá ve vzniku vazby mezi napájecím přívodem a polem mezi deskami patche. Ta pak ovlivňuje výslednou impedanci a musí se buď kompenzovat či s ní už v návrhu počítat.



Obr. 2.6: Napájení koaxiální sondou [1]

K napájení nemusí být použito přímé galvanické spojení, ale k přenosu energie lze použít vazbu elektromagnetickým polem (obr. 2.7). Tento způsob napájení často přináší zlepšení parametrů antény, zejména v impedančním přizpůsobení antény, a tím i ve zvýšení šířky pásma. Jelikož vazba elektromagnetickým polem vzniká takřka mezi všemi nestíněnými částmi vysokofrekvenčních zařízení, nedá se hovořit ani o jednom možném způsobu provedení napájení. Zde se však této jindy parazitní vlastnosti využívá. Provedení tedy je různé, často se používá vazební šterbiny, která je buzena primárním mikropáskovým přívodem, nebo lze použít vázané patche, kdy se budí jen jeden z nich, druhý je s ním spojen vazbou elektromagnetickým polem.



Obr. 2.7: Napájení vazbou elektromagnetickém polem pomocí štěrbiny [1]

3 Volba vhodného zářiče

Primární zářič je nejdůležitější částí parabolické antény. Jeho výběrem lze ovlivnit velké množství parametrů parabolické antény. Jeho návrh se proto musí držet pravidel tak, aby bylo maximálně využito vlastností paraboly.

Mezi nejdůležitější požadavek patří správné ozáření plochy paraboloidu primárním zářičem. Okraje paraboloidu by měly být ozářeny s menší úrovní než střed. To proto, aby se nevytvářely výrazné boční laloky, které by snižovaly jednak zisk antény, a také by přispívaly šumem k přijímanému signálu antény. V tomto zadaném případě jsem odvodil úrovně záření ve směrech $\varphi = 53^\circ$ až 64° (podle f/D paraboly) v rozmezí -8 až -10 dB oproti maximu mířícího do středu paraboly. Toto uvedené rozmezí by se mělo dodržet pro obě roviny směrových charakteristik primárního zářiče E a H.

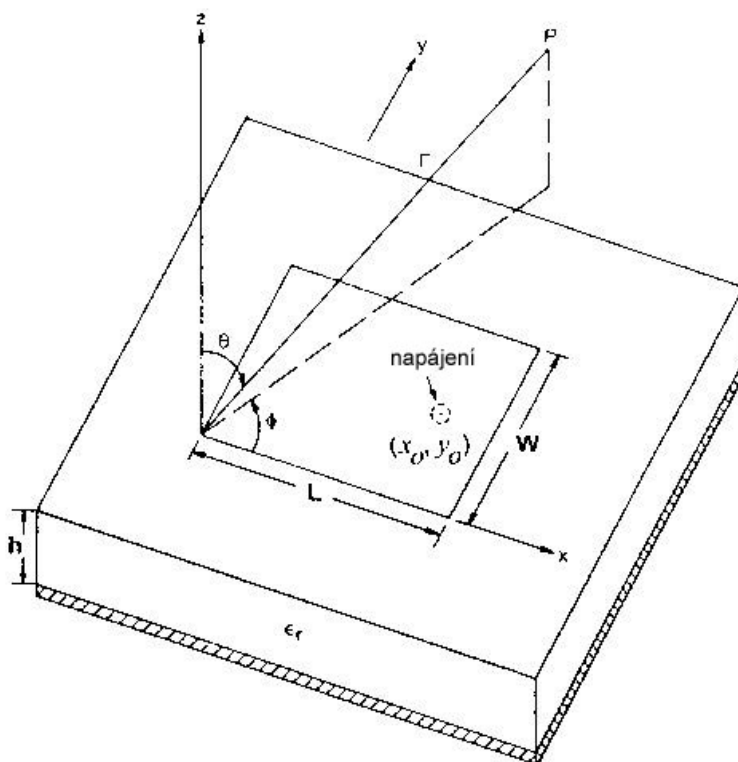
Jako primární zářič má být dle zadání použita anténa typu patch, tedy mikropásková anténa. Ta pak má pracovat s kruhově polarizovanou vlnou levotočivého smyslu, neboť ten se po odrazu změní na výslednou požadovanou pravotočivou polarizaci. Primární zářič má pracovat ve dvou navzájem oddělených pásmech, konkrétně na frekvencích 1269 MHz (pásmo L) a 2400 MHz (pásmo S). Napájecí přívod necht' je přizpůsoben na impedanci 50 W.

V této kapitole se prozatím nebudu zabývat vytvořením kruhově polarizované vlny. Zde budu sledovat pouze výběr optimálního tvaru mikropáskové antény s ohledem na správný průběh směrových charakteristik. Na porovnání jsem si vybral dva nejrozšířenější tvary patche a to pravoúhlý a kruhový.

3.1 Pravoúhlý patch

Nejednoduší mikropáskovou anténou je nepochybně pravoúhlý patch. Základní součástí antény (obr. 3.1) je vodivá plocha o rozměru $L \times W$ (délka $\times$ šířka, z anglického length $\times$ width), která leží na dielektrickém substrátu o relativní permitivitě ϵ_r , výšce h a ze spodní strany se nachází zemní deska. Podrobnější údaje než zde uvedené lze nalézt v literatuře [1, 2], odkud jsem čerpal.

Šířka patche má nejmenší vliv na rezonanční frekvenci a charakteristiky záření. Ovlivňuje vstupní rezistanci a rozšiřuje šířku pásma. Širší patch zvyšuje vyzářený výkon a z toho důvodu snižuje vstupní rezistanci, rozšiřuje šířku pásma a zvyšuje účinnost záření. Také ovlivňuje úroveň křížové polarizace. Doporučená šířka patche se pohybuje mezi jedním až dvěma násobky délky patche.



Obr. 3.1: Pravoúhlý patch [1]

V případě, kdy má patch pracovat s kruhově polarizovanou vlnou, budu uvažovat pouze o jeho čtvercovém tvaru. Dosažením kruhové polarizace se nebudu zabývat a budu uvažovat pouze lineární polarizaci. Čtvercový patch předpokládám právě k budoucímu návrhu pro kruhovou polarizaci, protože rezonanční módy se musí rozkládat střídavě podél obou rozměrů patche, a ty musí být tedy stejné.

3.1.1 Rezonanční velikost čtvercového patche

Délka patche určuje rezonanční frekvenci a je kritickým parametrem v jeho návrhu. První krokem k určení rezonanční délky pro mód TM_{10} je vztah [2]:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}} , \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - C$$

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + 12 \frac{W}{h}\right)^{-1/2} \quad (W/h \geq 1)$$

pro ϵ_{re} platí [2]:

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{\frac{t}{h}}{\sqrt{\frac{W}{h}}} .$$

(3.2)

V dalším kroku se určí vliv rozptylového pole podél hran patche. Tento efekt se popisuje přídatnou délkou patche DL [2]:

$$\frac{\Delta L}{h} = \frac{\zeta_1 \zeta_3 \zeta_5}{\zeta_4}, \quad (3.3)$$

kde pro jednotlivé členy výrazu platí [2]:

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= 0,434907 \frac{\varepsilon_{re}^{0,81} + 0,26}{\varepsilon_{re}^{0,81} - 0,189} \frac{(w/h)^{0,8544} + 0,236}{(w/h)^{0,8544} + 0,87} \\ \zeta_2 &= 1 + \frac{(w/h)^{0,371}}{2,358\varepsilon_r + 1} \\ \zeta_3 &= 1 + \frac{0,5274tg^{-1}\left[0,084(w/h)^{1,9413/\zeta_2}\right]}{\varepsilon_{re}^{0,9236}} \\ \zeta_4 &= 1 + 0,5274tg^{-1}\left[0,067(w/h)^{1,456}\right]\left\{6 - 5e^{0,036(1-\varepsilon_r)}\right\} \\ \zeta_5 &= 1 - 0,218e^{-7,5w/h} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Pro rezonanční frekvenci pak platí:

$$f_r = \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (3.5)$$

Použití těchto vztahů zaručuje dosažení výsledku s přesností zhruba $\pm 2\%$. Výpočet lze zjednodušit použitím programu PATCHD, ve kterém jsou tyto vztahy implementovány. Program umožňuje volbu všech parametrů, komunikuje prostřednictvím příkazové řádky. Určí rezonanční délku patche, vstupní impedanci při rezonanci, účinnost, šířku pásma a činitel jakosti. Ve výpočtu není zahrnut způsob napájení [2].

3.1.2 Charakteristiky záření

Záření patche je lineárně polarizované s elektrickou složkou ležící v rovině délky patche. Na patchi jsou dvě zářící hrany a ty se modelují jako soustava dvou štěrbin (obr.3.2) ve vzdálenosti L . Jelikož vztahy pro výpočet záření jedné štěrby jsou známy [1, 2, 6] není problém určit výsledné záření v obou rovinách E (3.6) a H (3.7):

$$E_{\Theta} = \frac{\sin[(k_0 h / 2) \cos(\Phi)]}{(k_0 h / 2) \cos(\Phi)} \cos\left[\frac{k_0 L}{2} \cos(\Phi)\right] F(\Phi) \quad (3.6)$$

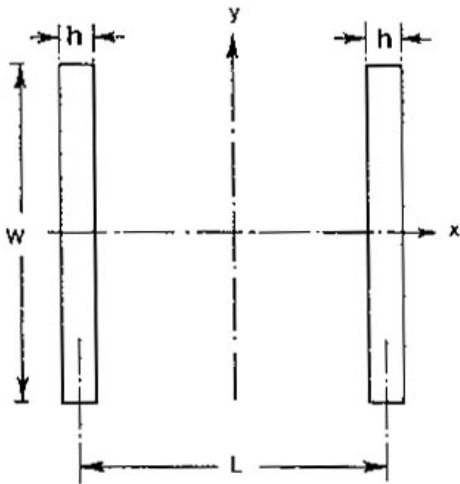
$$E_{\Phi} = \frac{\sin[(k_0 W / 2) \cos(\Theta)]}{(k_0 W / 2) \cos(\Theta)} G(\Theta), \quad (3.7)$$

kde k_0 je vlnová konstanta ve vakuu a F a G jsou sférické souřadnice [2]. Faktory $F(\Phi)$ a $G(\Theta)$ zohledňují charakteristiky záření vzhledem k použitému materiálu dielektrika a platí pro ně vztahy:

$$F(\Phi) = \frac{2 \operatorname{tg}(\beta_1 h) \cos(\Phi)}{\operatorname{tg}(\beta_1 h) - j \varepsilon_r \cos(\Phi) / n_1(\Phi)} \quad (3.8)$$

$$G(\Theta) = \frac{2 \operatorname{tg}(\beta_1 h)}{\operatorname{tg}(\beta_1 h) - j \eta_1 \sec(\Theta) / \mu_r}, \quad (3.9)$$

kde $\beta_1 = k_0 n_1(\varphi)$, $n_1 = \sqrt{\eta_1^2 - \sin^2(\Phi)}$, $\eta_1 = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ a $\Phi = \Theta$ nebo Φ [2].



Obr. 3.2: Model záření pravoúhlého patche pomocí dvojice štěrbin [1]

Charakteristiky záření závisí na permitivitě substrátu, šířce patche a tloušťce dielektrika. Charakteristiky H roviny závisí hlavně na šířce patche. Ve výše uvedeném dvou-štěrbinovém modelu se z větší šířkou patche štěrby prodlužují, a tudíž je charakteristika H

roviny užší. Charakteristiky E roviny se rozšiřují s vyšší permitivitou substrátu. S vyšší dielektrickou konstantou dielektrika se délka patche snižuje. Proto se šterbiny přibližují a klesá efektivní plocha antény. Tím jsou širší charakteristiky v E rovině. V E rovině dochází i k mírnému ovlivnění výškou substrátu [1].

Tyto parametry předpokládají nekonečnou velikost zemní plochy. K jejich výpočtu lze použít program HWPATCH, který v sobě má implementovány výše uvedené rovnice. Komunikuje příkazovým řádkem, umožňuje volbu parametrů [2].

3.2 Kruhový patch

Kruhový patch má podobné vlastnosti jako pravoúhlý. Kruhová anténa však má mírně menší rozměry než pravoúhlá. Kruhové antény mohou být jednoduše modifikovány za účelem získání řady impedančních hodnot, směrových charakteristik a frekvenčních rozsahů [1].

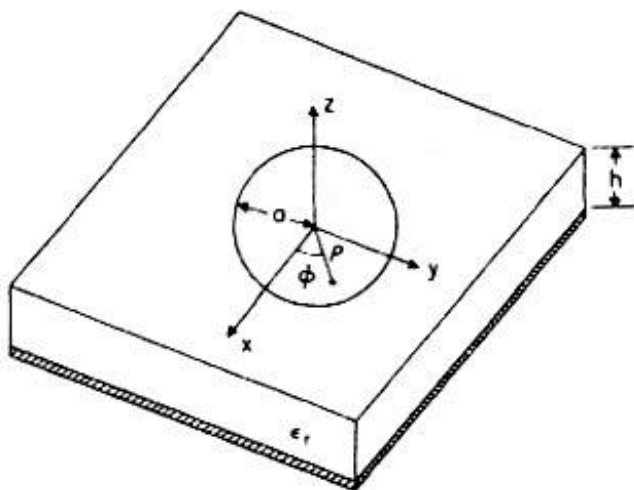
3.2.1 Rezonanční frekvence a poloměr

Základní konfigurace kruhové antény je na obrázku 3.3. Zahrnuje tenký vodivý kruhový disk na dielektrickém substrátu umístěném na zemní desce. Protože $h \ll \lambda_0$, pole se podél z souřadnice nemění. Proto má elektrické pole v substrátu pouze z složku a magnetické pole má v podstatě jen r a ϕ složky. Složky proudu jsou kolmé na okraj disku a blíží se u něj k nule. Tím se předpokládá, že tečné složky magnetického pole jsou na hranách disku zanedbatelně malé. S těmito předpoklady může být disk modelován jako válcová dutina ohraničená nahoře a dole elektrickými stěnami a na okrajích stěnami magnetickými. Toto elektromagnetické pole uvnitř dielektrika odpovídá rozložení TM_{nm} módu a řeší se vlnovou rovnicí. Rezonanční poloměr antény získáme řešením rovnice:

$$J'_n(ka) = 0, \quad k = 2\pi\sqrt{\epsilon_r} / \lambda_0, \quad (3.10)$$

kde J'_n je derivace Besselovy funkce n -tého řádu a a je poloměr antény [1].

Pomocí tohoto vztahu se určí rezonanční poloměr antény, nebo obdobně pro poloměr antény se určí její rezonanční kmitočet. Volit lze velké množství rezonančních módů, které jsou určeny pomocí indexů n, m a jsou kořeny Besselovy funkce: $ka = k_{mn}$. Několik jejich nižších řádů je uvedeno v tabulce 3.1 a některé jsou nakresleny na obrázku 3.4. Z tabulky lze



Obr. 3.3: Základní konfigurace kruhového patche [1]

pozorovat, že mód $n=m=1$ má nejmenší poloměr, či rezonanční frekvenci, a je znám jako dominantní mód.

Pro tento mód je rezonanční poloměr dán jako [1]:

$$a = \frac{1,841}{k_0 \sqrt{\epsilon_r}}, \quad k_0 = 2\pi / \lambda_0. \quad (3.11)$$

Vzhledem k rozptylovému poli na okrajích disku se disk s fyzickým poloměrem a nahradí diskem s efektivním poloměrem a_e , tak že $a_e > a$. Proto se vztah (3.11) změni na

$$a_e = \frac{1,841}{k_0 \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (3.12)$$

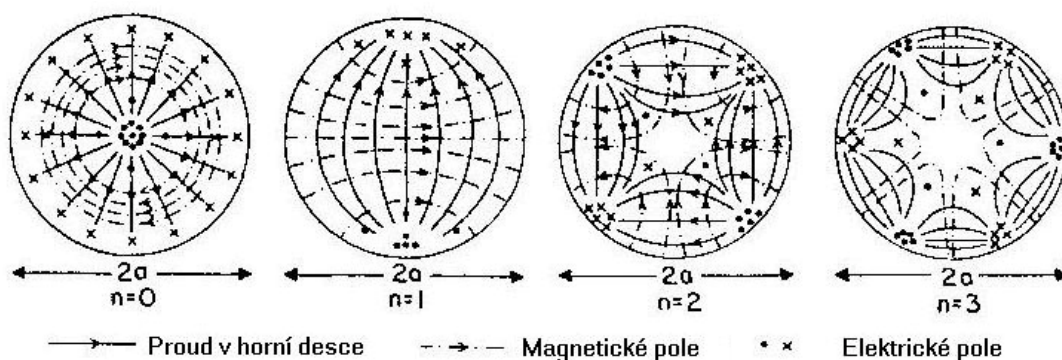
Poloempirický vztah mezi a a a_e se určí pomocí kapacity disku proti zemní ploše jako [1]:

$$a_e = a \left[1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left\{ \ln \left(\frac{a}{2h} \right) + (1,41 \epsilon_r + 1,77) + \frac{h}{a} (0,268 \epsilon_r + 1,65) \right\} \right]^{1/2}. \quad (3.13)$$

Tento vztah se nyní použije pro získání správné hodnoty f_r z hodnot poloměru a , výšky substrátu h a ϵ_r [1].

Tab. 3.1: Kořeny $J_n'(ka) = 0$ [1]

Mód (n,m)	0, 1	1, 1	2, 1	0, 2	3, 1	4, 1	1, 2
Kořen kmn	0	1,841	3,054	3,832	4,201	5,317	5,331



Obr. 3.4: Rozložení některých rezonančních módů u kruhového patche [1]

3.2.2 Charakteristiky záření

Charakteristiky záření se dají odvodit buď z rozložení elektrické intenzity E_z v apertuře mezi okrajem disku a zemní deskou, nebo z elektrického proudu po povrchu disku (užitím vektorového magnetického potenciálu). Jednodušší je vyjít z rozložení pole podél hran disku. Pole je převedeno na ekvivalentní magnetické a elektrické proudové zdroje. Z toho se získají, pro dominantní rezonanční mód, vztahy pro charakteristiky záření vzdáleného pole (ve sférických souřadnicích) v rovinách E (3.14) a H (3.15):

$$E_{\Phi} = j \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{aE_0 k_0 h}{2} [J_0(k_0 a \sin \Theta) + J_2(k_0 a \sin \Theta)] \sin \Phi \cos \Theta, \quad (3.14)$$

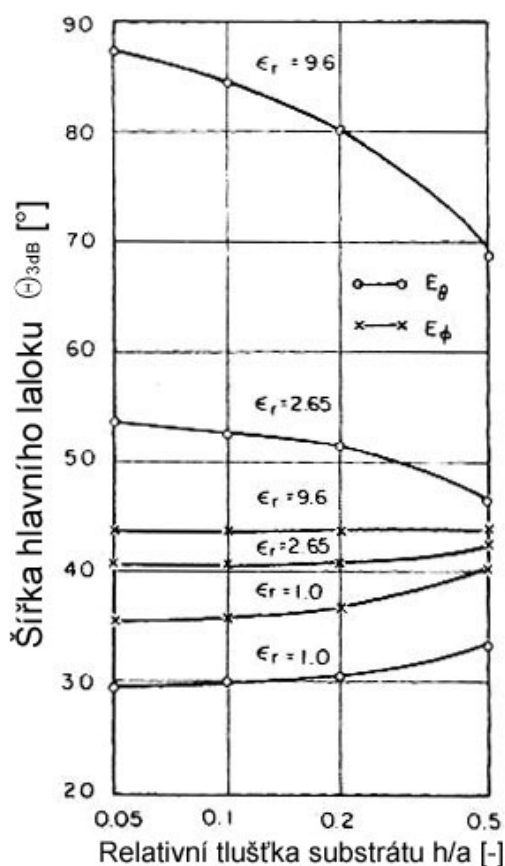
$$E_{\Theta} = -j \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{aE_0 k_0 h}{2} [J_0(k_0 a \sin \Theta) - J_2(k_0 a \sin \Theta)] \cos \Phi, \quad (3.15)$$

kde $J_0(\)$ a $J_2(\)$ jsou Besselovy funkce prvního a druhého řádu [2]. Q a F jsou sférické prostorové souřadnice. Tyto výrazy nezahrnují vliv dielektrika a konečné země. Faktory, kterými se dá započítat vliv dielektrika, se násobí vlastní charakteristiky. První faktorem se násobí charakteristika v rovině E (3.14):

$$F_{\Theta} = \frac{\cos(k_{1z} d) [1 + T^2 \tan^2(k_{1z} d)]}{1 - \tan^2(k_{1z} d) + j \frac{2 \tan(k_{1z} d)}{T}} \quad (3.16)$$

a druhým charakteristika v rovině H (3.15):

$$F_{\Phi} = \frac{\cos(k_{1z} d) \left[1 + \frac{1 + \epsilon_r \tan^2(k_{1z} d)}{T^2} \right]}{1 - \tan^2(k_{1z} d) + j \frac{2 \tan(k_{1z} d)}{\epsilon_r}}, \quad (3.17)$$



substrátu diskové antény [1]

kde $k_{1z} = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \Theta}$, $d = h/2$,

$T = \epsilon_r \cos \Theta \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \Theta}$. Tyto vztahy má v sobě implementován program CIRPAT, který je vhodným pomocníkem pro jejich výpočet [2]. Program umožňuje volbu sledovaných parametrů, komunikuje prostřednictvím příkazové řádky.

Šířka laloku se změní z charakteristik záření. Závislost šířky laloku (pro pokles na 3 dB) na tloušťce substrátu zobrazuje tento graf (obr. 3.5). Je zajímavé, že šířka laloku pro E rovinu klesá s rostoucím ϵ_r , zatímco roste pro $\epsilon_r = 1$, když je zvyšována výška substrátu [1].

Obr.3.5: Závislost šířky laloku na tloušťce

3.3 Srovnání patchů

V této části se pokusím porovnat dva výše popsané patche a zjistit zda, a v jakém provedení (zejména ve smyslu použitého dielektrika substrátu) se hodí pro použití jako primární zářič. Budu se snažit dodržet už zmíněné požadavky, zejména úroveň záření ve směru úhlu 53° až 64° od maxima záření na úrovni -8 až -10 dB oproti maximu. Sledovat také budu rozměry ozařovače. Výsledkem bude volba tvaru patche a přibližný návrh rozměrů ozařovače, včetně použitého substrátu, pro obě pracovní pásma L a S.

Při srovnání se zaměřím na hypotetická dielektrika s rozsahem relativních permitivit od 1 po 10 (viz tab. 3.2), přičemž některá odpovídají skutečným substrátům. S těmito substráty pak určím rezonanční rozměry za použití vztahů ve výše uvedených kapitolách, případně programů, jsou-li uvedeny. Resonanční velikosti pak použiji k výpočtu směrových charakteristik antén (taktéž dle již výše uvedených postupů). Srovnávat budu na frekvenci 1269 MHz, což je současně pracovní frekvence jednoho patche. Výšku substrátu budu zpočátku volit tak, aby odpovídala dvacetině vlnové délky v daném dielektriku. Nebezpečím by bylo překročení výšky substrátu nad desetinu vlnové délky, neboť tam některé mikropáskové antény přestávají rezonovat.

Poté, co provedu srovnání a rozbor získaných dat, se pokusím výsledky uzpůsobit některému skutečnému používanému a dostupnému substrátu.

Tab.3 .2: Hypotetické substráty použité při návrhu mikropáskových antén

substrát číslo	relativní permitivita ϵ_r [-]	ztrátový úhel $\text{tg} \delta$ [-]	výška substrátu h [mm]	odpovídající substrát
1	1	0,001	12	vzduch
2	1,5	0,01	9,7	-
3	2,2	0,001	7,8	teflon
4	4,4	0,01	5,7	FR4
5	6,6	0,005	4,6	-
6	9,9	0,005	3,7	korund

3.3.1 Výběr substrátu

Nejprve si u obou tvarů antén určím rezonanční rozměry. Pro čtvercový patch využiji již citovaný program PATCHD a pro kruhový patch vztahů (3.11) až (3.13). Zde uvádím získané rezonanční rozměry (tab. 3.3) a současně je rozměrově srovnávám, jak z hlediska maximálního lineárního rozměru, tak z hlediska plochy, kterou zabírají.

Z tabulky lze pozorovat, že čtvercový patch zabírá oproti kruhovému menší plošhu, ale zase je jeho maximální rozměr (zde diagonála) je větší než maximální rozměr kruhového patche (zde průměr patche). Pro funkci ozařovače je však důležitá velikost zabrané plochy a ne jeho maximální rozměr. Proto v tomto srovnání vychází lépe čtvercový patch. Rozdíl

Tab. 3.3: Rezonanční rozměry antén a srovnání jejich velikostí

číslo substrátu	čtvercový patch			kruhový patch		
	délka strany L [mm]	max. rozměr m [mm]	zabraná plocha P [mm ²]	poloměr a [mm]	max. rozměr m [mm]	zabraná plocha P [mm ²]
1	99,0	140,0	9801	56,0	112,0	9852
2	84,0	118,8	7056	50,2	100,4	7917
3	72,0	101,8	5184	42,7	85,4	5728
4	53,8	76,1	2894	31,5	63,0	3117
5	44,5	62,9	1980	26,0	52,0	2124
6	36,9	52,2	1362	21,5	43,0	1452

však není příliš výrazný dosahuje maximálně 10% což by zřejmě nevedlo k příliš velkým rozdílům vzhledem ke stínění ústí paraboly.

Jak je to ale s průběhem směrových charakteristik? Nebudu zde uvádět celé směrové charakteristiky, omezím se jen na úhel, na kterém je dosaženo úrovně -9 dB (-9 dB je uprostřed požadovaných -8 až -10 dB) v obou hlavních rovinách E a H. Optimálně by mělo být dosaženo tohoto poklesu v rozmezí výchylky úhlů 53° až 64° od maxima záření v obou rovinách.

K výpočtu charakteristik u čtvercového patche jsem použil program HWPATCH, k výpočtu charakteristik u kruhového patche program CIRPAT. Poslední tři hodnoty H charakteristik kruhového patche nejsou uvedeny, protože jejich průběhy nedosahují poklesu -9 dB oproti maximu. Výsledky jsou v tabulce 3.4.

Z vypočtených hodnot je patrné, že požadavek optimálního ozáření splňují sice obě antény, ale obě jen pro vzduchové dielektrikum. Abych mohl lépe porovnat oba diagramy v obou rovinách znázorním je v grafu (obr 3.6).

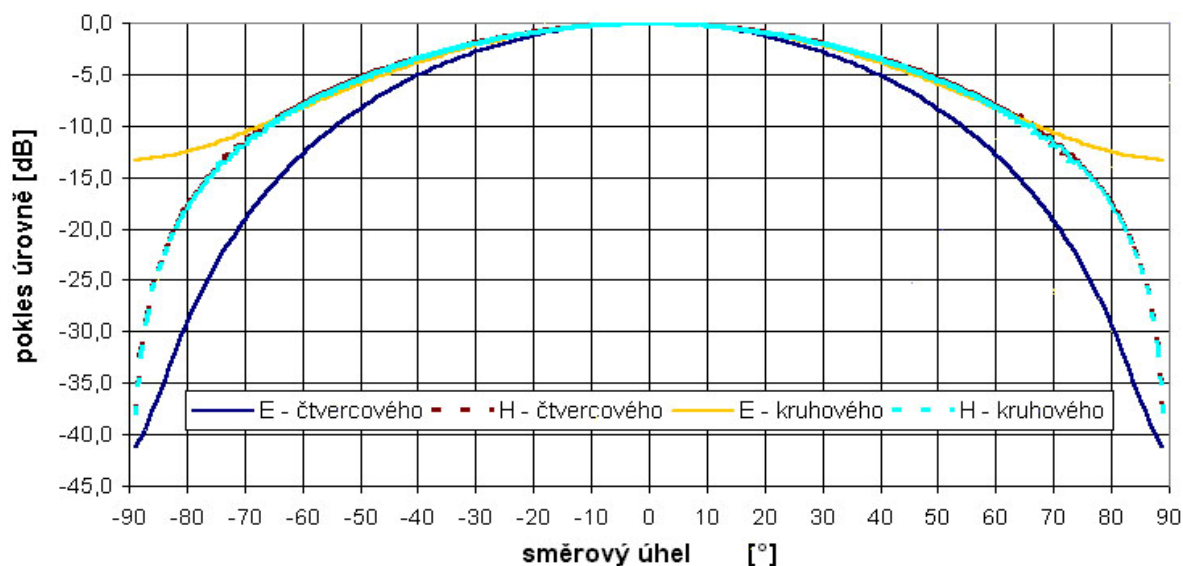
Charakteristiky v H rovině obou patchů jsou stejné. Kopíruje je také charakteristika kruhového patche v E rovině, jen při vyšších hodnotách úhlů dosahuje vyšších hodnot úrovně pole než v H rovině. Tato oblast je však mimo ozáření paraboly. Charakteristika čtvercového patche v E rovině je užší než předchozí charakteristiky.

Všechny průběhy splňují požadavek ozáření v rozmezí úhlů 53° až 64° na hodnotě -8 až -10 dB oproti maximu záření. Charakteristiky kruhového zářiče jsou však symetričtější, oproti tomu se však čtvercový zářič, díky užší charakteristice v E rovině, více hodí na ozáření paraboly s $f/D = 0,5$.

Realizace se vzduchovým dielektrikem je výhodná, protože nejsem omezen dalšími vlastnostmi substrátu, jako je jeho tloušťka, cena a dostupnost materiálu, odolnost proti povětrnostním vlivům a podobně. Výšku substrátu pod celým patchem udržím vhodnými izolačními distančními sloupky. Výška substrátu má dále vliv na rezonanční frekvenci patche

Tab. 3.4: Úhel ve směru záření s úrovní -9 dB oproti maximu v obou rovinách pro oba patche

číslo substrátu	čtvercový patch		kruhový patch	
	E rovina	H rovina	E rovina	H rovina
1	52°	63°	63°	63°
2	70°	65°	70°	65°
3	83°	66°	83°	68°
4	86°	67°	86°	-
5	87°	67°	87°	-
6	88°	67°	88°	-



Obr. 3.6: Směrové charakteristiky čtvercového a kruhového patche pro vzduchové dielektrikum o tloušťky $1/20$

a i na směrové charakteristiky. Bylo by zajímavé zjistit, existuje-li výška substrátu, kde mají charakteristiky nejvhodnější průběhy.

3.3.2 Vliv výšky substrátu

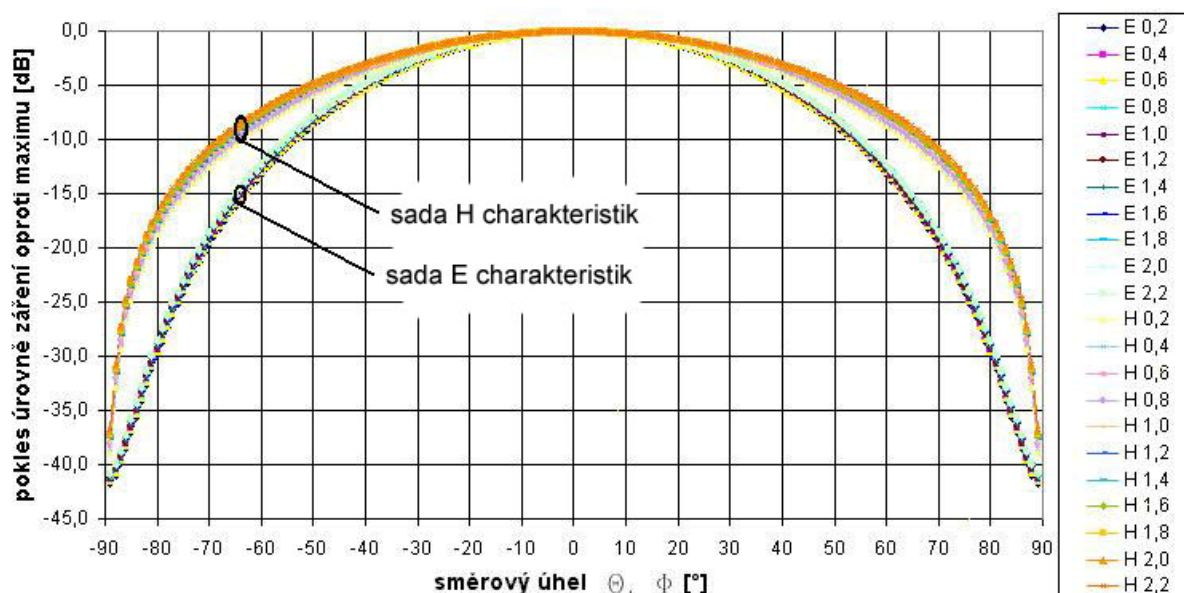
Zde zvolím několik variant s různými tloušťkami substrátu, pro ně určím jejich rezonanční frekvence (viz tab. 3.5) a dále spočítám charakteristiky záření. Z těch mohu určit průběh, který nejlépe splňuje požadavky.

Průběhy charakteristik pro jednotlivé tvary patche zobrazují dva následující grafy (obr. 3.7 a obr. 3.8). V grafech se sice těžce orientuje a není příliš patrné, o které křivky se dle legendy jedná, zřejmě však jsou průběhy v E a H rovinách, neboť jsou zvýrazněny. U čtvercového patche se průběhy v jednotlivých rovinách příliš nemění, zato u kruhového už charakteristika v E rovině značně

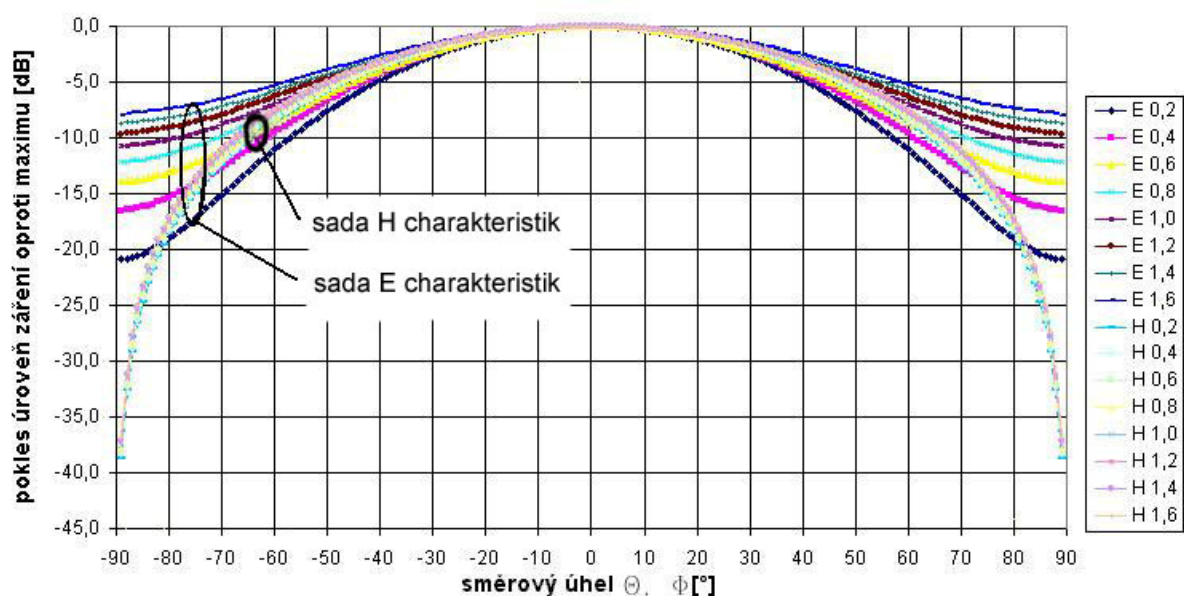
Tab. 3.5: Rezonanční rozměry

výška substrátu	tvar patche	
	čtverec L [mm]	kruh a [mm]
0,2	114	66,8
0,4	111	64,9
0,6	107	63,3
0,8	104	61,9
1	102	60,7
1,2	99,1	59,4
1,4	96,8	58
1,6	94,7	56,3
1,8	92,5	-
2	90,2	-
2,2	87,2	-

závisí na tloušťce substrátu. Pro určitou tloušťku také protíná sadu H charakteristik, které se příliš nemění. Tuto tloušťku je možné určit, jako tloušťku, kdy je vyzářovací diagram patche nejsymetričtější. Z bližšího pohledu jsem určil, že se jedná o výšku $h = 0,8$ cm, což v přepočtu



Obr. 3.7: Průběhy charakteristik čtvercového patche v E a H rovinách v závislosti na tloušťce dielektrika (vzduchu)



Obr. 3.8: Průběhy charakteristik kruhového patche v E a H rovinách v závislosti na tloušťce dielektrika (vzduchu)

znamená 0,034 násobek vlnové délky. Nicméně požadavek ozáření splňují téměř všechny průběhy pro vzduchové dielektrikum

Z hlediska souměrnosti obou rovin E a H jsem se rozhodl pro realizaci zářiče kruhového typu. Proti tomu sice hovoří jeho mírně větší plocha, kterou zabírá, ale rozdíly jsou malé. Z toho důvodu se budu dále zabývat návrhem kruhového patche s kruhově polarizovanou vlnou.

4 Kruhově polarizované antény

Schopnost antény pracovat s kruhově polarizovanou vlnou se využívá typicky pro spojení se zemskými satelity a naopak. Samozřejmě se používá i pro čistě pozemské využití, ale při komunikaci se satelity má své výhody. Je tomu tak proto, že vlivem průchodu vlny ionosférou dochází k lomu paprsku. Lineárně polarizovaná vlna se při průchodu ionosférou štěpí na dva elipticky polarizované paprsky, řádný a mimořádný. Tyto vlny interferují a vytvářejí tzv. Faradayův únik. A právě proti těmto únikům je nejméně náchylná vlna s kruhovou polarizací. Proto je tato polarizace vhodná pro spojení s vesmírnými satelity.

Zadaný primární zářič má tuto polarizaci využít ke spojení se zemským satelitem P3-D, který lze povelovat ze školní laboratoře. K tomu má využít v obou pracovních pásmech L, S pravotočivý smysl polarizace, což vyžaduje, aby samotný ozařovač v obou pásmech pracoval s vlnou opačného smyslu, tedy s levotočivou kruhovou polarizací.

V této kapitole se zaměřím na možnosti získání kruhové polarizace obecně, a poté na způsob vytvoření této polarizace u zvoleného kruhového patche.

4.1 Kruhová polarizace

Obecně je kruhová i lineární polarizace zvláštním případem eliptické polarizace. Eliptickou polarizací elektromagnetického pole se rozumí taková vlastnost, kdy je výsledná elektrická složka pole vytvořena ze dvou základních lineárních složek (každá složka je vyjádřena harmonickou funkcí). Obecně pak vektor elektrické složky pole obíhá kolem osy ve směru šíření a jeho koncový bod se pohybuje po elipse. V případě lineární polarizace existuje jen jedna složka elektrického pole a ta tedy mění pouze svou velikost mezi kladnou a zápornou hodnotou. Pro vznik kruhové polarizace je zapotřebí vzniku dvou vln se stejnými amplitudami navzájem o 90° fázově posunutými. Pak koncový bod elektrické složky opisuje kružnici.

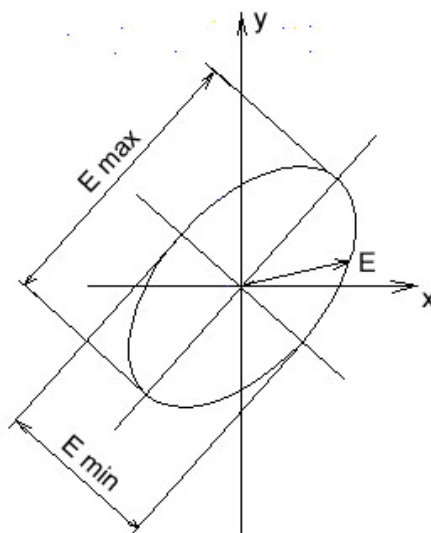
U lineární polarizace se rozlišují dva případy: vertikální - kdy je elektrická složka kolmá k zemskému povrchu a horizontální – kdy je elektrická složka rovnoběžná se zemským povrchem. V jiných případech se orientace elektrické složky určí úhlem náklonu, což je úhel mezi hlavní osou a referenčním směrem. To platí i u eliptické polarizace, úhel náklonu se určuje ve směru šíření vlny. U kruhové polarizace nemá úhel náklonu smysl, zato je zaveden smysl otáčení polarizace. Ten určuje směr otáčení vektoru elektrického pole. Rozlišuje se pravotočivý smysl (po směru otáčení hodinových ručiček) a levotočivý (proti směru otáčení

hodinových ručiček). Smysl otáčení se vztahuje vždy ke směru šíření vlny a platí jak u kruhové tak u eliptické polarizace.

Kvalita kruhové polarizace se posuzuje osovým poměrem. Osový poměr AR určuje podíl maximální a minimální amplitudy elektrického pole (obr. 4.1):

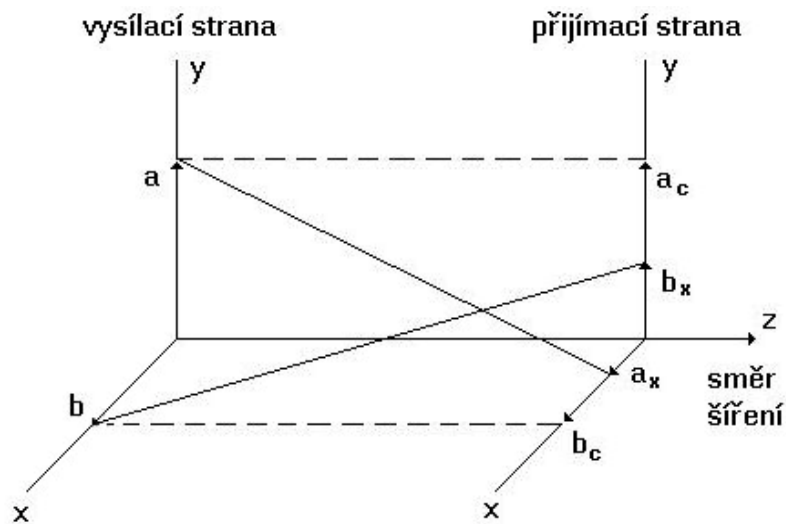
$$AR = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}. \quad (4.1)$$

Pro kruhovou polarizaci je osový poměr roven jedné, ale v praxi se takové hodnoty dá těžko dosáhnout. Lze se setkat ve vyjádření v decibelech a za dobrou kruhovou polarizaci se považuje poměr lepší než 1 dB.



Kvalita lineární polarizace se obvykle určí úrovní křížové polarizace. Tu lze zavést i u kruhové polarizace, jedná se o hodnoty křížové izolace polarizace XPI a křížové diskriminace polarizace XPD (viz obr. 4.2, osa x odpovídá horizontální polarizaci a osa y vertikální):

$$XPI = \frac{a_c}{b_x} \text{ nebo } \frac{b_c}{a_x} \quad XPD = \frac{a_c}{a_x} \text{ nebo } \frac{b_c}{b_x}. \quad (4.2, 4.3)$$



Obr. 4.2: Vysvětlení křížové polarizace - izolace a diskriminace

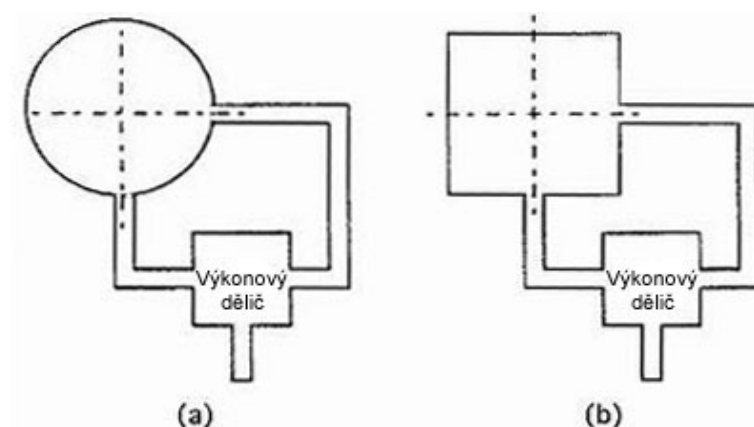
Obě tyto hodnoty mají podobný význam, nelze je však mezi sebou zaměnit. Užívá se i vyjádření v decibelech (vzhledem k tomu že se ve vztahu dosazuje intenzita pole, tak se logaritmická hodnota násobí dvaceti).

4.2 Vybuzení kruhově polarizované vlny

Získat kruhovou polarizaci umožňují rezonanční typy antén dvěma způsoby. Prvním způsobem je současné vybuzení dvou ortogonálních polí pod jedním patchem. Pole musí splnit podmínky pro vznik kruhové polarizace, tedy mít stejnou amplitudu a fázový posuv 90° . Toho se dosahuje buď vhodným napájením patche, kde se využívá vnější výkonový dělič, nebo samotnou konstrukcí patche. Druhá možnost spočívá ve využití soustavy lineárně polarizovaných patchů. Každý patch musí být patřičně natočen svým rezonančním rozměrem a správně fázován. Pak v jednotlivých okamžicích dle přiváděného signálu vzniká střídavě na každém lineární proudové rozložení tak, že se ve výsledku vytváří otáčející se pole a vzniká kruhově polarizovaná vlna.

4.2.1 Ortogonální napájení ve dvou bodech

Tento způsob napájení se k získání kruhové polarizace používá nejčastěji. Ke své funkci využívá vnější výkonový dělič. Takovéto uspořádání je načrtnuto na obrázku 4.3. Jeho funkce spočívá v excitaci dvou ortogonálních módů se stejnou amplitudou, ve fázi posunutých o 90° . Ke vzniku fázového posuvu se využívá čtvrt-vlnného vedení. Mezi nejpoužívanější děliče patří kvadrurní hybridní obvod, prstencový hybridní obvod, Wilkinsonův výkonový dělič a T dělič [2].



Obr. 4.3: Způsob uspořádání ortogonálního napájení ve dvou bodech:

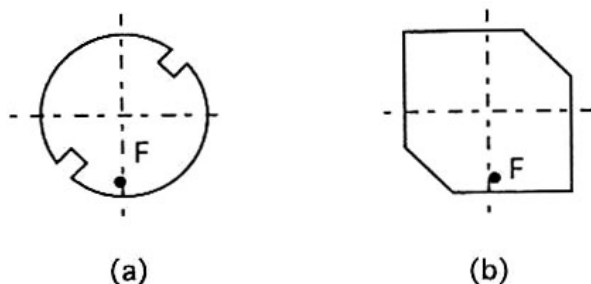
(a) kruhový patch a (b) čtvercový patch [1]

4.2.2 Napájení v jednom bodě

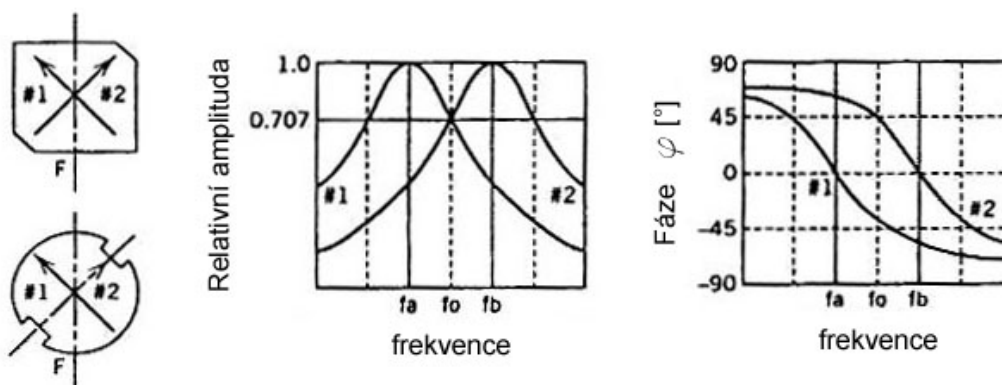
Toto provedení se hodí v případě, kde je obtížné přizpůsobit dva napájecí body k anténě. Protože antény napájené v jednom bodě většinou pracují s lineární polarizací, je třeba zaručit podmínky pro vznik kruhové. To se dosahuje tím, že se v tvaru patche vytvoří drobné

nepravidelnosti (poruchové segmenty), které leží ve vhodné pozici vzhledem k napájecímu bodu (obr.4.4).

Vytvořením nepravidelnosti v tvaru patche dojde k rozladění a degeneraci původního módu. Z něj se vytvoří dva módy (#1 a #2), které jsou navzájem ortogonální (obr. 4.5). Vhodný poruchový segment musí rozladit frekvenční odezvu právě tak, že na pracovní frekvenci f_0 je stejná amplituda obou módů, ale fázový rozdíl je 90° . A tím je splněna podmínka pro vznik kruhové polarizace. S posunem frekvence z pracovního bodu f_0 se značně degeneruje osový poměr, ale přizpůsobení zůstává obvykle přijatelné [1].



Obr. 4.4: Uspořádání poruchových segmentů u jednobodově napájeného patche s kruhovou polarizací: (a) kruhový patch a (b) čtvercový patch [1]



Obr. 4.5: Rozložení rezonančních módů u kruhové polarizace [1]

4.3 Kruhová polarizace u kruhového patche

U kruhového patche lze dosáhnout kruhové polarizace vytvořením dvou rezonančních módů pod deskou patche. Tato úprava spočívá v úpravě tvaru patche, v podstatě se rovná vytvoření takového rozměru patche, na kterém se vytvoří jiný rezonanční mód, než byl původní. Pak na kmitočtu mezi rezonančními módy vzniká kruhově polarizovaná vlna.

Kruhový patch s poruchovými segmenty znázorňuje obrázek 4.6. Tvoří je dvě čtvercové plochy, buď vyřezané z tvaru patche (u typu 1), nebo připevněné k jeho okrajům (typ 2). Tyto segmenty leží na protilehlých stranách patche. Napájecí bod leží na ose, která svírá úhel 45° s osou segmentů. Napájecí přívod je v tomto případě řešen koaxiální sondou.

Umístěním napájecího bodu buď na ose x , nebo y se ovlivňuje smysl polarizace. Je-li pohled 4.6 b) pohled seshora, pak otáčení polarizace vzniká ve směru ke vzdálenějšímu elementu. Pro tvar a velikost poruchových segmentů platí určitá pravidla, které lze dále analyzovat. Ekvivalentní obvod antény můžeme nakreslit následně (obr. 4.7) a platí pro něj tyto parametry:

$$f_a = f_{0r} \left(1 + 0,4185 \frac{\Delta S}{S} \right) \quad f_b = f_{0r} \left(1 - 1,4185 \frac{\Delta S}{S} \right)$$

$$N'_a = K \cos(\Phi_F + 45^\circ) \quad N'_b = K \sin(\Phi_F + 45^\circ)$$

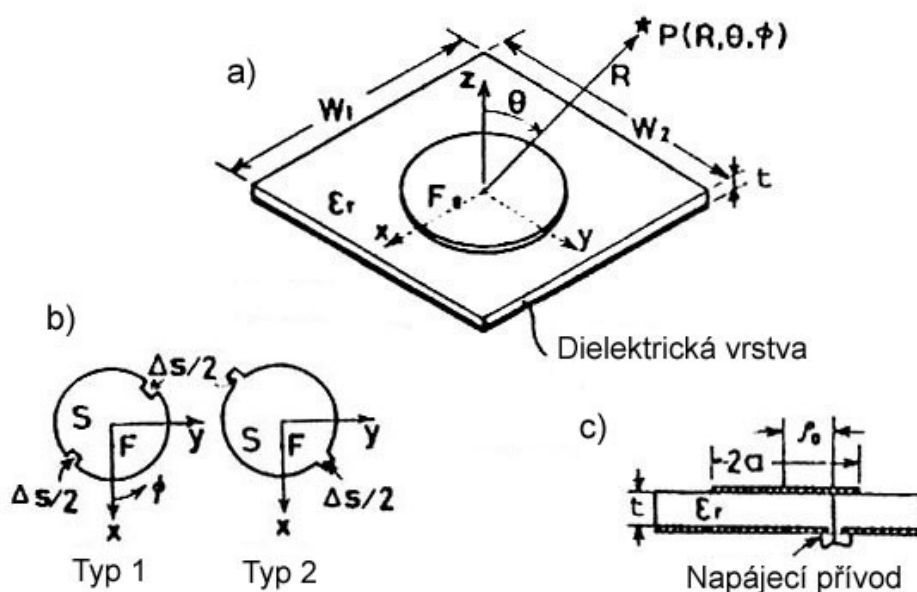
$$K = \sqrt{2} \sqrt{\frac{x_{11}^2}{x_{11}^2 - 1}} \left(\frac{J_1 \left(\frac{x_{11} \rho_0}{a} \right)}{J_1(x_{11})} \right) \quad (4.4)$$

kde $x_{11} = 1,841$ a F_F je polohový úhel napájecího bodu, r_0 je poloměr umístění napájení. Frekvence f_{0r} je původní rezonanční kmitočet antény bez elementů pro kruhovou polarizaci, kmitočty f_a a f_b jsou kmitočty nových rezonančních módů [1].

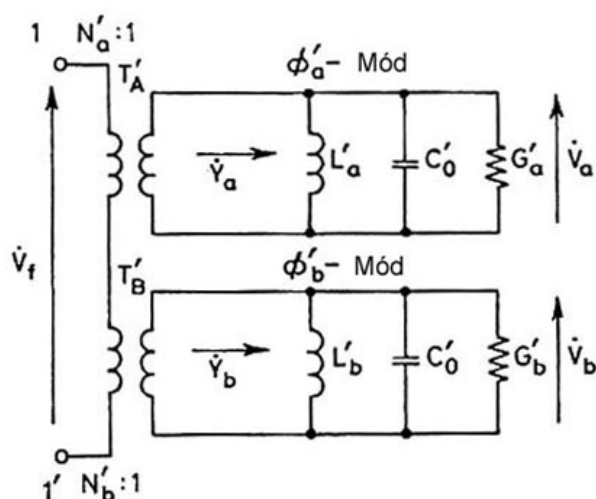
Mezi celkovou velikostí obou poruchových segmentů, celkovou plochou antény a činitelem jakosti platí vztah:

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{x_{11} Q_0} \quad (4.5)$$

kde Q_0 je činitel jakosti nezátížené antény a $x_{11} = 1,841$ [1].



Obr.4.6: Schematické uspořádání kruhové antény s kruhovou polarizací: (a) kruhový patch, (b) patch s elementy pro kruhovou polarizaci, (c) způsob napájení [1]



Obr. 4.7: Náhradní obvod mikropáskové antény s poruchovými segmenty [2].

4.4 Závěr

Pomocí tohoto postupu lze upravit kruhový patch tak, aby přímo mezi jeho deskami vznikalo kruhově polarizované pole. Takovýto patch lze pak napájet jednobodově, na osách jak ukazuje obrázek 4.6. Pro požadovanou výslednou pravotočivou polarizaci volím napájecí přívod na ose x . Pak vzniká vlna s levotočivou polarizací, která se po odrazu od parabolického reflektoru změní na pravotočivou.

Pro realizaci jsou ještě na výběr dva typy uspořádání poruchových elementů, typ 1 a typ 2. Výhodnější z hlediska menší zabrané plochy a tudíž i menšího stínění ústí antény je typ 1, kdy poruchové segmenty tvoří čtvercové výřezy.

Z hlediska kruhové polarizace je návrh ukončen a v dalším bodě se budu věnovat co možná nejlepšímu uspořádání obou patchů, tak aby byly maximálně využity jejich parametry, a přitom aby mezi nimi nedocházelo ke vzniku parazitních vazeb.

5 Sloupcová soustava antén

Podle požadavků zadání má být navržen dvou-pásmový ozařovač, který by umožňoval současný provoz v obou pásmech. Zatím jsem se zabýval pouze návrhem jednotlivých antén, ale nyní přichází čas, aby se tyto dříve odděleně navrhované antény sloučili. Sloučení těchto antén však nemůže být libovolné, musí být zachovány parametry každé antény a navíc zaručeno dostatečné oddělení signálů jednotlivých pásem mezi nimi. Pro funkci ozařovače parabolické antény je zapotřebí udržet fázové středy obou antén v ohnisku paraboly, či co nejblíže jemu a zachovat minimální rozměry soustavy, vzhledem k zastínění ústí paraboly.

Na výběr je několik cest, jak tento problém vyřešit. Jedním z nich by mohlo být i navržení úplně jiného patche, který by sám svou konstrukcí umožňoval dvoj-frekvenční provoz a současně zaručil dostatečné oddělení mezi pásmy. Jinou možností je využít vhodné spojení obou patchů. Zcela zřejmým požadavkem pro takovýto návrh jsou oddělené napájecí body.

5.1 Využití anténí řady

Řešení tedy směřuje k použití některého typu anténí řady. Na výběr je plošná (či lineární) řada nebo sloupcová sestava antén (obr. 2.2). Plošná anténí řada na první pohled nesplňuje umístění fázového středu obou antén do ohniska paraboly. Také by svou plochou velmi zastiňovala ústí paraboly, což by snižovalo zisk antény. Sloupcové uspořádání, kdy jsou antény umístěny nad sebou, udržuje již svou konstrukcí fázové středy zářičů co nejblíže sebe a navíc minimalizuje nároky na zabranou plochu soustavou.

5.2 Napájení sloupcové soustavy

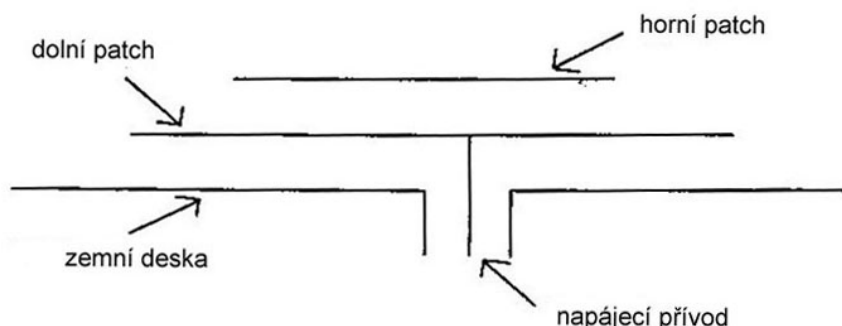
V případě sloupcové sestavy jsou na výběr možnosti týkající se provedení napájení. Ty pak ovlivňují vlastnosti celé soustavy. Při popisu těchto variant jsem čerpal z literatury [2].

5.2.1 Parazitní napájení

Toto uspořádání (obr. 5.1) se používá ke zvýšení šířky pásma antény. Pracuje na principu vázaných rezonátorů. Napájí se pouze dolní patch, přičemž mezi oběma patchi vzniká vazba vnějším elektromagnetickým polem na okrajích patche. Horní patch se volí mírně menší nebo stejný jako dolní, což přináší menší změny impedance v závislosti na

frekvenci, a tím se i maximalizuje pracovní šířka pásma. Tu lze zvýšit až o 20% a navíc lze tímto uspořádáním také zvýšit zisk antény. Návrh je vzhledem k elektromagnetické vazbě komplikovaný [2].

Nevýhodou je jeden napájecí přívod, což není vhodné pro zadané účely.

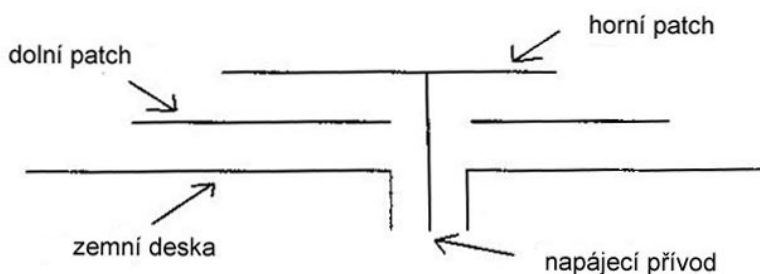


Obr. 5.1: Parazitní napájení sloupcové sestavy patchů [2]

5.2.2 Společné napájení

Při této konfiguraci (obr. 5.2) je možný dvoj-frekvenční provoz na dosti vzdálených kmitočtech. Napájecí přívod prochází spodním patchem a končí v horním. Horní patch je menší než dolní, který se vůči němu chová jako zemní deska. Pokud jsou pracovní kmitočty dostatečně vzdáleny, tak se na rezonanční frekvenci dolního patche jeví horní patch jako zkrat a všechna energie přechází tedy do dolního. Na to musí být dolní patch patřičně přizpůsoben a proto napájecí přívod prochází v místě s takovou impedancí, jako je charakteristická impedance napájecího přívodu (obvykle 50 W). Naopak při rezonanci horního patche se jeví pro signál jako zkrat dolní patch a připojuje se tudíž k zemi. Veškerá energie pak jde přímo do horního patche [2].

Také v tomto případě nevyhovuje jeden napájecí přívod pro dvoj-frekvenční provoz, proto se ani tento způsob nehodí pro realizaci.

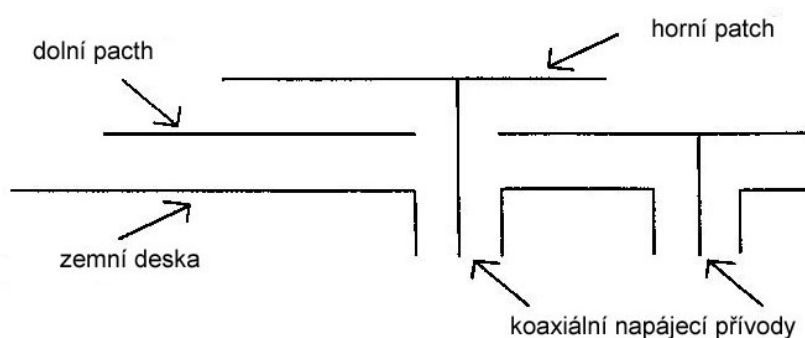


Obr. 5.2: Společné napájení sloupcové soustavy antén [2]

5.2.3 Individuální napájení

Tento způsob provedení napájení (obr. 5.3) je variantou společného napájení. Oba napájecí přívody umožňují současný přístup k oběma anténám. Pokud je horní patch přiměřeně menší než dolní, chová se v podstatě jako samostatná anténa. Obdobně s menším horním patchem se neovlivní vlastnosti dolního. Napájecí přívod pro horní patch by měl pokud možno procházet středem dolního. Elektrické pole ve středu patche je pak nulové a nemá pak vliv na procházející napájecí přívod. Pokud neprochází středem, dochází k ovlivnění horního patche dolním a může být posunuta jeho rezonanční frekvence [2].

Toto provedení odpovídá svým dvou-frekvenčním provozem, stejně i tím, že antény se navzájem neovlivňují. Proto se i toto provedení hodí k realizaci ozařovače.



Obr. 5.3: Individuální napájení sloupcové soustavy patchů [2]

To umožní maximální využívání obou patchů a obou komunikačních pásem, i v souběžném provozu, jak bylo cílem návrhu. Nyní než se budu věnovat samotné realizaci patche, se ještě zaměřím na provedení napájecích přívodů u obou patchů, na jejich vstupní impedanci a její případné přizpůsobení.

6 Napájení patche

Řešení napájecích přívodů jsou již nastíněna v kapitole 2.4. Je zřejmé, že každý typ napájení má své pro a proti a hodí se k jinému použití. Mikropáskový přívod se často používá ke spojování mikropáskových antén do plošných řad, oproti tomu se koaxiální sonda hodí k nalezení místa s vhodnou vstupní impedancí a napájení pomocí elektromagnetické vazby se používá, je-li třeba zvýšit šířku pásma antény.

Pro další návrh je nejvhodnější použití koaxiální sondy, neboť umožňuje přivedení signálu v místě s patřičnou impedancí. Proto, aby se dalo uvažovat o místě připojení signálu, je zapotřebí nejdříve něco říct o samotné vstupní impedanci patche, zejména o její změně v závislosti na pozici napájení.

6.1 Vstupní impedance kruhového patche

Protože kruhový patch nemá ve své rovině dominantní osu, lze ji stanovit jako osu procházející napájecím bodem ve směru $f_0 = 0$. Pak pro změny vstupní impedance slouží jen souřadnice radiálního umístění r_0 [1].

Pokud je anténa v rezonanci, má čistě reálnou impedanci, kterou popisuje závislost na obrázku 6.1. Rezistance vrůstá od středu patche z nulové hodnoty k okraji, kde nabývá maxima. To znamená, že lze získat vstupní hodnotu 50 W volbou polohy napájení.

Z pozorování bylo určeno, že vstupní rezistance pro TM_{11} mód se vyjádří jako:

$$R_{vst} = R_r \frac{J_1^2(k_{11}\rho_0)}{J_1^2(k_{11}a)}, \quad (6.1)$$

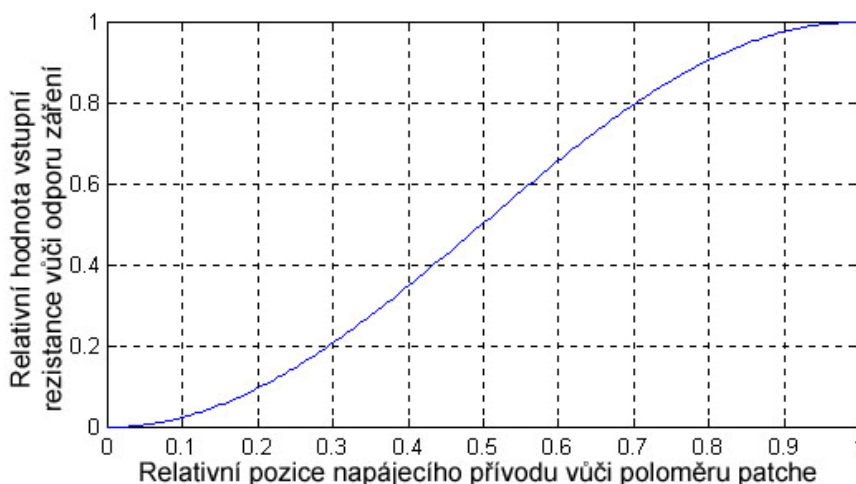
kde $k_{11}a = 1,84118$ a R_r je odpor záření [1]. Ten roste výrazně s rostoucí permitivitou, mírně i s rostoucí výškou substrátu, přičemž se tato závislost spíše projevuje na vyšších frekvencích (10GHz a více). Pro odpor záření platí:

$$R_r = \frac{1}{2} \frac{1}{P_r} (E_0 h)^2, \quad (6.2)$$

kde P_r je vyzářený výkon, který se získá integrací Poyntingova vektoru po polokouli nad diskem:

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\Theta|^2 + |E_\Phi|^2) r^2 \sin \Theta d\Theta d\Phi, \quad (6.3)$$

kde $h_0 = 120p$ [1].



Obr. 6.1: Závislost vstupní rezistance při rezonanci na poloze napájení

6.2 Napájení koaxiální sondou

Napájení koaxiální sondou (obr. 6.2 a)) umožňuje přivést proud do patche kdekoliv na jeho ploše. Má však také svou nevýhodu a tou je vazba napájecího vodiče na pole soustředěné mezi deskami patche. Koaxiální sonda vytváří radiální elektrické pole v koaxiální apertuře. Tomu odpovídá magnetický proud prstencového tvaru na zemní desce, který indukuje proud na sondě. Tato vazba způsobuje změny impedance, zvýšení hodnoty reálné složky a vznik induktivní složky. Vazbu schematicky znázorňuje náhradní obvod na obrázku 6.2 b). Pro jednotlivé členy obvodu platí:

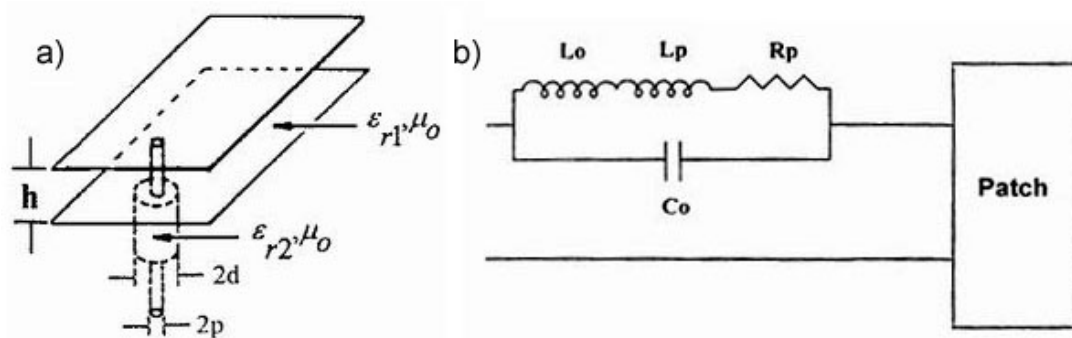
$$R_p = \pi \mu_0 h / 4 \quad (6.4)$$

$$L_p = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \left[\ln \frac{2}{kp} - \gamma \right] \quad (6.5)$$

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{6hg^2} \left\{ \frac{3\pi[d^2 - p^2 - 2d^2g] + 4\pi h^2}{\pi^2 d} \left(1,202 - \sum_{n=1}^{\infty} n^{-3} \exp[-2n\pi(d-p)/h] \right) \right\} \quad (6.6)$$

$$L_0 = \frac{-\mu_0 h k^2}{4\pi g} \left[g(d^2 + p^2) - d^2 + p^2 \right] \left[\ln \frac{kp}{2} + \gamma \right], \quad (6.7)$$

kde $g = \ln(d/p)$ a $\gamma = 0,5772$, d je poloměr otvoru v zemní desce a p je poloměr středního vodiče koaxiálního přívodu. Tento ekvivalentní obvod lze použít, pokud sonda není umístěna



Obr. 6.2: Napájení koaxiální sondou: a) schematické uspořádání, b) náhradní obvod

příliš blízko k hranám patche. Stejně tak pro celkovou impedanci napájecího přívodu lze odvodit vztah [1]:

$$Z_k = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\operatorname{tg}^2(kh/2)}{kh/2} + j \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{tg}(kh/2) \ln\left(\frac{1,126}{kp}\right). \quad (6.8)$$

Induktivní složka vzrůstá se zvyšující se výškou substrátu koláče a klesá se zvyšujícím se průměrem napájecího vodiče. Tyto výsledky jsou patrné z vypočtených hodnot impedancí sond pro oba patche (Tab. 6.1 a 6.2).

Podle uvedených vztahů nezávisí impedance sondy na poloze umístění, bohužel ve skutečnosti tomu tak není! Reaktance sondy je na umístění závislá.

Ze změřených impedančních závislostí lze určit reaktanci sondy tak, že určíme průměr z maximální a minimální hodnoty, kterých dosahuje. Lze ji určit i jinak. Při rezonanci patche by měla být reaktance nulová, tak reaktance která se nerovná nule, je reaktancí koaxiální sondy.

6.3 Kompenzace reaktance

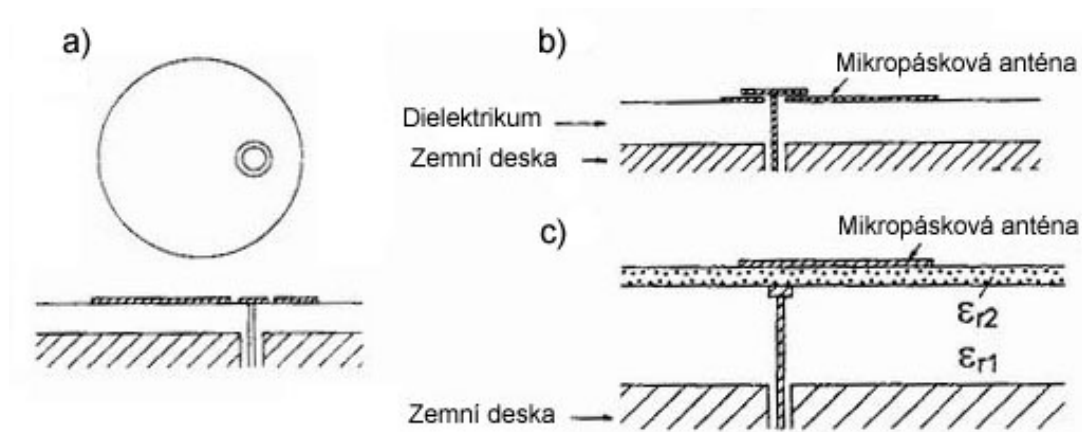
Reakční složka není ve vstupní impedanci žádoucí, protože způsobuje ztráty přiváděného signálu. V případě koaxiální sondy se jedná o induktivní složku, kterou lze kompenzovat kondenzátorem zapojeným v sérii s napájením. Ten se může vytvořit přímo v koláči vyříznutím prstencové šterbiny kolem napájecího přívodu. Druhou variantou je umístění kondenzátoru pod samotný patch. Tvoří jej destička zakončující koaxiální sondu. To vytváří deskový kondenzátor, který představuje

Tab. 6.1: Reálná a imaginární část impedance koaxiální sondy pro L patch

výška patche h / mm	poloměry vnitřního vodiče p / mm							
	0,5		1		2		3	
	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]
1	2,5	7,1	2,5	6,0	2,5	4,9	2,5	4,2
2	5,0	14,2	5,0	12,0	5,0	9,7	5,0	8,4
3	7,5	21,3	7,5	17,9	7,5	14,6	7,5	12,7
4	10,0	28,4	10,0	23,9	10,0	19,5	10,0	16,9
5	12,6	35,5	12,6	29,9	12,6	24,4	12,6	21,1
6	15,1	42,6	15,1	35,9	15,1	29,3	15,1	25,4
7	17,6	49,7	17,6	42,0	17,6	34,2	17,6	29,6
8	20,2	56,9	20,2	48,0	20,2	39,1	20,2	33,9
9	22,8	64,0	22,8	54,0	22,8	44,0	22,8	38,2
10	25,4	71,2	25,4	60,1	25,4	49,0	25,4	42,5
11	28,0	78,5	28,0	66,2	28,0	54,0	28,0	46,8
12	30,6	85,7	30,6	72,3	30,6	58,9	30,6	51,1
13	33,2	93,0	33,2	78,5	33,2	63,9	33,2	55,4
14	35,9	100,3	35,9	84,6	35,9	69,0	35,9	59,8
15	38,6	107,7	38,6	90,8	38,6	74,0	38,6	64,2
16	41,3	115,0	41,3	97,1	41,3	79,1	41,3	68,6

Tab. 6.2: Reálná a imaginární část impedance koaxiální sondy pro S patch

výška patche h / mm	poloměry vnitřního vodiče p / mm							
	0,5		1		1,5		2	
	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]	reálná R / [W]	imag. X / [W]
0,5	2,4	5,7	2,4	4,7	2,4	4,1	2,4	3,6
1	4,7	11,5	4,7	9,4	4,7	8,2	4,7	7,3
1,5	7,1	17,2	7,1	14,1	7,1	12,2	7,1	10,9
2	9,5	22,9	9,5	18,8	9,5	16,3	9,5	14,6
2,5	11,9	28,7	11,9	23,5	11,9	20,4	11,9	18,2
3	14,3	34,5	14,3	28,2	14,3	24,5	14,3	21,9
3,5	16,7	40,2	16,7	32,9	16,7	28,6	16,7	25,6
4	19,1	46,0	19,1	37,6	19,1	32,7	19,1	29,2
4,5	21,5	51,8	21,5	42,4	21,5	36,8	21,5	32,9
5	23,9	57,6	23,9	47,1	23,9	41,0	23,9	36,6
5,5	26,4	63,5	26,4	51,9	26,4	45,1	26,4	40,3
6	28,9	69,3	28,9	56,7	28,9	49,3	28,9	44,0
6,5	31,3	75,2	31,3	61,5	31,3	53,5	31,3	47,8
7	33,9	81,1	33,9	66,3	33,9	57,6	33,9	51,5
7,5	36,4	87,0	36,4	71,1	36,4	61,9	36,4	55,3
8	38,9	93,0	38,9	76,0	38,9	66,1	38,9	59,1



Obr. 6.3: Kapacitní kompenzace: a) vyleptaný kondenzátor v tvaru patche, b) kondenzátor nad patchem, c) kondenzátor pod patchem oddělený vrstvou dielektrika [1]

elektromagnetickou vazbu mezi koaxiální sondou a anténou. Vstupní impedance pak závisí na poloměru disku, jeho odstupu od patche a poloze koaxiální sondy. Někdy bývá výhodnější umístit kondenzátor nad samotný patch a napájecí přívod k němu přivést otvorem v samotném patchi. To ještě zvýší jeho vazbu s patchem [1].

Pro výpočet impedance koaxiální sondy s kompenzačním kondenzátorem neexistuje žádný vztah. Přizpůsobení se řeší většinou experimentálně. Přibližnou hodnotou může být velikost kondenzátoru odvozena z reaktanční složky, kterou má kompenzovat. Pak pro kapacitu kondenzátoru platí:

$$C = \frac{1}{2\pi f X}, \quad (6.9)$$

kde f je pracovní frekvence a X reaktanční hodnota impedance sondy. Použije-li se kruhový kondenzátor pak pro jeho poloměr platí:

$$r = \sqrt{\frac{Cd}{\pi\epsilon}} \quad (6.10)$$

kde d je vzdálenost kondenzátoru od patche. Tento vztah je odvozený z kapacity deskového kondenzátoru. Pro tento případ lze však výsledky brát jen orientačně, protože desky kondenzátorů nejsou stejné (patch je větší než destička zakončující sondu). Kondenzátor ve skutečnosti ovlivňuje i reálnou složku impedance a proto je jeho návrh spíše experimentální záležitostí.

Vazební kondenzátor má příznivý vliv na šířku pásma antény.

7 Návrh a simulace

Teoretické poznatky byly probrány v předchozích kapitolách a teď přichází řada k výslednému návrhu ozařovače. Budu se opírat zejména o výsledky numerického elektromagnetického simulátoru IE3D, se kterým jsem měl možnost pracovat. Za jeho pomoci, budu postupovat krok za krokem, podle teoretických předpokladů.

Program IE3D umožňuje návrh a analýzu troj-rozměrných anténních struktur a vysokofrekvenčních tištěných obvodů. Programový manažer obsahuje několik programových modulů, přičemž každý se věnuje jiné činnosti. Mezi nejdůležitější patří návrhový editor MGRID ke konstrukci geometrií, pak schematický editor MODULA sloužící k zobrazení výsledných impedančních parametrů, post procesor CURVIEW k zobrazení a animaci proudového rozložení a výpočtu charakteristik záření a PATERVIEW k zobrazení charakteristik záření. Program IE3D je výpočetním jádrem celého softwaru, výpočetní řešení vychází z Greenovy funkce a řešení pomocí momentové metody (viz kapitola 2.2.3).

V programu MGRID lze zakreslit libovolné uspořádání vodivých ploch, vložit lze elektrické a magnetické stěny a budící porty. Přímou v něm, se pak nastaví parametry simulace a spustí se výpočetní nástroj IE3D. Ten vypočte s parametry obvodu, případně i jeho proudové obložení a charakteristiky záření. Získané výsledky uloží a lze je pak zobrazit programy MODULA (s parametry), CURVIEW (rozložení proudu a jeho animace, charakteristiky záření a případně i jejich výpočet) a PATERVIEW (charakteristiky záření).

Pomocí tohoto uceleného systému lze tedy kontrolovat všechny důležité parametry sledované při návrhu antén a pomocí něj budu dál postupovat.

7.1 Základní konstrukční doporučení

Neméně důležitá však je i praktická stránka problému. Výsledky simulace sice mohou odpovídat zadaným požadavkům, ale nutné je sledovat i konstrukční požadavky. Konstrukce by pak měla být jednoduchá a účelná. Proto bude vhodné stanovit několik kritérií, kterých by se měl výsledný návrh přidržel.

Vzhledem k tomu, že ozařovač bude celoročně vystaven povětrnostním vlivům musí být vyroben z dostatečně odolných materiálů. Nejobvyklejším materiálem, který se při konstrukci antén používá je hliník. Splňuje požadavky jak na mechanickou pevnost tak i dobrou vodivost. Navíc nepodléhá korozi, což ho pro tyto účely přímo předurčuje. Také výška patche nad zemní deskou by měla být taková, aby nedocházelo k zanesení vzduchové mezery mezi oběma deskami nečistotami či námrazou. Z tohoto hlediska se budu držet spíše větších

výšek vzduchového dielektrika. Pak, v případě neočekávaných problémů, bude možné lépe stav ozařovače zkontrolovat a případně sjednat nápravu.

Důležitá je také přesnost výroby. To zda budou rozměry antény zadány s přesností setin milimetrů, či se vystačí s milimetrovou přesností, určuje pak snadnost výroby a nároky na dílenské zpracování. Rád bych se držel spíše milimetrové hranice, případně hranice desetin milimetrů, kterou lze za použití běžného vybavení dodržet.

7.2 Postup návrhu

V návrhu budu postupovat, jak již jsem uvedl, krok za krokem. Znamená to že nejdříve stanovím rezonanční rozměry obou patchů a pokusím se je impedančně přizpůsobit. Pak se teprve zaměřím na kruhovou polarizaci a dosažení odpovídajícího osového poměru a nakonec na sestavení do sloupcové sestavy a udržení všech parametrů.

Výchozími parametry ozařovače pro mě budou:

- rezonanční frekvence L patche 1269 MHz,
- rezonanční frekvence S patche 2400 MHz,
- kruhová polarizace levotočivého smyslu u obou patchů, s osovým poměrem lepším než 3 dB,
- impedanční přizpůsobení obou patchů na vstupní hodnotu 50 W a
- důsledné oddělení signálů obou patchů, zejména potlačení vysílaného signálu L pásma v S patchi, nejméně o 20dB.

7.3 Rezonanční rozměry jednotlivých patchů

Rozměry kruhového patche definují vztahy (3.11) až (3.13) (viz kapitola 3.1). Pomocí nich lze určit rezonanční frekvenci ze zadaných rozměrů patche. Program IE3D umožňuje totéž, ze zadaných rozměrů určí rezonanční frekvenci patche. Ne tedy přímo, ale lze ji určit z impedančních průběhů. V nejlepším případě budou výsledky shodné, co ale když se budou lišit? Protože budu celý návrh postupně zkoušet v IE3D, tak budu brát jeho výsledky za správné. Také věřím tomu, že elektromagnetický simulátor dospívá k lepším výsledkům, než tři výše citované vztahy.

7.3.1 Vypočtené rezonanční rozměry

Pomocí vztahů (3.11) až (3.13) mohu spočítat rezonanční rozměry jednotlivých patchů. Výšku vzduchového dielektrika budu volit pro L patch $h = 9$ mm, pro S patch $h = 7$

mm. Tyto uvedené výšky se mohou zdát příliš velké, mají ale příznivý vliv na šířku pásma antény. V tomto případě sice není požadována, na druhou stranu ve venkovním prostředí, kde bude ozařovač umístěn, bude celoročně docházet k množství vlivů, které rezonanční kmitočet mohou ovlivnit. Pokud tedy bude vlivem například počasí docházet k mírným rozladěním antény, neprojeví se to pak, díky šířce pásma, na kvalitě přijímaného či vysílaného signálu. Parametry vzduchového dielektrika volím $\epsilon_r = 1$ a $\tan \delta = 0,0001$. Získám tyto výsledky:

L patch: poloměr patche $a = 57$ mm, výška patche $h = 9$ mm,
 S patch : poloměr patche $a = 28$ mm a výška patche $h = 7$ mm.

7.3.2 Rezonanční rozměry získané simulací

Zatímco vztahy nauvažovaly způsob napájení patche, simulace je v tomto ohledu dokonalejší a víc se blíží skutečnosti. Zde již patch musím napájet a k tomu použiji koaxiální sondu (viz kapitola 6). Tím ovšem dojde k ovlivnění vstupní impedance patche. Mění se jak imaginární složka, tak i reálná (viz Tab. 6.1 a 6.2). Imaginární složku budu kompenzovat. Pro velikost kompenzační kapacity platí přibližně vztah (6.9), ze kterého plyne i to, že kapacita kondenzátoru roste s menší reaktanční složkou koaxiální sondy. Konstrukčně výhodnější je provedení s větší kapacitou, a proto použiji silnější napájecí přívody. Pro L patch o poloměru 3 mm a pro S patch s poloměrem 1 mm.

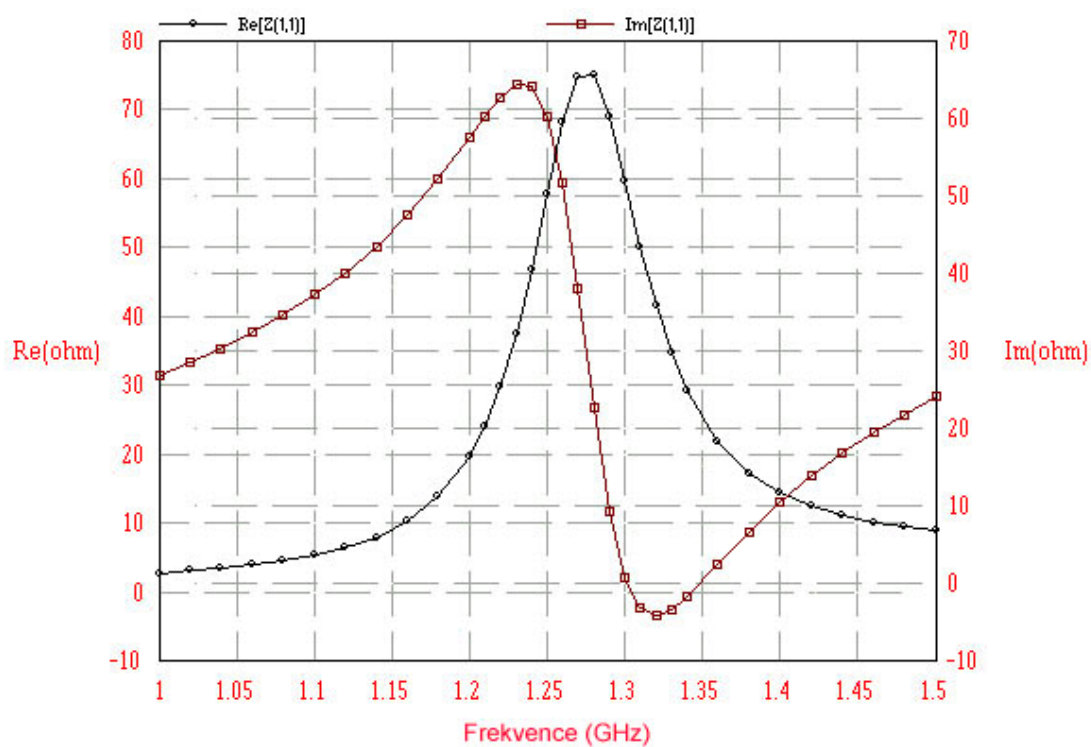
Simulaci spustím v určitém rozsahu kolem předpokládaného rezonančního kmitočtu a z výsledných impedance závislostí určím rezonanční kmitočet. Ten se nalézá na frekvenci, kde anténa nejvíce vyzařuje. Na tomto kmitočtu bývá maximální hodnota reálné části impedance a nulová složka imaginární části. V tomto případě je však reaktanční složka posunuta o reaktanci koaxiální sondy a ta se musí odečíst. Od reálné složky se odečítat nic nemusí, protože se hledá její maximum a to se přičtením rezistance koaxiální sondy nezmění.

Výsledné rozměry jsem určil po několika simulacích. Ty zhruba odpovídají vypočteným rozměrům. Získal jsem tyto výsledky:

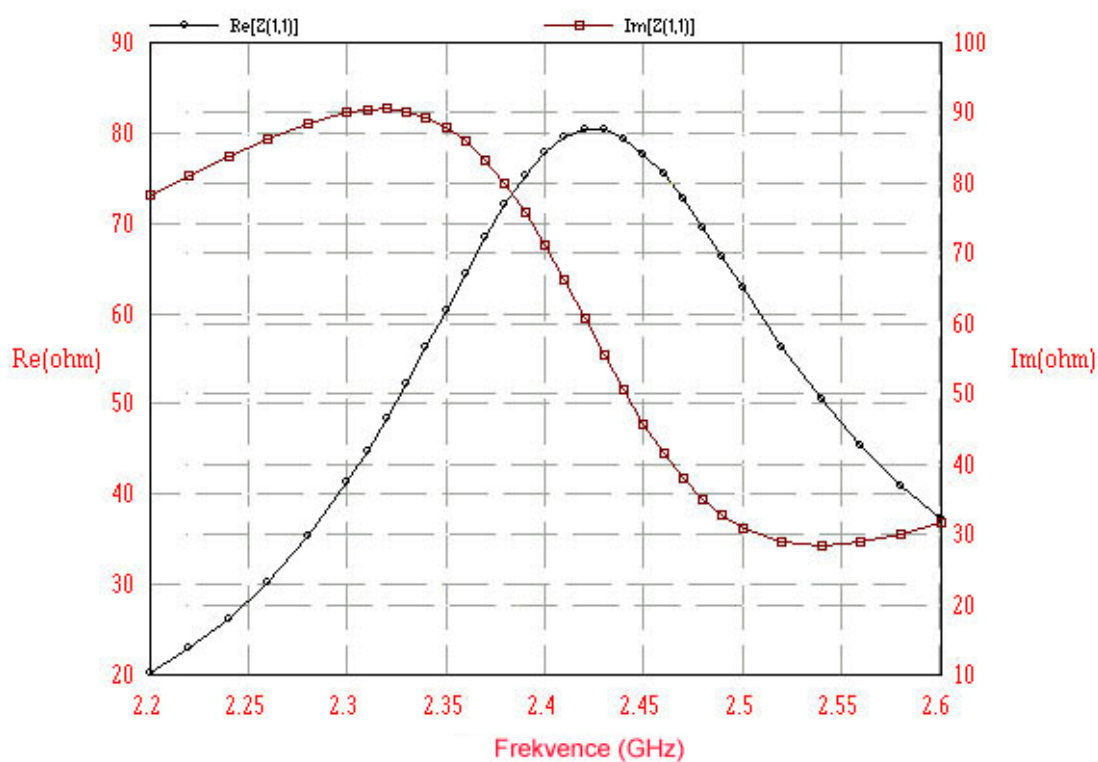
L patch: poloměr patche $a = 60$ mm, výška dielektrika $h = 9$ mm,
 S patch: poloměr patche $a = 60$ mm, výška dielektrika $h = 7$ mm.

Patche nejsou impedancečně přizpůsobeny, napájecí pozice jsem volil u L patche 20 mm od středu u S patche 10 mm od středu. Výsledné impedance průběhy viz obr. 7.1 a 7.2.

Rezonanční frekvence sice přesně neodpovídají, ale zvolené rozměry velikostí patchů i výšek jejich dielektrik v hodnotách milimetrů lepší přiblížení nedovolují. Případné doladění frekvence bych provedl až po dalších krocích.



Obr. 7.1: Reálná a imaginární část impedance v závislosti na frekvenci u L patche.

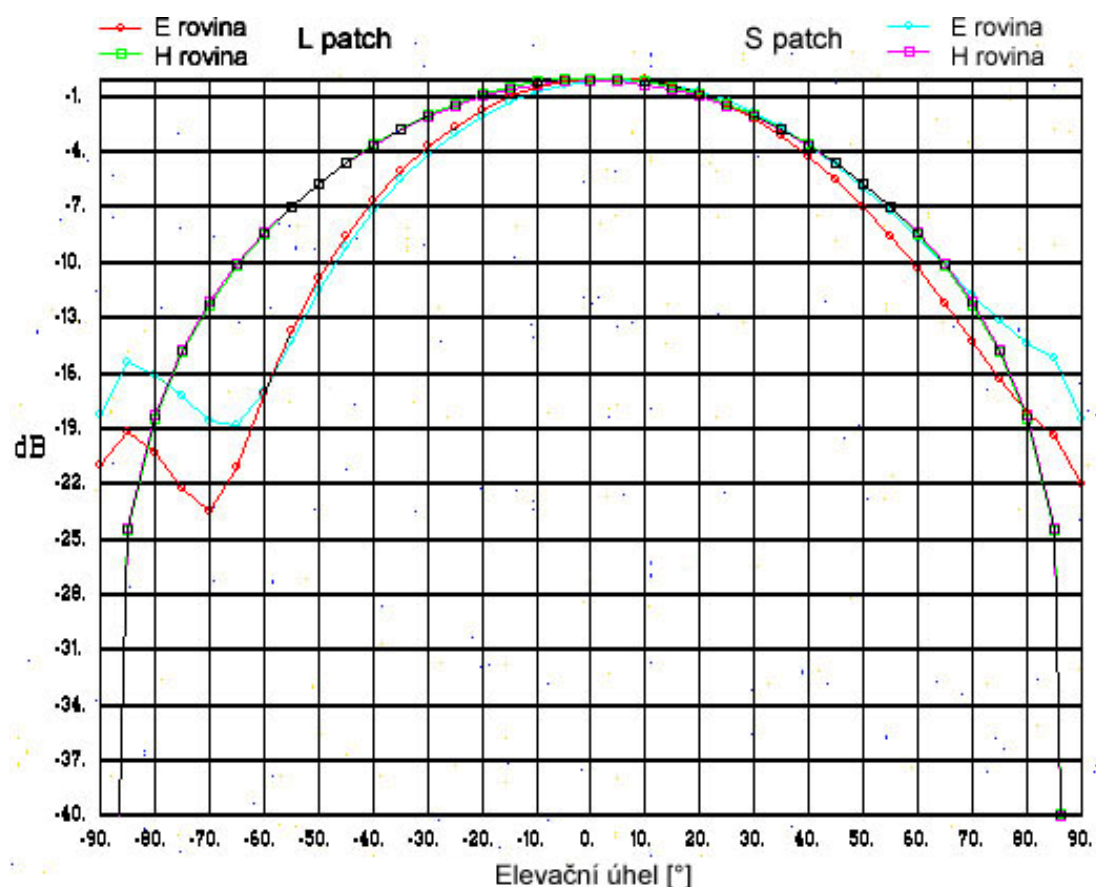


Obr. 7.2: Reálná a imaginární část impedance v závislosti na frekvenci u S patche.

7.4 Kontrola charakteristik záření

Předtím, než se budu zabývat úpravami vedoucími ke kruhově polarizovanému záření patche, zkontroluji charakteristiky záření patche. To zda jejich úrovně leží v požadovaném rozmezí, a hodí se tedy pro ozáření paraboly. CURVIEW umožňuje zobrazení charakteristik záření (obr. 7.3).

Charakteristiky H rovin obou patchů se překrývají, v E rovinách si jsou velmi podobné. Nepravidelnosti E rovin v záporných hodnotách elevace jsou způsobeny napájecími přívody obou patchů. Úrovně záření mezi elevačními úhly 53° až 64° jsou u H charakteristik v rozmezích -8 až -10 dB a -8 až -12 dB u E charakteristik (oproti maximu záření).

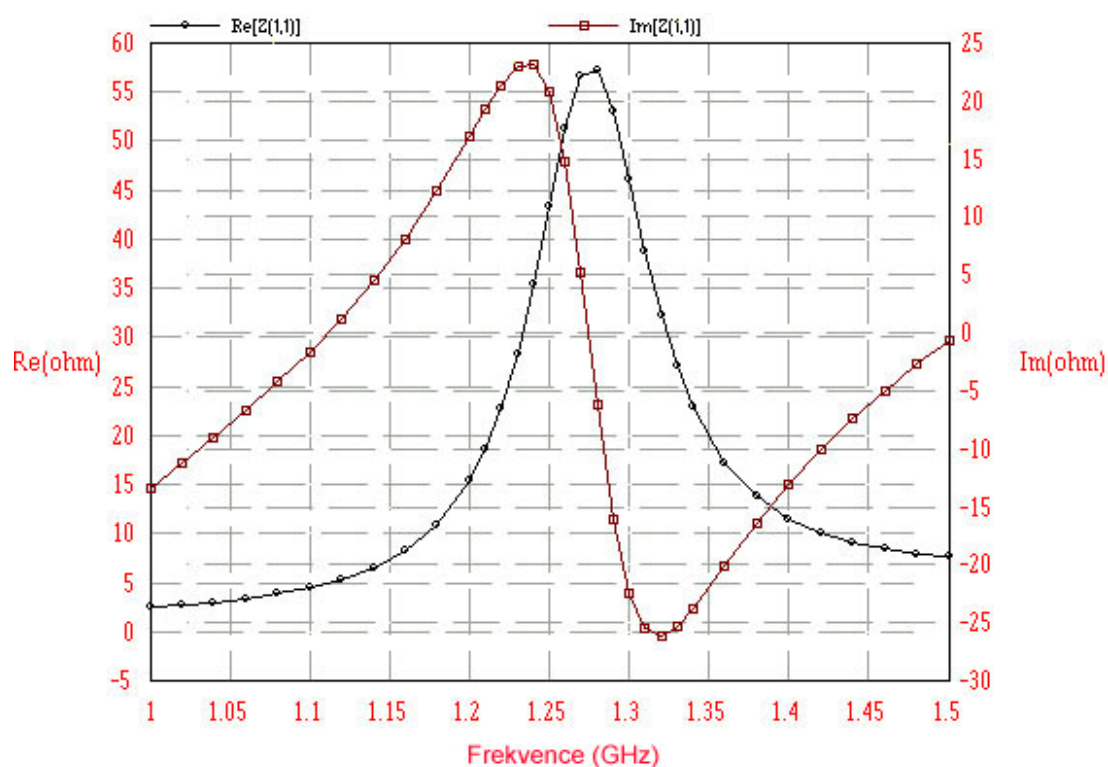


Obr. 7.3: Charakteristiky záření L a S patche v E a H rovině

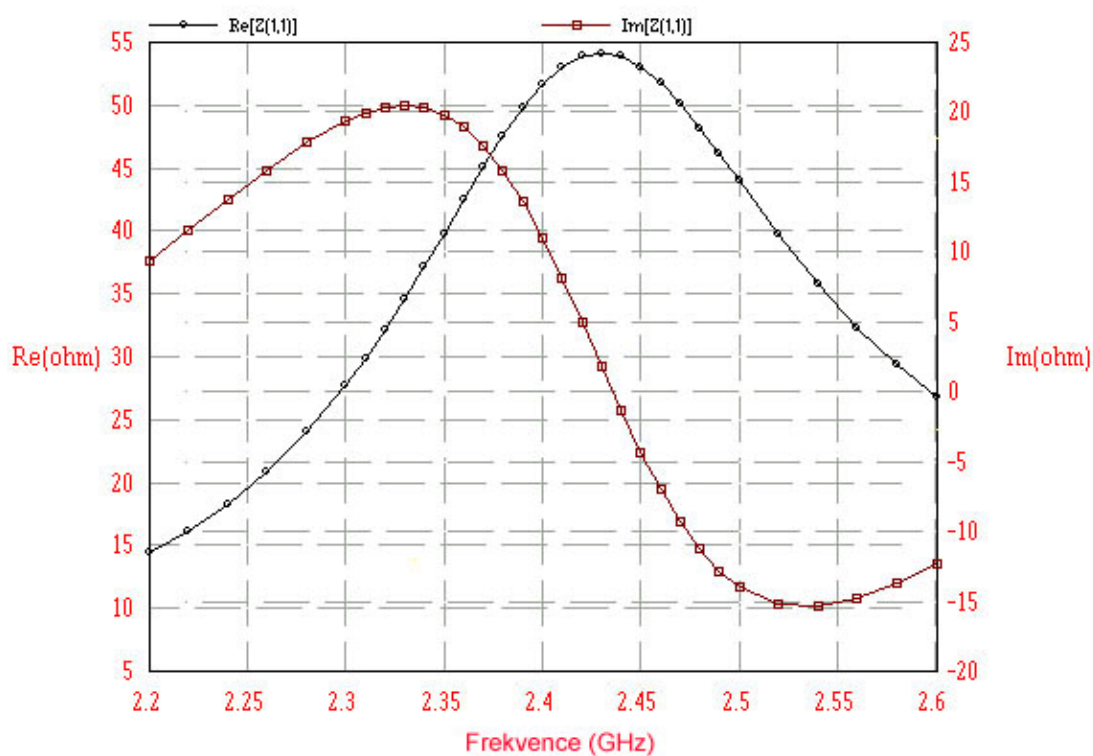
7.5 Přizpůsobení patche

Použiji k tomu kapacitní kompenzace, jak bylo uvedeno v kapitole 6. pro velikost kapacity platí přibližně vztahy (6.9) a (6.10). Budu uvažovat kondenzátor nacházející se 1 mm nad samotným patchem. Výše uvedené vztahy jsou orientační. Dielektrikum bude vzduchové. Aby se zabránilo dotyku sondy s patchem, tak napájecí přívod bude procházet otvorem

v patchi s milimetr větším poloměrem než koaxiální sonda. Výsledky simulace a vypočtené výsledky jsou mírně jiné (viz tab. 7.1).



Obr. 7.4: Reálná a imaginární část impedance v závislosti na frekvenci u kapacitně přizpůsobeného L patche.



Obr. 7.5: Reálná a imaginární část impedance v závislosti na frekvenci u kapacitně přizpůsobeného S patche.

Reaktance byla maximálně omezena. Výsledné impedanční závislosti ukazují obrázky 7.4 a 7.5. Zajímavým jevem je, že při stejném napájecím bodě klesla i reálná část impedance. Znamená to, že kondenzátor neovlivňuje jen imaginární složku, ale i reálnou.

Tab. 7.1: Reaktance sondy a kompenzační kapacity

patch	reaktance sondy [W]	vypočtená kompenzační kapacita [pF]	vypočtený poloměr kondenzátoru [mm]	simulovaný poloměr kondenzátoru [mm]
L	30	4,2	12	11
S	60	1,1	6,3	5,4

7.6 Úprava patchů pro kruhovou polarizaci

Úprava spočívá ve vytvoření elementů, které způsobí vznik kruhově polarizované vlny (viz kapitole 4).

7.6.1 Výpočet velikosti elementů

Pro jejich velikost platí vztah (4.5). Pro jeho vyčíslení je zapotřebí znát činitele jakosti patche. Činitel jakosti Q odpovídá šířce pásma antény na pracovní frekvenci. Lze zapsat jako:

$$Q = \frac{f}{B}, \quad (7.1)$$

kde f je pracovní frekvence a B je šířka pásma antény [7]. Šířkou pásma se v tomto případě rozumí frekvenční vzdálenost dvou poklesů modulu impedance na 0,707 násobek maxima. Můžeme ji určit z průběhů 7.6 a 7.7:

L patch

$B = 84$ MHz

S patch

$B = 220$ MHz,

z toho je činitel jakosti dle vztahu (7.1):

L patch

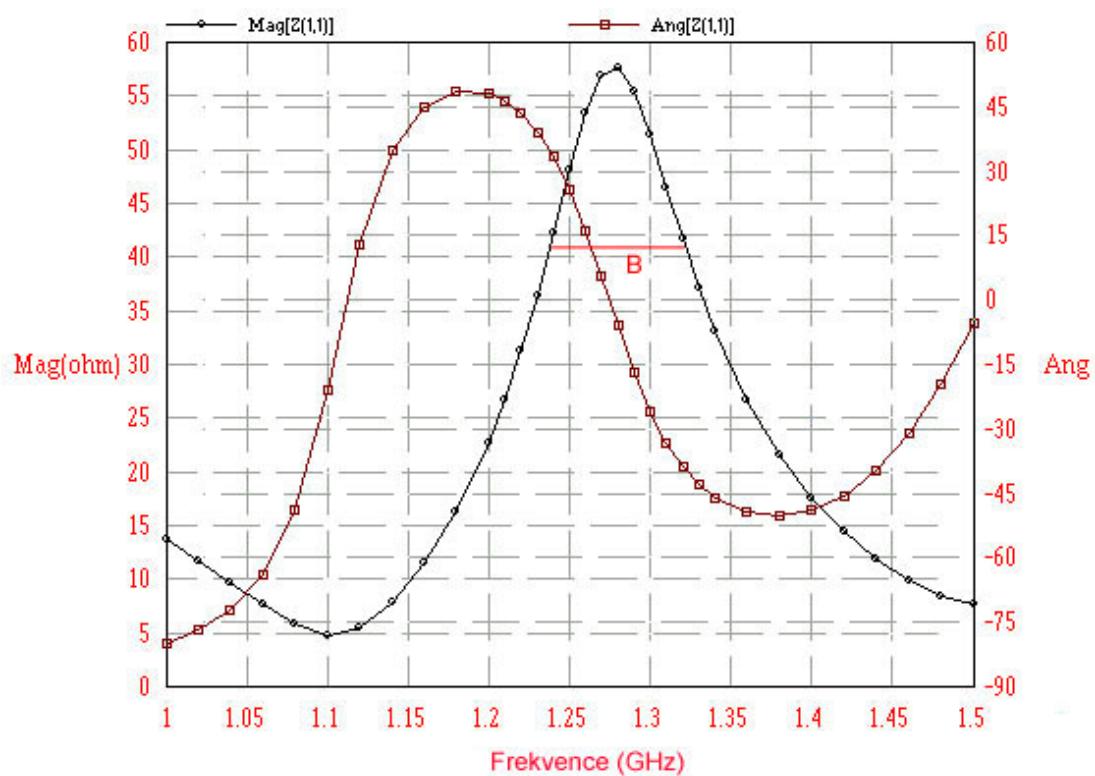
$Q = 15,1$

S patch

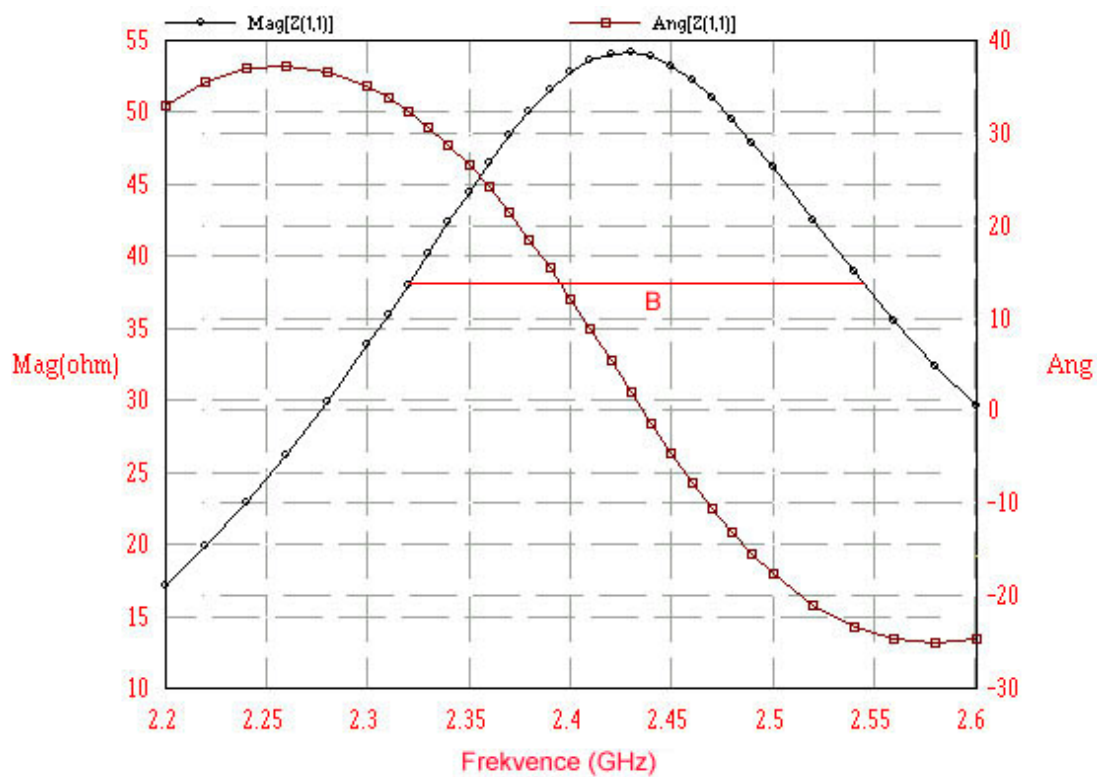
$Q = 10,9$.

Ze vztahu (4.5) lze vyjádřit pro plochu výřezů:

$$\Delta S = \frac{S}{x_{11}Q}, \quad (7.2)$$



Obr. 7.6: Modul a argument impedance v závislosti na frekvenci u kapacitně přizpůsobeného L patche.



Obr. 7.7: Modul a argument impedance v závislosti na frekvenci u kapacitně přizpůsobeného S patche.

pak pro celkovou plochu výřezů platí:

L patch

$$DS = 406 \text{ mm}^2$$

S patch

$$DS = 140,8 \text{ mm}^2,$$

přičemž každý výřez je poloviční a pro délku jeho čtvercové strany platí:

L patch

$$v = 14,3 \text{ mm}$$

S patch

$$v = 8,4 \text{ mm}.$$

Provedu-li ve tvaru patche čtvercové výřezy vypočtených rozměrů, změní se rezonanční módy patche a patch bude vyzařovat kruhově polarizovanou vlnu.

7.6.2 Velikost elementů určená simulací

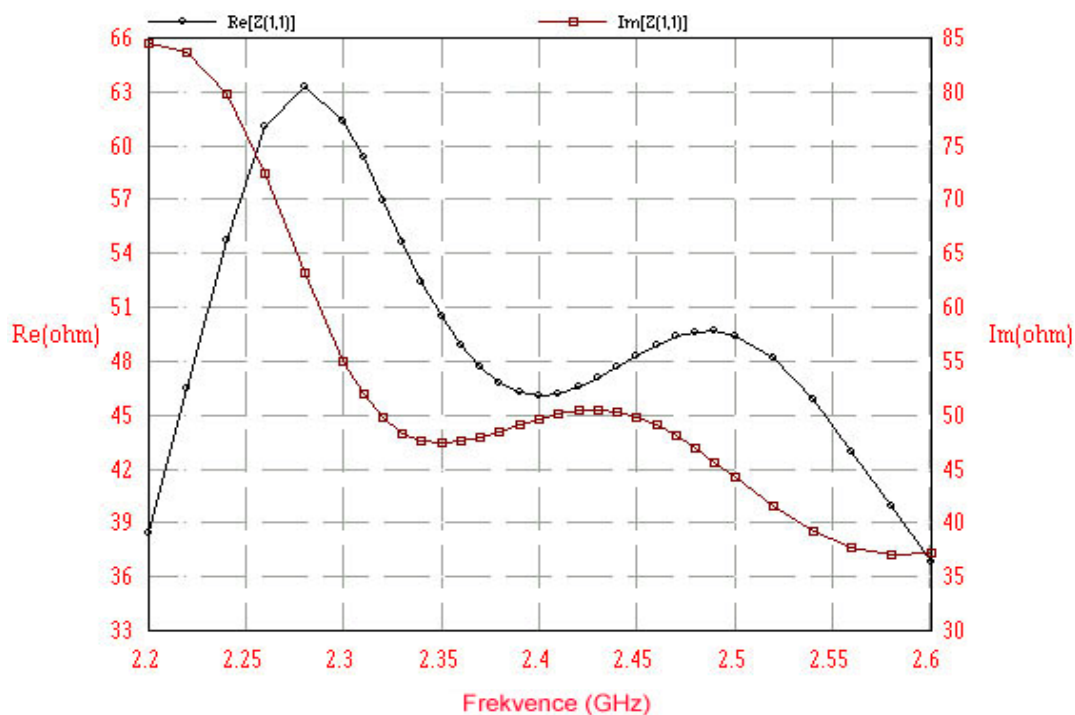
V modul CURVIEW je možné posuzovat kruhově polarizovanou vlnu patche hodnotou ztrát antény při příjmu ideálně kruhově polarizované vlny (lineárně polarizovaná anténa má ztrátu -3 dB). V modulu MGRID zakreslím geometrie patchů a na jejich okrajích vytvořím čtvercové výřezy vypočtených velikostí. Posoudím výslednou polarizaci a případně najdu jinou velikost výřezů. Výsledné hodnoty udává tabulka 7.2. Vypočtené výsledky odpovídají výsledkům simulace, přesnost zřejmě odpovídá pouze přesnosti určení činitele jakosti.

Impedanční průběhy S patche zobrazuje obr. 7.8, výsledné s_{11} parametry jsou zakresleny ve Shmitově diagramu. Patch není kapacitně kompenzován, souřadnice napájení jsou $x; y = 14; 14 \text{ mm}$, což odpovídá původnímu umístění na poloměru 20 mm . U L patche jsou průběhy obdobné, a už je nezobrazuji.

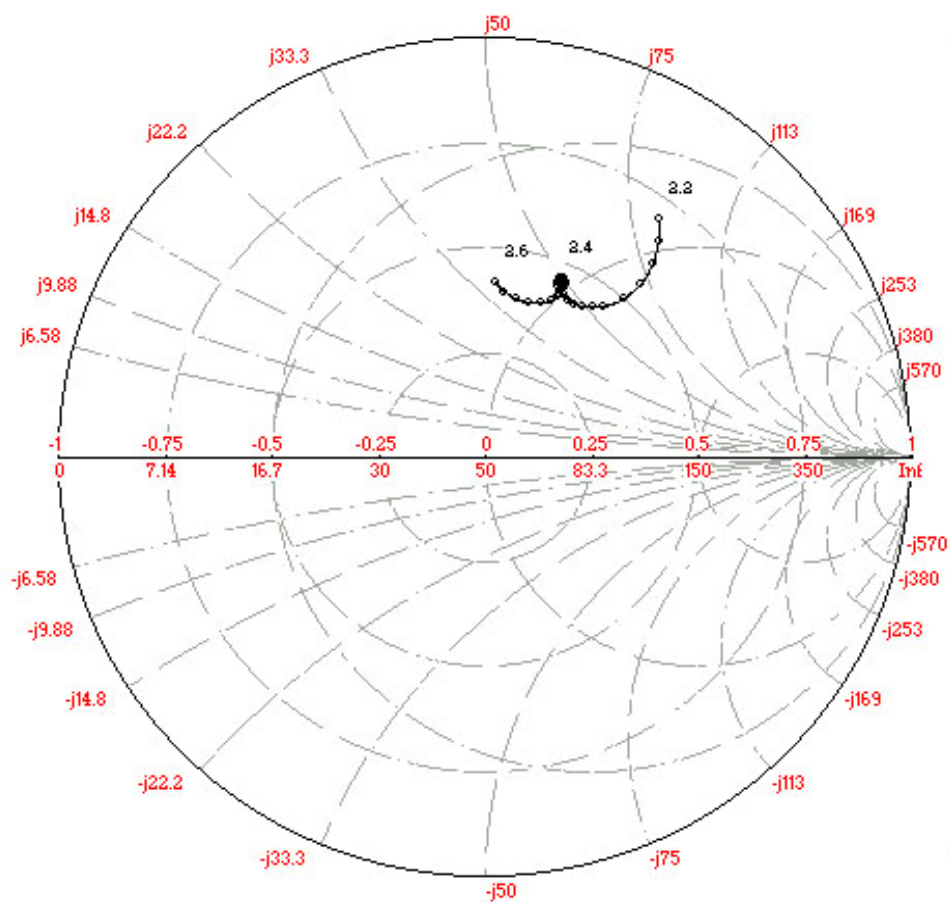
Smyčka, která vznikla ve Smithově diagramu, má původ právě ve výřezech pro kruhovou polarizaci. Z mého pozorování lze i podle ní stanovit kvalitu vyzařované kruhově polarizované vlny. Platí, že smyčka by měla být co nejmenší, případně aby tvořila v diagramu pouze výraznou špičku. Příliš velká smyčka odpovídá horší kruhové polarizaci, v případě malých výřezů se kruhová polarizace ani nevytváří a špička není patrná (obr. 7.10).

Tab. 7.2: Velikost výřezů a ztráty kruhové polarizace

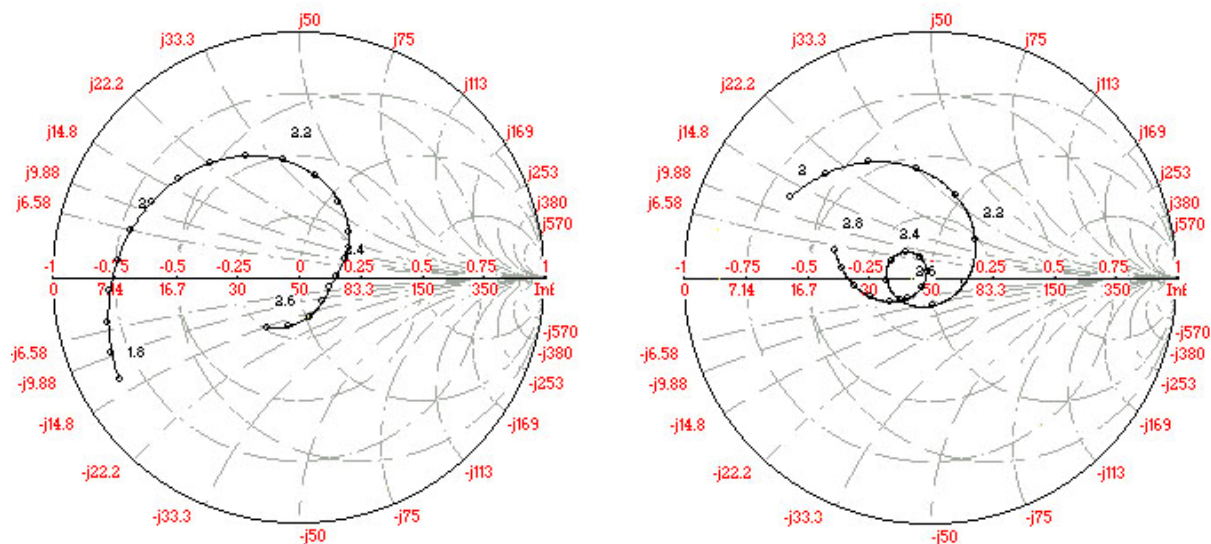
L patch		S patch	
strana čtverce	ztráty kruhové polarizace	strana čtverce	ztráty kruhové polarizace
14,2	-0,0075 dB	8,2	-0,03 dB
14,3	-0,0026 dB	8,3	-0,0002 dB
14,4	-0,012 dB	8,4	-0,002 dB



Obr. 7.8: Průběh reálné a imaginární složky impedance S patche s výřezy pro kruhovou polarizaci



Obr. 7.9: Průběh s_{11} parametrů ve Smithově diagramu v závislosti na frekvenci pro S patch s výřezy pro kruhovou polarizaci bez kapacitního přizpůsobení



Obr. 7.10: Vliv velikosti výřezů na průběh s_{11} parametrů ve Shmitově diagramu: a) $v = 7$ mm, b) $v = 10$ mm (S patch, s kapacitním přizpůsobením)

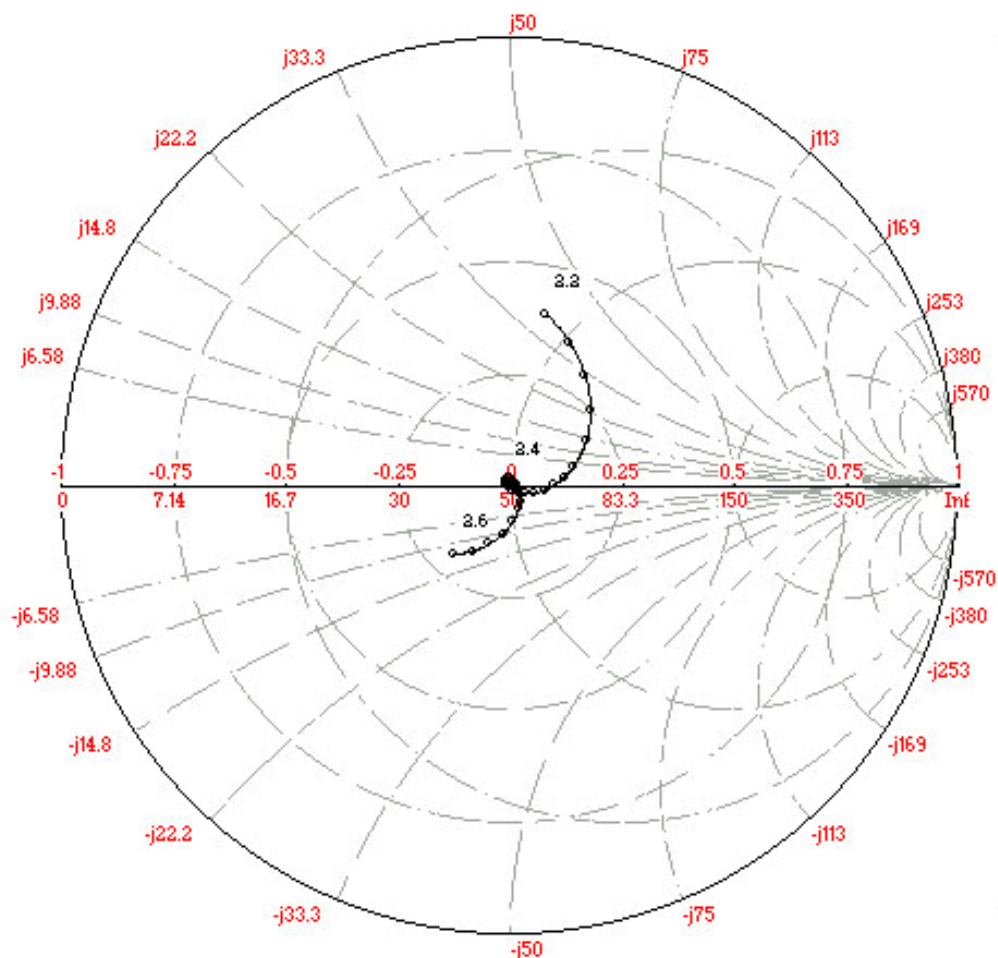
7.6.3 Impedanční přizpůsobení

Vytvořením vářezů ve tvaru patche se změni impedanční průběhy na jeho vstupu. Oba patche musím znovu přizpůsobit. Budu hledat takovou pozici napájení a takovou velikost přizpůsobovacího kondenzátoru (rozměry koaxiální sondy dále měnit nebudu), abych získal výslednou reálnou impedanci na hodnotě 50 W. Výsledné hodnoty jsou v tabulce 7.3. Kvalitu přizpůsobení ukazují s_{11} parametry S patche ve Smithově diagramu (obr. 7.11).

Připomínám, že se nesmí zapomenout na správné umístění napájecího přívodu vzhledem ke smyslu otáčení polarizace (viz kapitola 4), proto mají některá souřadnice záporné znaménko. Za počátek je volen střed patche.

Tab. 7.3: Výsledná poloha napájení a velikosti přizpůsobovacích kondenzátorů

parametr	L patch	S patch
poloha napájení $x; y$ [mm]	-18,4; 18,4	9; -9
velikost kondenzátoru r [mm]	13,3	5,8

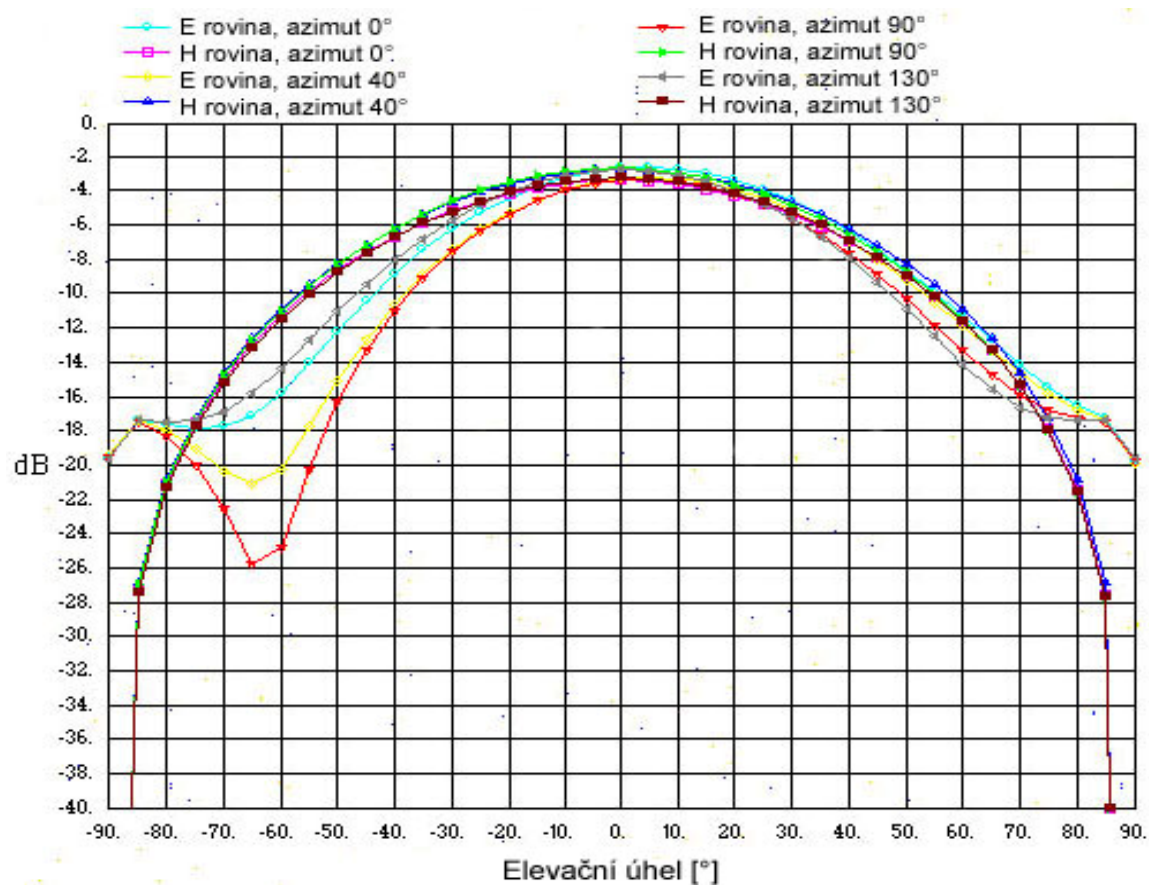


Obr. 7.11: Průběh s_{11} parametrů ve Smithově diagramu v závislosti na frekvenci pro S patch s výřezy pro kruhovou polarizaci s kapacitním přizpůsobením

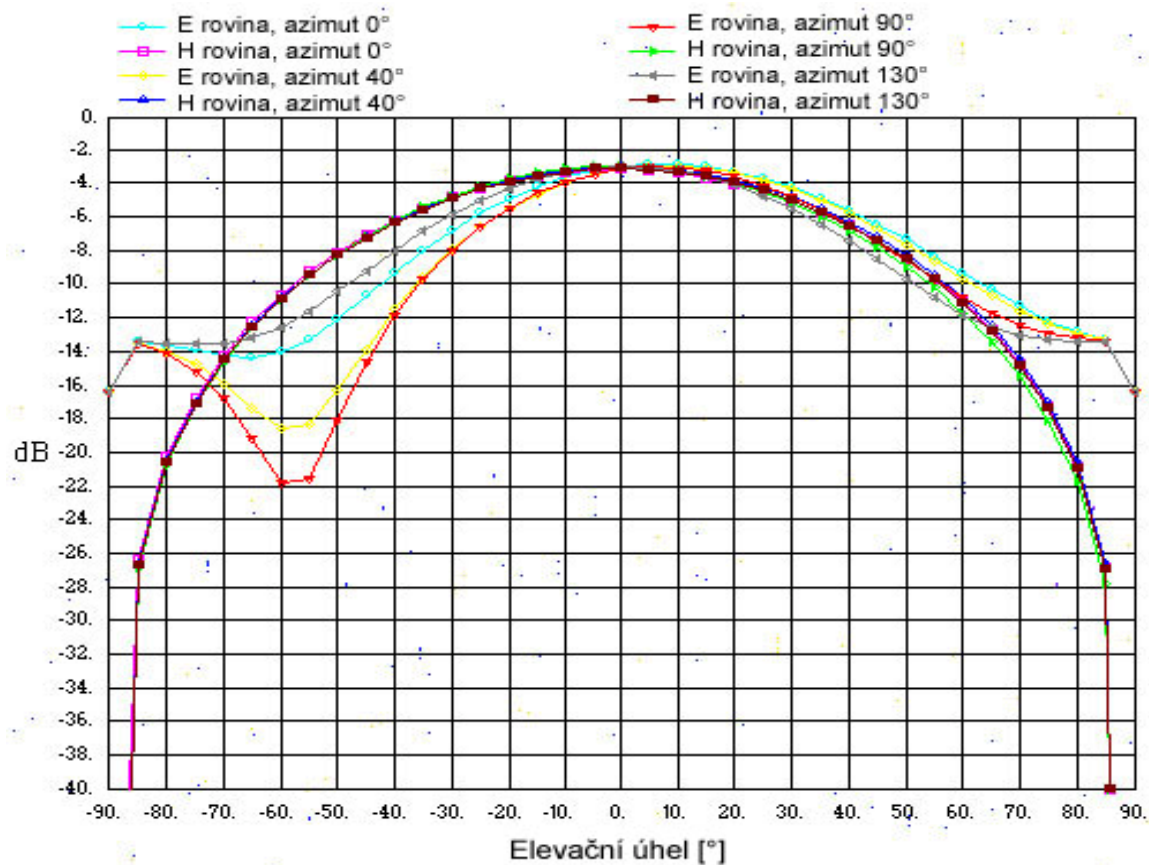
7.6.4 Charakteristiky záření a osový poměr kruhové polarizace

Kruhová polarizace se posuzuje osovým poměrem, lze ale také kontrolovat úrovně záření v elevacích jednotlivých azimutech patche. Tyto průběhy znázorňuje obrázek 7.12 pro L patch a 7.13 pro S patch. Kontrolované úrovně byly ve čtyřech rovinách azimutu: 0° , 40° , 90° a 130° a zobrazeny jsou E i H složky pole. Pro kruhově polarizovanou vlnu by měly být všechny roviny stejné.

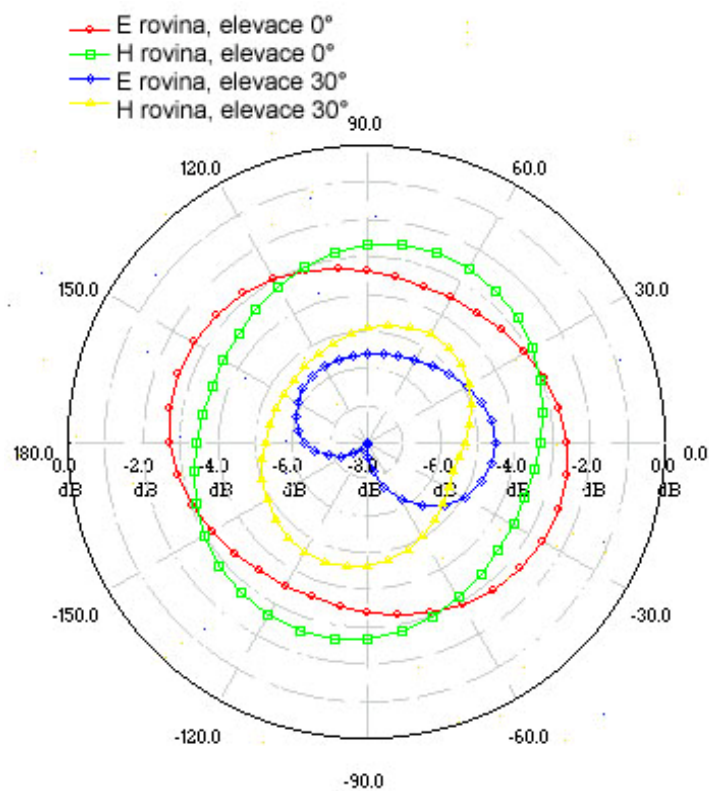
Lepší variantou podobnou osovému poměru je řez směrovou charakteristikou v rovině rovnoběžné s rovinou zemní plochy antény. Získám tím úrovně pole v jednotlivých azimutech ve směru záření patche. Charakteristika pro L patch je na obrázku 7.14 a pro S patch na obr. 7.15. Z průběhů je možné vyčíst osový poměr v E i H složce pole. Pro L patch je tento poměr pro obě složky 1 dB při elevaci 0° , pro S patch je tento poměr pro stejnou elevaci zhruba 0,5 dB.



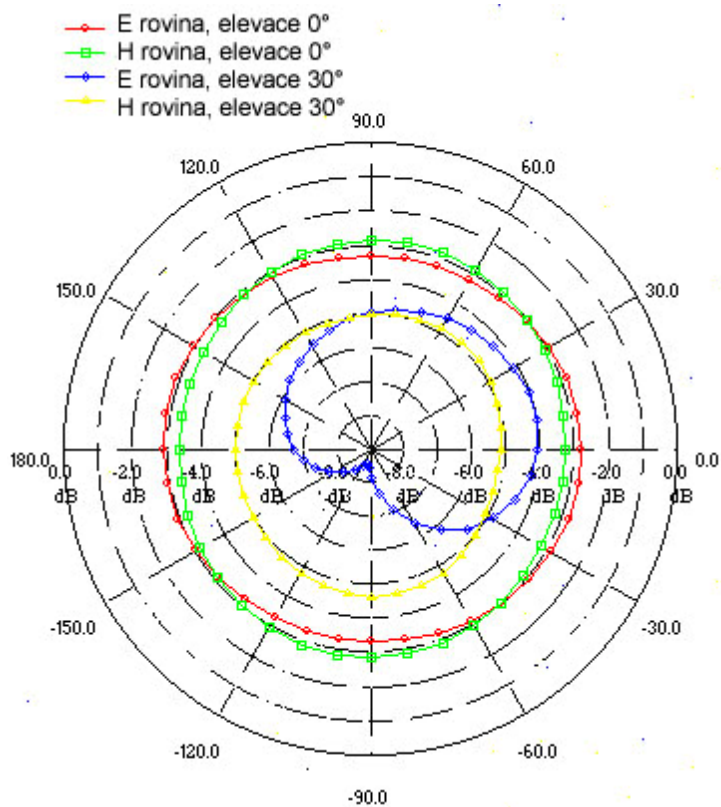
Obr. 7.12: Řezy charakteristik záření azimuty kruhově polarizovaného L patche



Obr. 7.13: Řezy charakteristik záření azimuty kruhově polarizovaného S patche



Obr. 7.14: Úrovně záření v E a H rovinách v azimutu pod elevacemi 0° a 30°. L patch kruhově polarizovaný, kapacitně kompenzovaný



Obr. 7.15: Úrovně záření v E a H rovinách v azimutu pod elevacemi 0° a 30°. S patch kruhově polarizovaný, kapacitně kompenzovaný

7.7 Uspořádání do sloupcové sestavy

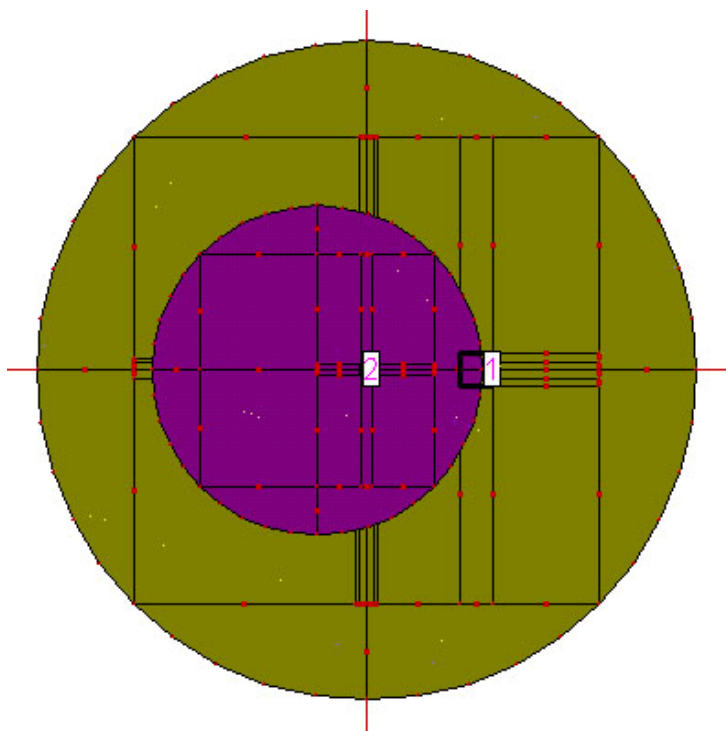
Tímto uspořádáním se myslí sestavení patchů nad sebe. Touto konfigurací se zabývala kapitola 5 a vybrala určitý způsob napájení. Přívody každého z patchů budou zvlášť. Umožní to nezávislý provoz v obou pásmech.

7.7.1 S patch napájen přes střed L patche

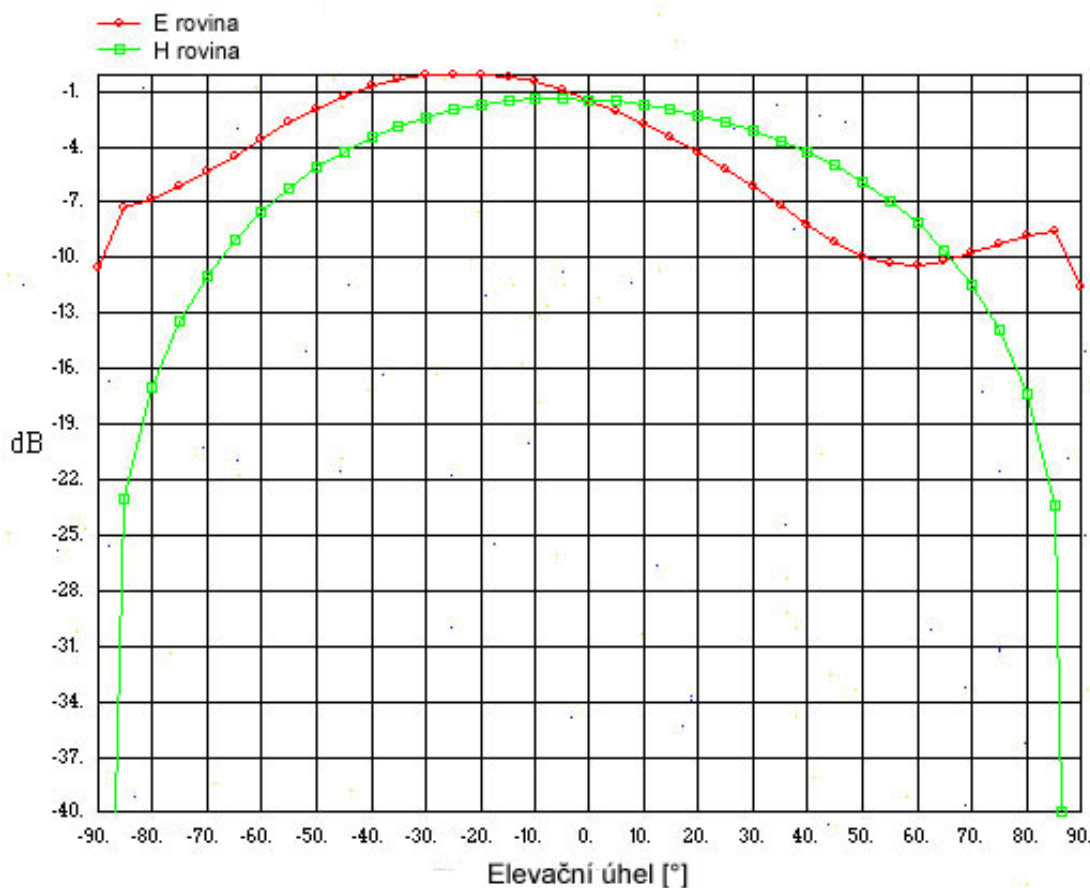
V kapitole 5 bylo poznamenáno, že napájecí přívod horního patche by měl procházet místem s nulovým proudem, tedy středem patche. Toto provedení bude využito i v tomto případě, pak ovšem dojde k tomu, že patche nebudou ležet v jedné ose. Napájecí přívod S patche prochází středem L patche. Budu sledovat zda nedochází ke změnám nebo ovlivnění obou patchů, nejprve při lineární polarizaci. Model soustavy z editoru MGRID je na obr.7.16, jsou tam patrné segmenty do nichž jsou rozděleny.

V impedančních průbězích jsem žádné velké změny nezaznamenal, co mě však překvapilo byly charakteristiky záření S patche (obr. 7.17). Jejich průběh je zejména E složky je zřetelně degenerovaný a lalok navíc vychýlený. Charakteristiky L patche zůstaly netknuty, ale tato konfigurace se nehodí, díky charakteristikám S patche, pro ozáření paraboly.

Vliv nesouososti patchů na charakteristiky jsem nepozoroval, neboť i pro souosé patche uspořádané nad sebou jsou charakteristiky horního patche stejně degenerované.



Obr. 7.16: Sloupcová sestava patchů, napájení S patche prochází středem L patche.



Obr. 7.17: Charakteristiky záření S patche, napájeného středem L patche, ve sloupkové sestavě

7.7.2 Stíněné napájení S patche

Abych navrátil charakteristiky záření do původní podoby (viz obr. 7.3), rozhodl jsem se pro jiný způsob konstrukce napájení. Patche zůstanou v ose nad sebou a stínící vodič napájení S patche nezačnu v zemní desce, ale přivedu až do L patche. V podstatě, na souřadnicích napájení S patche, zkratuji L patch se zemí. Zkratujícím vodičem je trubička, jejímž středem provedu koaxiální sondu, která vede do horního patche. Tato trubička však nesmí způsobovat další impedanční nepřizpůsobení S patche. Její vnitřní průměr musí korespondovat s průměrem koaxiální sondy, neboť celá tato soustava tvoří koaxiální vedení a podle něj musí být rozměry voleny. Pro impedanci koaxiálního vedení platí:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{r_{vi}}{r_{vn}} \right) \quad (7.3)$$

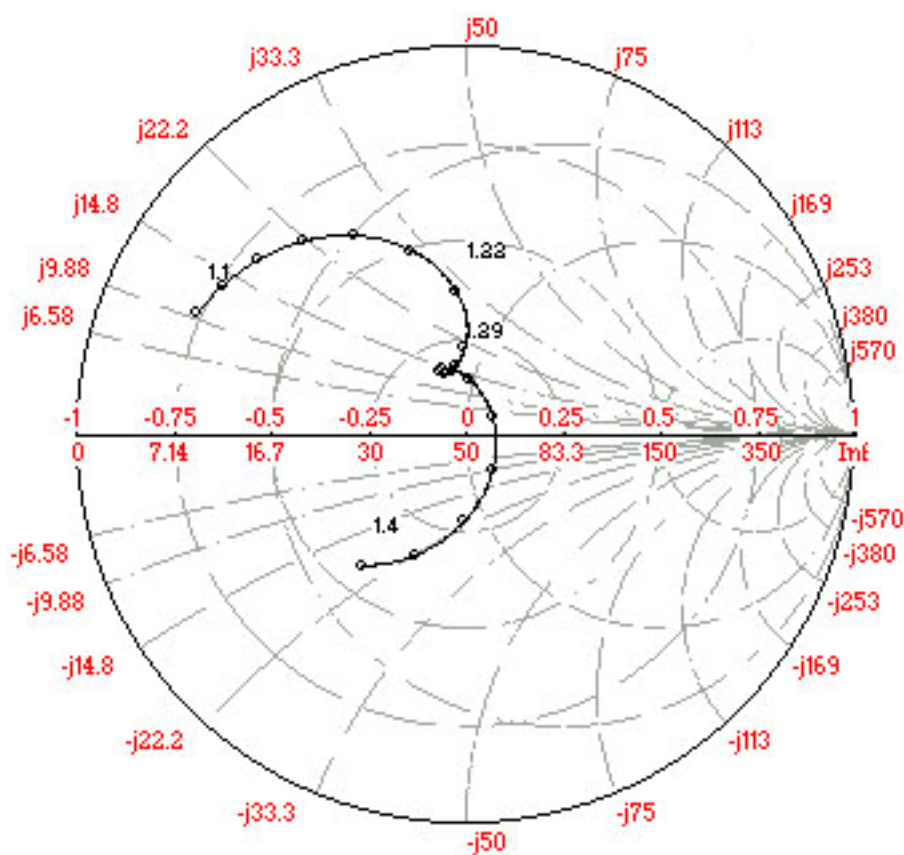
kde r_{vi} je poloměr vnitřního vodiče a r_{vn} je vnitřní poloměr vnějšího vodiče. Poloměr vnitřního vodiče je už dán $r_{vi} = 1$ mm a z toho pro impedanci 50 Ω je vnitřní poloměr vnějšího vodiče $r_{vn} = 2,3$ mm.

Tímto provedením se změní rozložení proudů na L patchi a změní se i jeho vstupní impedance. Z_{s11} parametrů lze sledovat snížení hodnoty vstupní rezistance a zvýšení reaktance, po této úpravě, zatímco špička v diagramu a tedy i kruhová polarizace zůstávají (obr. 7.18). L patch je třeba znovu přizpůsobit. Napájecí přívod se nyní nachází na souřadnicích: -22;22 mm a kompenzační kapacita má poloměr 10,5 mm. U S patche ke změnám nedochází.

Ve sloupcové sestavě nedochází k takřka žádným impedančním změnám a charakteristiky záření obou patchů nejsou nikterak ovlivněny. Napájecí body jsem volil tak, aby vznikla levotočivá polarizace, výřezy u obou patchů mají stejnou orientaci. Uspořádání celé struktury znázorňuje obrázek 7.19.

Veškeré důležité informace o velikostech patchů, souřadnicích napájení a dosažených výsledcích shrnuje tabulka 7.4.

Tato struktura splňuje všechny požadavky zadání.

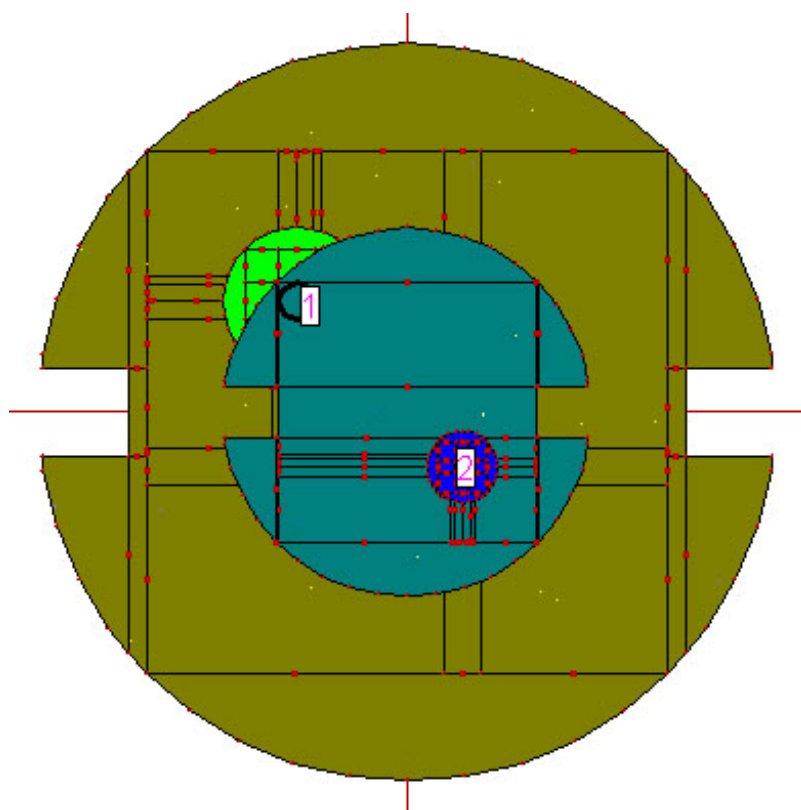


Obr. 7.18: Průběh s_{11} parametrů L patche po vytvoření napájecí průchodky S patche

Tab. 7.4: Shrnující informace o sloupcové sestavě patchů

parametr	L patch	S patch
rezonanční poloměr a [mm]	60	30
výška dielektrika h [mm]	9	7
délka strany výřezu v [mm]	14,3	8,3
souřadnice napájení $x; y$ [mm]	-22; 22	9; -9
průměr napájecího přívodu	6	2
napájecí průchodka S patche	*	-
poloměr kondenzátoru r [mm]	10,5	5,8
vstupní impedance $R + jX$ [W]	51 +j2	50,4 -j1
ztráty kruhové polarizace [dB]	-0,007	-0,02
potlačení signálu druhého pásma S_{21} [dB]	-17	-25

* napájecí průchodka S patche je mezi L patchem a zemní deskou. Její vnitřní průměr je 4,6 mm, vnější 6 mm.



Obr. 7.19: Sloupcová sestava patchů, kapacitně přizpůsobená, napájení horního patche prochází stíněným vodičem mezi zemní deskou a L patchem

7.7.3 Mechanické úpravy

Návrh již odpovídá zadání, ale rozhodl jsem se ještě pro malé úpravy. Vzhledem k tomu, že uprostřed patchů je nulové elektrické pole, lze patche v tomto místě vodivě spojit.

Oba patche jsou tak trvale připojeny na zem, což jednak zvyšuje mechanickou pevnost soustavy a jednak chrání připojeného zařízení (přijímače, vysílače) před elektrickými výboji.

Tento spoj představují hliníkové trubičky o vnějším průměru 8 mm a vnitřním 6 mm. V patchích jsou vyvrtány otvory o průměru 6 mm. Mezi patche a zemní plochu se vloží trubičky stejně vysoké jako je výška dielektrika patchů a celá sestava se stáhne šroubem M6.

Při simulacích jsem zjistil, že se po této úpravě musí zvětšit rezonanční velikost S patche na poloměr 31 mm, u změn dochází také u velikostí výřezů pro kruhovou polarizaci a taktéž je třeba oba patche znovu přizpůsobit. Charakteristiky záření zůstávají neovlivněny, ale izolace signálu L pásma v S patchi klesne. Výsledky a hlavní rozměry, jako v předchozím případě zachycuje tabulka 7.5.

Tuto strukturu jsem se rozhodl realizovat a případné její nedostatky odstranit až během série měření.

Tab. 7.5: Shrnující informace o sloupcové sestavě patchů s kovovým středem

parametr	L patch	S patch
rezonanční poloměr a [mm]	60	31
výška dielektrika h [mm]	9	7
délka strany výřezu v [mm]	14	8,6
souřadnice napájení $x; y$ [mm]	-22; 22	9; -9
průměr napájecího přívodu	6	2
napájecí průchodka S patche	*	-
poloměr kondenzátoru r [mm]	10,5	6,6
vstupní impedance $R + jX$ [W]	50,9 +j0,3	50,5 +j0,3
ztráty kruhové polarizace [dB]	-0,03	-0,02
potlačení signálu druhého pásma S_{21} [dB]	-12	-13

8 Realizace

Předchozí kapitola se týkala simulací a výsledků, kterých se za jejich pomoci dosáhlo. Simulace sledávám výborným poznávacím nástrojem, pro pochopení chování daného typu antény. Navrženou strukturu je teď třeba realizovat. V této kapitole bude popsána konstrukce, naměřené hodnoty a prováděné úpravy.

8.1 Volba konečné velikosti země

Při konstrukci ozařovače již nelze použít nekonečnou zem jak tomu bylo při simulacích. Zde se již musí spokojit s konečnou velikostí země. Ta by měla být dostatečná na to, aby nezpůsobila změny vyzařování patche a přitom dostatečně malá, aby příliš nezastiňovala ústí paraboly. Pro velikosti zemních ploch antén nejsou dány žádná pravidla, obvykle se požadují rozměry 0,7 násobku vlnové délky, nebo v případě mikropáskových antén 1,3 násobku maximálního rozměru. Tato velikost zemní plochy by neměla způsobit žádné, či minimální změny.

Velikosti zemní plochy mohu určit pro obě kritéria:

$L = 23,62 \text{ cm}$ ($f = 1270 \text{ MHz}$) průměr zemní plochy $z = 16,5 \text{ cm}$,

$\max = 12 \text{ cm}$ (průměr L patche) průměr zemní plocha $z = 15,6 \text{ cm}$.

Volím kompromisní hodnotu, $z = 16 \text{ cm}$, průměru kruhové zemní plochy. Tato zemní plocha je zemí L patche, zemí S patche je samotný L patch. Jeho velikost nelze měnit, protože odpovídá rezonanční frekvenci.

V simulacích je možné zadat konečnou velikost země, výpočet se ale tak prodlužuje, proto jsem většinou počítal s nekonečnou zemí. V několika případech, kdy jsem konečnou zem volil, jsem nezjistil žádné velké rozdíly. Docházelo k minimálním změnám impedance v rozsahu $\pm 5 \text{ W}$, jak v reálné tak i imaginární části.

8.2 Výroba a montáž

Realizoval jsem strukturu podle návrhu z předchozí kapitoly. Vyrábějí se tyto součásti: zemní deska, L patch, S patch, distanční trubičky, napájecí trubičky, desky kondenzátorů, napájecí průchodka S patche.

K sestavení se potřebuje: přírubový N konektor pro napájení L patche, přírubový SMA konektor pro S patch, plastové distanční sloupky s vnitřním závitem a k tomu odpovídající plastové šroubky, šroub $M6$ s matkou a podložkami, čtyři šroubky $M3$ s matickami a

podložkami k připevnění N konektoru a čtyři dostatečně dlouhé (15 mm) šroubky M2 (s matkami a podložkami) k připevnění SMA konektoru a zajištění napájecí průchodky.

Patche jsou vyrobeny z hliníkového plechu tloušťky 1,5 mm. Výřezy jsou menší (výřezy pro kruhovou polarizaci), aby jejich zvětšováním šlo doladit kvalitní kruhovou polarizaci. Kdyby simulace neodpovídala skutečnosti a výřezy už byly příliš velké, nešlo by s patchem už nic dělat. Takto je bude moci zvětšovat a kontrolním měřením se zjistím jejich správnou velikost.

K dodržení výšek dielektrik slouží distanční trubičky a na okrajích patchů distanční nylonové sloupky (ve 2/3 poloměru patchů v rozestupech 120°) s vnitřním závitem M3. Ty jsou zajištěny plastovými polykarbonátovými šroubky.

Mezi L patchem a zemní deskou je na pozici napájení S patche již zmíněná stíněná napájecí průchodka. Její vnitřní průměr je 4,6 mm, vnější 6 mm. Na tuto velikost jsou v L patchi a zemní desce připraveny otvory. Průchodka má vytvořené osazení se čtyřmi otvory, které odpovídají připevňovacím otvorům SMA konektoru.

Na pozicích napájení patchů jsou vyvrtané otvory, aby se koaxiální sonda mohla připojit do napájecích kondenzátorů nad patchi. Poloměr otvorů je o milimetr větší, než je poloměr koaxiální sondy, to proto aby nedošlo k jejich styku.

Na sondy konektorů se zhotoví nastavovací trubičky. V případě N konektoru je třeba dosáhnout průměru 6 mm a délky 11 mm (sonda konektoru má průměr 2,2 mm a délku 5 mm), u SMA konektoru je průměr 2 mm a délka 22,5 mm (sonda konektoru má průměr 1,3 mm a délku 6 mm). U nastavovací trubičky N konektoru jsem na straně konektoru výrazně srazil hranu, aby mezi ní a sondou konektoru vznikl plynulý přechod.

Desky kondenzátorů jsou zhotoveny na desce kuprexitu FR4. Jejich velikost se přepočítá z kapacity vzduchových kondenzátorů použitých v simulaci. Použije se vztah pro výpočet kapacity deskového kondenzátoru, od celkové plochy kruhu se odečte plocha (průřez) koaxiální sondy a určí se výsledná kapacita. Podle stejného pravidla (odečíst plochu přívodu) se kapacita přepočte na materiál FR4 ($\epsilon_r = 4,5$).

Jednotlivé výkresy jsou ve výkresové dokumentaci. V nich jsou však již zaneseny změny (ke kterým teprve přijdu), a proto tam uvedené napájecí pozice a tvary desek kondenzátorů neodpovídají konečnému stavu. Pro orientaci v rozměrech může sloužit tabulka 7.5 z minulé kapitoly.

Postup montáže je následující. Nejprve se přilepí epoxidovým dvousložkovým lepidlem kondenzátory, tak aby lícovaly s napájecími otvory na desce patche. Poté se připájí napájecí kolíky na konektory. N konektor se přišroubuje na správnou pozici k zemní desce. K L patchi se připevní distanční sloupky pro oba patche. Připraví se napájecí průchodka pro

S patch a distanční trubička L patche. Obě součásti se vloží na správná místa mezi L patch a zemní desku. K zemní desce se přes L patch a napájecí průchodku připevní SMA konektor. Ze strany zemní desky se přichytnou distanční sloupky plastovými šroubky. Přiletuje se napájecí trubička N konektoru k desce kondenzátoru. Přiloží se S patch s distanční trubičkou a zajistí se plastovými šroubky k distančním sloupkům. Přiletuje se napájecí trubička SMA konektoru k desce kondenzátoru S patche. Střed sestavy se stáhne šroubem M6.

8.3 První měření

Měření proběhlo na vektorovém obvodovém analyzátoru firmy Hewlett-Packard HP 8408B, který je k dispozici v laboratoři mikrovlnné techniky na ÚREL.

Měří se s_{11} parametry obou patchů a izolace signálu L pásma do S patche (s_{12} na frekvenci L pásma). S_{11} parametry lze za pomoci vztahů například v literatuře [8] přepočítat na impedanční hodnoty:

$$z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}, \quad (8.1)$$

kde $r = s_{11}$ je činitel odrazu a $z = Z / Z_0$ je normovaná impedance, Z je výsledná impedance a Z_0 je charakteristická impedance připojeného vedení. Veličiny mohou nabývat komplexního rozměru. K přepočtu je také možné využít modul MODULA programu IE3D. Formát výsledků vektorového analyzátoru je kompatibilní s formátem souboru s parametry IE3D, které MODULA zobrazuje.

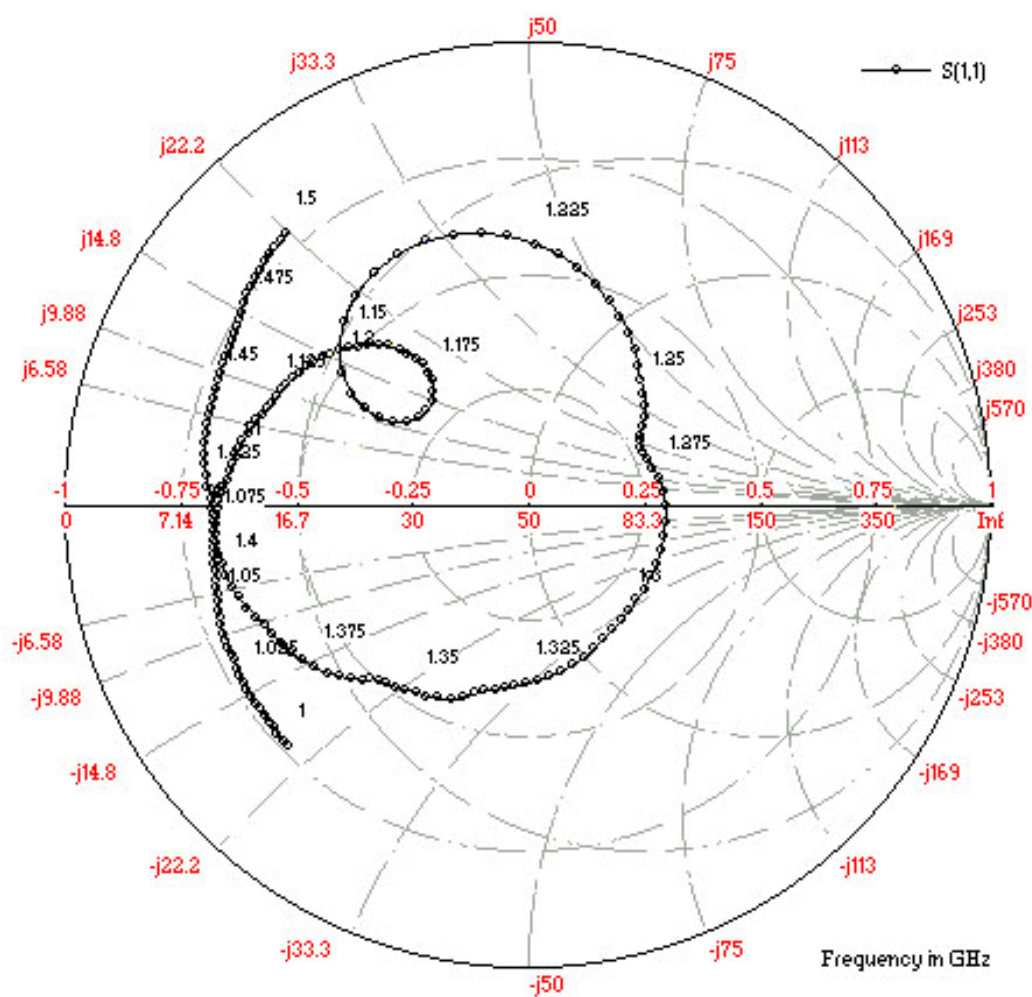
Před měřením se přístroj na daném kmitočtu zkalibruje. K tomu se použije kalibrační zátěž (zkrat, nebo otevřený konec). Ve větším kmitočtovém rozsahu ale nebývá hodnota kalibrační zátěže konstantní, a proto je její průběh důležitý při přesné interpretaci výsledků. Na jednotlivých frekvencích se o tuto hodnotu upravuje naměřený průběh. Například pro kalibrační zkrat se dělí měřený modul proti kalibračnímu a k měřené fázi se přičítá hodnota 180 a odčítá hodnota kalibrační fáze s_{11} parametrů (zkrat má ideálně modul 1 a fázi 180°).

8.3.1 S_{11} parametry L patche

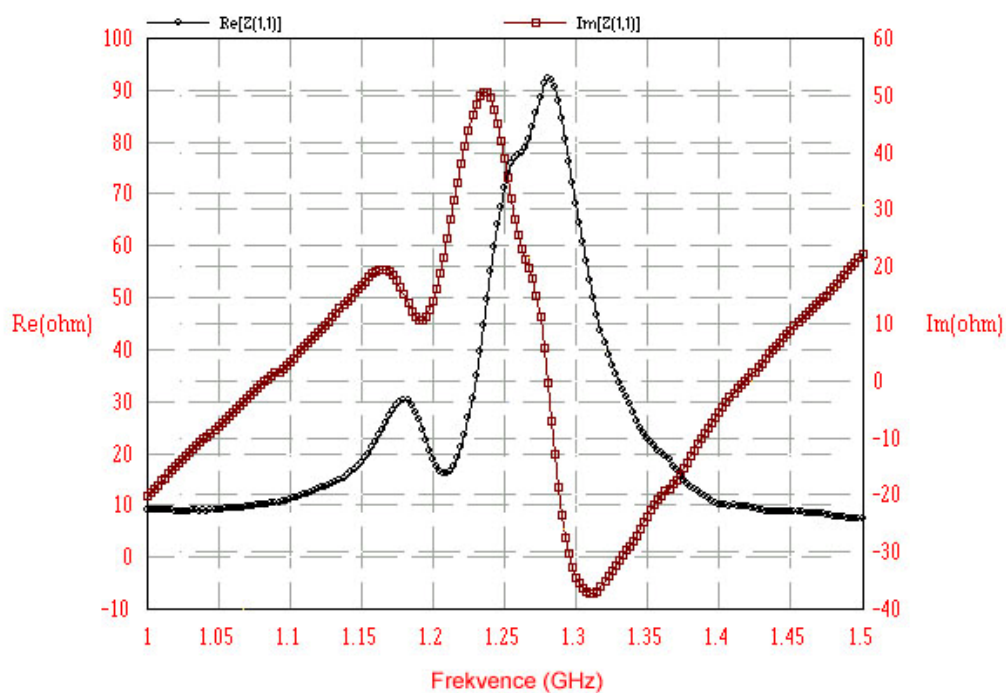
Měřil jsem v rozsahu 1 až 1,5 GHz, výsledné závislosti jsou na obr. 8.1 a obr. 8.2. Tyto průběhy nejsou korigovány vůči kalibrační zátěži (zkrat). Dopustí se tím sice chyby, ale ta je v okolí sledovaného kmitočtu 2,4 GHz minimální.

Z průběhů je patrné, že rezonance nastává na požadované frekvenci 1270 MHz. Reálná část impedance však neodpovídá hodnotě získané simulací. Imaginární část není dokonale kompenzována. Špička ve Smithově diagramu není příliš výrazná, proto se zvětší

výřezy v patchi. Při konstrukci byly vytvořeny úmyslně menší, protože je lze jednoduše upravit (zvětšit). Největším problémem je špatné přizpůsobení patche.



Obr. 8.1: Průběh s_{11} parametrů L patche ve Smitově diagramu



Obr. 8.2: Průběh reálné a imaginární složky impedance L patche

8.3.2 S_{11} parametry S patche

Měřil jsem v rozsahu 2 až 3 GHz, výsledky nejsou korigovány vůči kalibrační zátěži (otevřený konec).

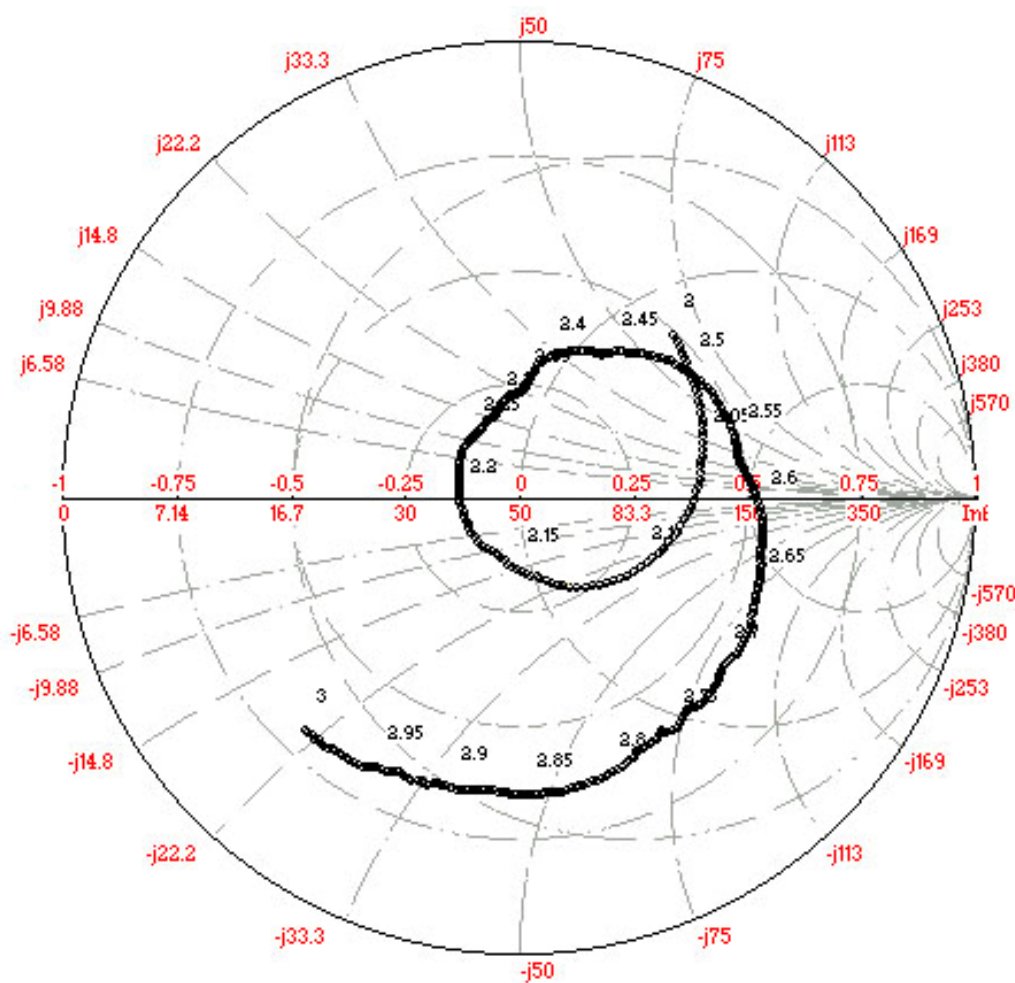
Před vykreslením těchto parametrů se musí provést jejich úprava. Tyto získané hodnoty jsou totiž ovlivněny napájecí průchodkou. Fáze je proto posunuta o hodnotu elektrické délky průchodky na daném kmitočtu. Proto se musí tato délka odečíst od získané fáze s_{11} parametrů. Elektrická délka se rovná změně fáze signálu na dráze počátek-konec průchodky na daném kmitočtu:

fyzická délka průchodky: $l = 12 \text{ mm}$

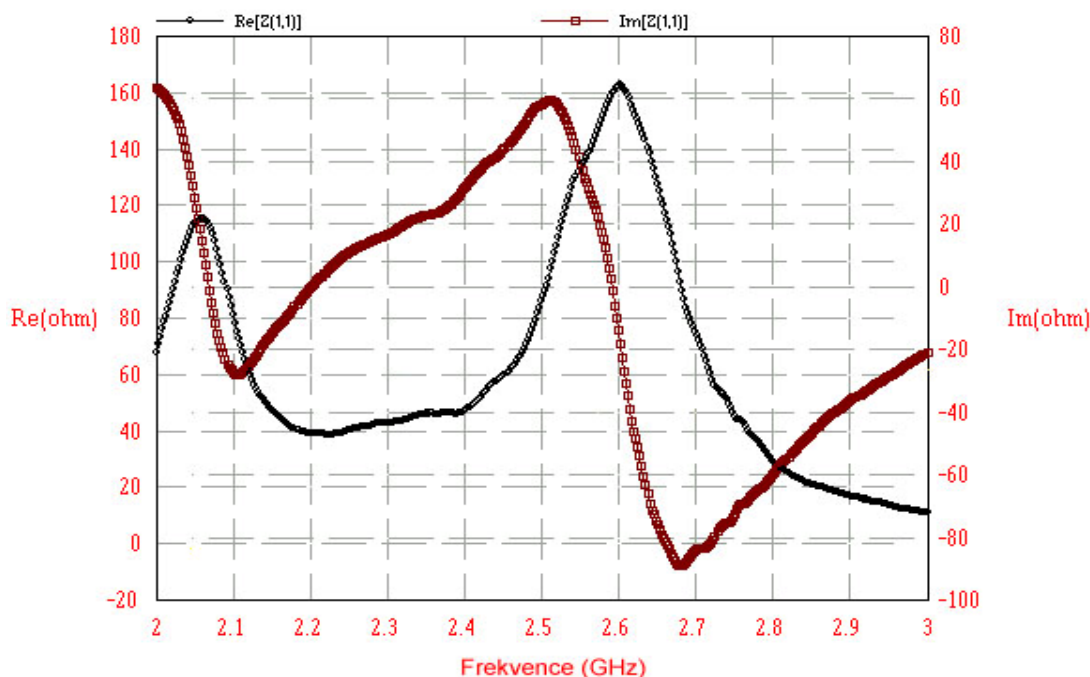
(výška dielektrika 12 mm, 1,5 mm tloušťky desek patche a zemní desky),

elektrická délka průchodky: $x = 34,6^\circ$ na kmitočtu 2,4 GHz.

Výsledné parametry viz obr. 8.3 a 8.4. Průběhy nejsou zřejmé, nepatrná špička se vs Shmitově diagramu tvoří na kmitočtu 2,3 GHz. Patch není na pracovní frekvenci přizpůsoben, reálná složka impedance je malá, imaginární je překompenzovaná – kapacita kondenzátoru se musí snížit.



Obr. 8.3: Průběh s_{11} parametrů S patche ve Smithově diagramu



Obr. 8.4: Průběh reálné a imaginární složky impedance S patche

8.3.3 Izolace signálů

Zde mě zajímala zejména izolace signálu L pásma, neboť v L pásmu se bude vysílat a netlumený výkon by zničil citlivé vstupní díly S přijímače. Proto musí být izolace co největší.

Po měření bylo zřejmé že je izolace nedostatečná, protože na pracovní frekvenci L pásma dosahovala pouze hodnoty 8 dB. Tato hodnota je nízká a musí se zvýšit.

8.3.4 Provedené úpravy

Důvodem tak nízké izolace signálu L pásma je, jak již bylo ukázáno v simulacích (viz kapitola 7.7.3), kovový vodivý střed soustavy. V simulacích byla hodnota izolace -13 dB, ta už sama osobě není příliš vysoká a její další snížení je nežádoucí. Proto provedu úpravu a odstraním kovový střed, čímž se izolace zvýší. Změním tak i rezonanční frekvenci patche, a proto se musí změnit jeho rezonanční rozměry, poloměr se sníží na 30 mm.

U L patche zvětším výřezy jednak proto, že při výrobě byly záměrně vytvořeny menší, a navíc po odebrání kovového středu se podle simulací musí také mírně zvětšit. Úpravou jsem získal rozměry výřezů 15×14 mm. Přizpůsobení patche měnit nebudu. Podobně zvětším výřezy u S patche na rozměry 9×7 mm. Jeho velikost teď přibližně odpovídá předpokládaným hodnotám (viz Tab. 8.1). Provedu kontrolní měření.

Tab. 8.1: Velikosti výřezů způsobující kruhovou polarizaci

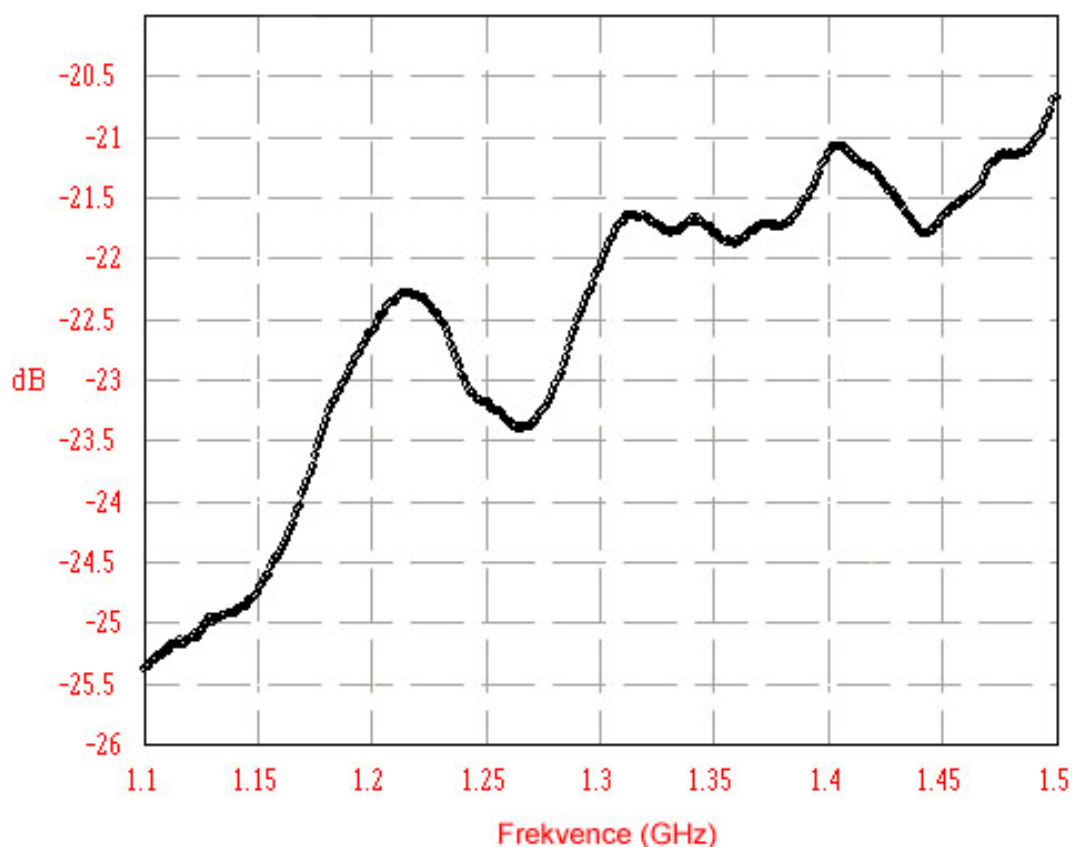
parametr	L patch		S patch	
	simulace	skutečnost	simulace	skutečnost
délka strany výřezu v [mm]	14,3	15 x 14	8,4	9 x 8
plocha obou výřezů S [mm ²]	409	420	141,1	144

8.4 Kontrolní měření

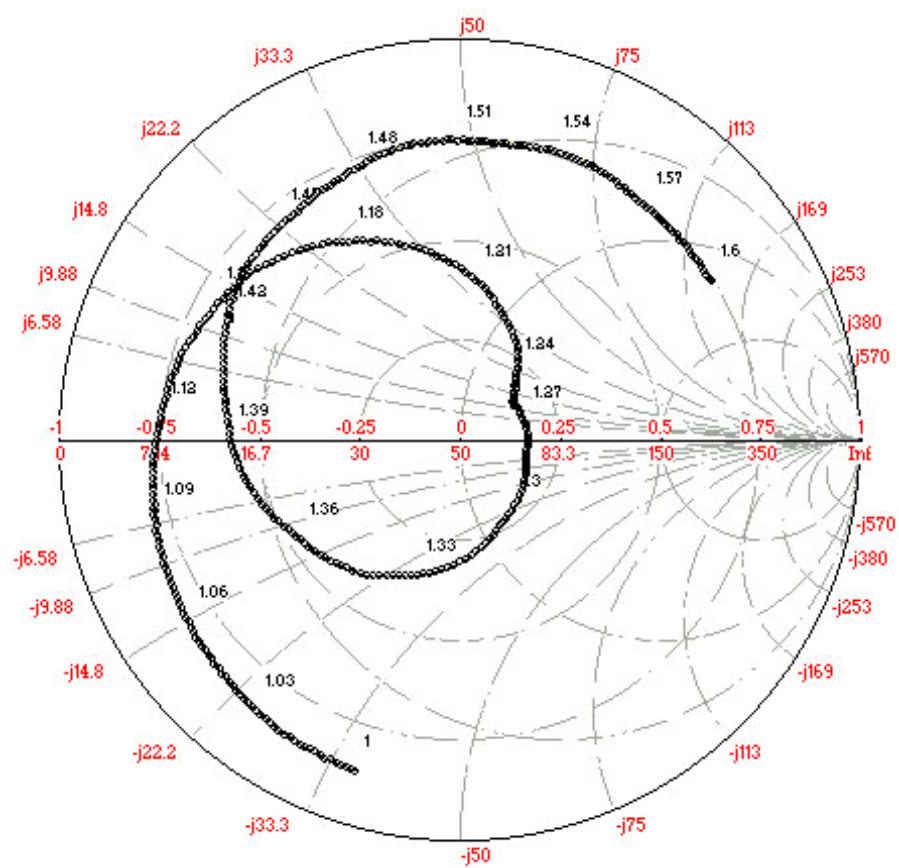
Měření probíhalo na stejném přístroji jako minule. Rozsah kmitočtů byl pro L patch 1 až 1,6 GHz, pro S patch 2 až 3 GHz. Průběh s_{11} parametrů L patche je korigován vůči kalibrační zátěži. Zajímala mě především izolace signálu L pásma v S patchi (obr. 8.5), a s_{11} parametry obou patchů (obr. 8.6 L patch a obr. 8.7 S patch).

Izolace signálů se tímto zásahem velmi zlepšila a dosahuje -23dB , což už je dostatečná hodnota (shoduje se také se simulací). Průběhy s_{11} parametrů se změnily, reálná část impedance klesla. L patch je nyní lépe přizpůsoben, S patch hůře. Polohy špiček ve Shmitově diagramu zůstávají, u L patche na požadovaném kmitočtu a u S patche o 100 MHz níž. Není jasné co takové posunutí způsobilo a nezbývá než experimentovat.

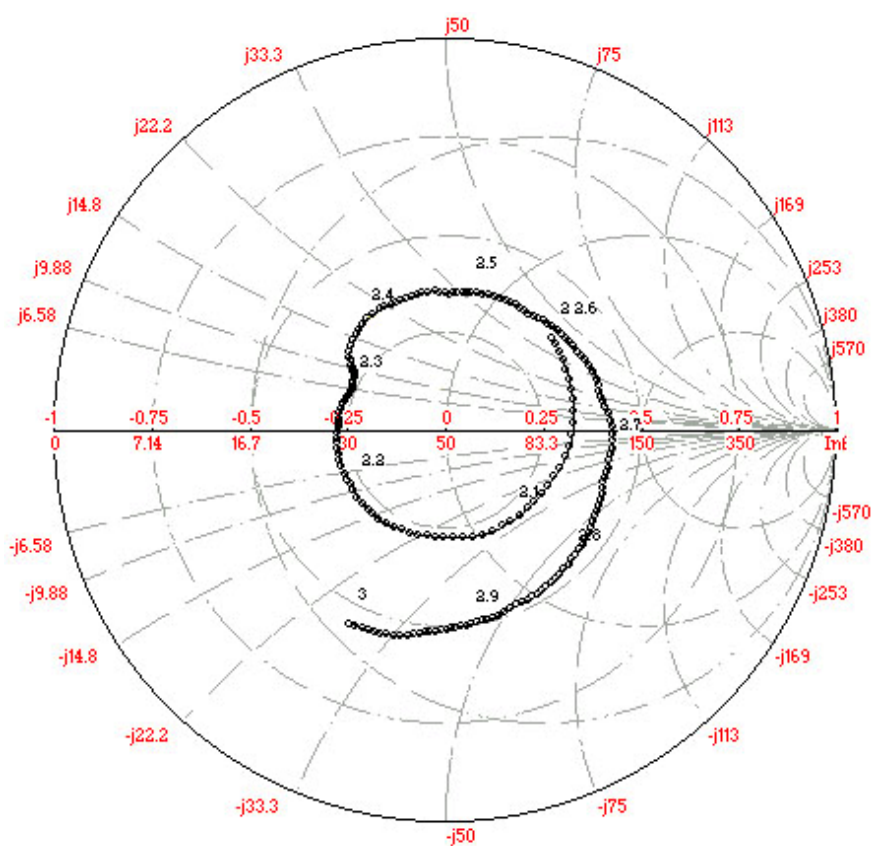
Dále jsem zjistil, že distanční nylonové sloupky ovlivňují u S patche rezonanční kmitočet zhruba o 40 MHz, ve smyslu snížení rezonanční frekvence.



Obr. 8.5: Izolace signálu L pásma v S patchi, soustava bez kovového středu



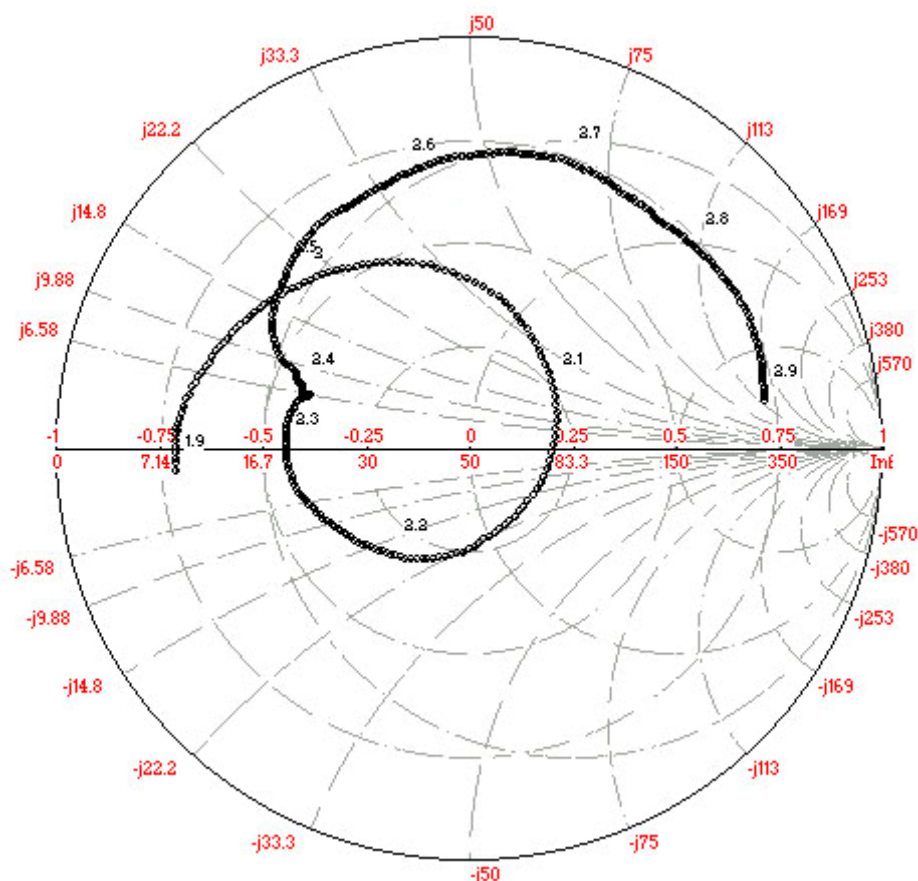
Obr. 8.6: Průběh s_{11} parametrů L patche ve Smithově diagramu



Obr. 8.7: Průběh s_{11} parametrů S patche ve Smithově diagramu

8.5 Změna rezonančních rozměrů S patche

S patch nerezonuje na správné frekvenci. Rozhodl jsem se provést jeho úpravu, abych zvýšil rezonanční kmitočet. To jsem provedl snížením výšky dielektrika patche. Optimální výšku, kdy rezonanční kmitočet blížil 2,4 GHz, byl pro výšku $h = 5$ mm. Shmitův diagram zobrazující s_{11} parametry pak vypadal následně (obr. 8.8). Špička určující kruhovou polarizaci se vytváří na kmitočtu blízkém 2,4 GHz, impedance ale není přizpůsobena.



Obr. 8.8: Průběh s_{11} parametrů S patche ($h = 5$ mm) ve Smithově diagramu

8.6 Měření osového poměru a charakteristik záření

Měření probíhalo v bezodrazové komoře firmy ERA Pardubice. Měřil se osový poměr antény (elipticita) a charakteristiky záření.

8.6.1 Měření elipticity

Elipticita se měří v určitém rozsahu kmitočtů proti lineárně polarizované anténě (tou byl trychtýř). Ozařovač se připevní na stojan, který umožňuje jeho otáčení kolem vlastní osy. Volí se řezy v několika azimutech v rozsahu 0° až 180° a měří se intenzita záření na jednotlivých kmitočtech. Tyto výsledky zakresluje souřadnicový zapisovač. Nejmenší

elipticita kruhově polarizované vlny se nalezne ze zakreslených průběhů v místě, kde se všechny křivky protínaly. To proto, že na kmitočtu kruhové polarizace, jsou stejné intenzity záření ve všech azimutech. Tím se nalezne kmitočet s nejlepší kruhovou polarizací, respektive s jejím nejmenším osovým poměrem.

Průběhy ze zapisovače se doplní měřítka obou os. Frekvenční osa se oceňuje podle měřeného kmitočtového rozsahu, na ose úrovní je měřítka 5 cm ~ 10 dB. Vykreslené průběhy jsou v příloze A.

U L patche se měřilo v rozsahu 1,17 až 1,37 GHz. Nejmenší osový poměr 1 dB se nachází na kmitočtu 1,26 GHz.

U S patche se měřilo pro dvě různé výšky dielektrik. Poprvé pro výšku $h = 7$ mm, kde se nalézá nejmenší elipticita 2 dB na kmitočtu 2,28 GHz a podruhé s menší výškou dielektrika $h = 5$ mm, kde nejmenší osový poměr je 1,5 dB na kmitočtu 2,38 GHz.

Toto měření potvrdilo vznik kruhově polarizované vlny, její kmitočet ovlivnit změnou rezonančních rozměrů patche (zde výškou dielektrika) a provést tak doladění na správný kmitočet. Potvrdilo se, že lze určit kruhovou polarizaci z pozice špičky průběhu s_{11} parametrů ve Shmitově diagramu.

8.6.2 Měření charakteristik záření

U antén se měří charakteristiky záření ve dvou kolmých rovinách E a H. Ty představují úrovně záření obou složek pole v závislosti na elevaci antény. Toto měření lze provést u lineárně polarizované antény. U kruhově polarizované antény nelze toto měření (obou rovin zvlášť) provést, protože existují dva navzájem kolmé vektory elektrických a magnetických složek polí.

Měřená anténa se umístí na točnu tak, aby její fázovým středem procházel osou otáčení. Při nedodržení této podmínky by měla směrová charakteristika antény vychýlený lalok. Ke správné indikaci umístění antény ve fázovém středu slouží fázový diagram, který zobrazuje změny fáze v závislosti na elevaci antény. Fázový diagram by měl být konstantní pro šířku hlavního laloku. Měřily se charakteristiky záření ve dvou kolmých rovinách ozařovače (výřezy svisle a vodorovně), vždy pro dvě roviny polarizace měřící antény. Změnu polarizace měřené antény vždy doprovází změna fáze ve fázovém diagramu o 90° , ta nastává právě k vůli změně polarizace.

Naměřené charakteristiky pro L patch jsou v příloze B, měření probíhalo na kmitočtu 1,27 GHz, zobrazují je obrázky B.1 až B.8. Pro S patch s výškou dielektrika $h = 5$ mm jsou charakteristiky také v příloze B na obrázcích B.9 až B.16 měřené na frekvenci 2,38 GHz. U obou patchů jsou zobrazeny nejprve charakteristiky měřené pro vodorovnou orientaci výřezů.

Ty se měřily pro dvě polarizace, napřed pro horizontální a pak pro vertikální. Poté jsou zakresleny charakteristiky pro svislou orientaci výřezů, měřené nejprve s vertikální a pak s horizontální polarizací měřící antény. Na jedné stránce jsou vždy průběhy amplitud a průběhy změn fáze jedné konfigurace. Po pravých stranách průběhů jsou vyznačeny kurzory a odečteny důležité úrovně. Souhrn důležitých údajů zachycuje tabulka 8.2.

Z naměřených charakteristik je patrné, že se jejich průběhy jsou podobné navrženým průběhům. Nejedná se však o tak hladké průběhy jako v simulacích. V průbězích jsou patrné různé poruchy a odchylky od požadovaného tvaru. Část těchto chyb mohou mít na svědomí upevňovací šroubky konektorů a plastové distanční sloupky. Každá diskontinuita mezi deskami patche totiž způsobí změnu proudového rozložení, které má vliv na charakteristiky zařízení. Některé průběhy mají také vychýlený lalok, což může způsobovat napájecí přívod. Nevýhodou také je, že patche nemají pevně definované místo s nulovým potenciálem. To se může také podílet na již zmíněném vychýlení. Ale kovový střed bylo zamítnut, protože snižuje izolaci signálů. Fázové diagramy jsou vesměs v pořádku, fáze se během hlavního laloku neměnily. Výjimkou jsou průběhy fáze číslo 1 a 6, kdy fáze konstantní nebyla. To značí na nepřesné umístění osy otáčení do fázového středu nebo posun fázového středu se změnou roviny vyzařování, při změnách polarizace nebo změnám orientace ozařovače. S těmito změnami docházelo ke změnám fáze přibližně o 90°.

Tab. 8.2: Souhrn důležitých naměřených údajů pro jednotlivé konfigurace měření

číslo průběhu	patch	orientace výřezů	měřená polarizace	šířka laloku *)	vychýlení laloku	fáze pro přímý směr
1	L	vodorovně	H	126°	-8°	-10°
2		vodorovně	V	154°	5°	-80°
3		svisle	V	144°	0°	5°
4		svisle	H	103°	20°	105°
5	S	vodorovně	H	97°	-12°	-65°
6		vodorovně	V	130°	6°	30°
7		svisle	V	123°	2°	105°
8		svisle	H	114°	5°	10°

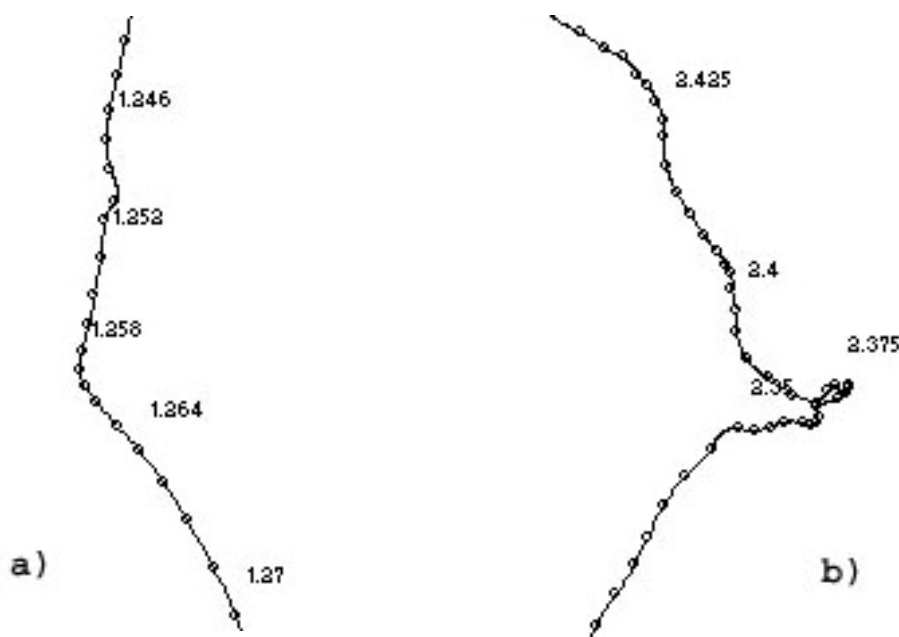
*) šířka laloku byla měřena pro pokles úrovně záření na 10 dB oproti maximu záření

8.7 Shrnující poznatky

Z měření elipticity plyne, že nejmenší osový poměr kruhových polarizací nenastává na pracovních kmitočtech, lze ale snadno posunout změnou výšek dielektrik. U L patche je

nynější kmitočet s nejmenší elipticitou na 1,26 GHz, u S patche na 2,38 GHz. To potvrzují i detailní průběhy s_{11} parametrů odečtených ze Shmitových diagramů (viz obr. 8.9).

Podle vztahů (3.11) až (3.13) jsem zjistil, že pro L patch se se změnou výšky vzduchového dielektrika o 1 mm změni rezonanční frekvence o 20 MHz. Pro S patch (2400 MHz) se pro stejnou změnu změni rezonanční kmitočet o 60 MHz. Provedená změna výšky dielektrika S patche o 2 mm (ze 7 mm na 5 mm) způsobila změnu rezonanční frekvence z 2,28 GHz na 2,38 GHz, což zhruba odpovídá teoretickému předpokladu.



Obr. 8.9: Detailní průběhy špiček s_{11} parametrů ve Shmitově diagramu:

a) L patch, b) S patch

Aby se tedy získaly minimální osové poměry pro oba pracovní kmitočty, musí se mírně změnit výšky dielektrik patchů. Pro L patch navrhuji změnu o 0,5 mm na výšku dielektrika 8,5 mm a pro S patch změnu z 5 mm na 4,7 mm.

Z hlediska impedančního přizpůsobení se napájecí bod L patche musí posunout blíže středu patche. V simulaci byla určena pozice napájení pro získání impedance 50 W na souřadnicích $x; y = -23; 23$ mm. Na této pozici jsem naměřil impedanci $70+j6$ W. Tato impedance je příliš vysoká a je ji třeba snížit. To se provede posunem napájecího přívodu do středu patche. Tento posun, podle svých zkušeností ze simulací, navrhuji na souřadnice $x; y = 19; 19$ mm. Imaginární část se upraví menší velikostí kondenzátoru.

Napájecí bod S patche se musí posunout dál ke kraji patche. Naměřená hodnota impedance na současné napájecí pozici se rovná $20,6+j6$ W. Souřadnice napájení s vstupní hodnotou 50 W by se mělo podle mých zkušeností nacházet na pozici $x; y = 12,5; 12,5$ mm.

Další změnou projdou napájecí kondenzátory. Použité desky kondenzátorů jsou plné a neumožňují změnu přizpůsobení impedance změnou kapacity. Kondenzátory zůstanou kruhové, budou však mírně větší a rozdělí se čtvercovou sítí. Doladění se provede postupným připojováním čtvercových ploch ke koaxiální sondě. Toto řešení se používá i ve VF technice a lze dosáhnout uspokojivých výsledků.

Shrnutí všech důležitých rozměrů obsahuje tabulka 8.3. Jedná se o poslední návrh, ve kterém jsou shrnuty všechny dosavadní zkušenosti. Výkresy vyráběných součástí odpovídajících současnému stavu jsou ve výkresové dokumentaci.

Tab. 8.3: Souhrn konstrukčních rozměrů patchů

parametr	L patch	S patch
rezonanční poloměr a [mm]	60	30
výška dielektrika h [mm]	8,5	4,7
délka strany výřezu v [mm]	14 x 15	8 x 9
souřadnice napájení x, y [mm]	-19; 19	12; -12
průměr napájecího přívodu [mm]	6	2
napájecí průchodka S patche	*)	-
poloměr kondenzátoru r [mm]	12	7

*) napájecí průchodka se nemění její popis viz kapitola 7.7.2

Tuto strukturu však do doby odevzdání diplomové práce nestihnu realizovat. S dosaženými výsledky se bude možné seznámit při obhajobě diplomové práce. Pak budou tyto výsledky přiloženy do volné přílohy, spolu s výkresovou dokumentací.

9 Závěr

Myslím si že tato práce splnila všechny požadavky na ni kladené. Byl navržen dvoupásmový ozařovač (1269 a 2400 MHz) parabolické antény s f/D v rozsahu 0,4 až 0,5. Tento ozařovač pracuje s kruhovou polarizací, která je v použitých pásmech pravotočivá.

K řešení bylo použito „patchových“ antén kruhového typu, které byly sestaveny do sloupcové sestavy. Vzájemné oddělení obou signálů dosahuje uspokojivých hodnot a je tak možný i současný provoz v obou pásmech.

K získání kruhové polarizace bylo využito poruchových segmentů, které rozladí frekvenční odezvu patche. Patche byly impedančně přizpůsobeny za pomoci vazebního kondenzátoru a provedla se jejich konstrukce.

Naměřené údaje vedly k několika konstrukčním úpravám a sérii měření, které vyústilo k řešení, jež splňovalo všechny požadavky zadání. Výsledná konstrukce je mechanicky jednoduchá a snadno realizovatelná. Použitým materiálem je hliník. Vyhotoveny byly dva kusy, přičemž již první mechanická konstrukce dosahuje použitelných parametrů, ve druhé se jen dále zlepšuje impedanční přizpůsobení.

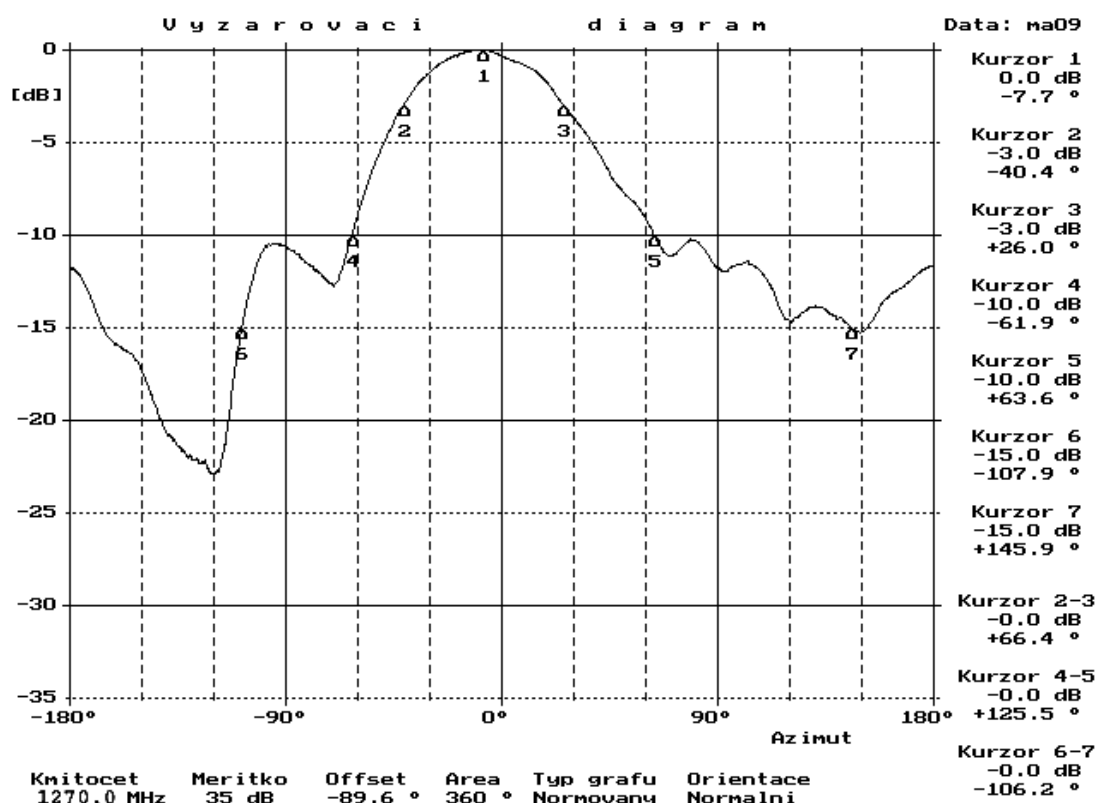
Takto navržený ozařovač bude použit pro komunikaci s experimentálním satelitem P3-D z laboratoře Družicových spojů ústavu Radioelektroniky.

Literatura

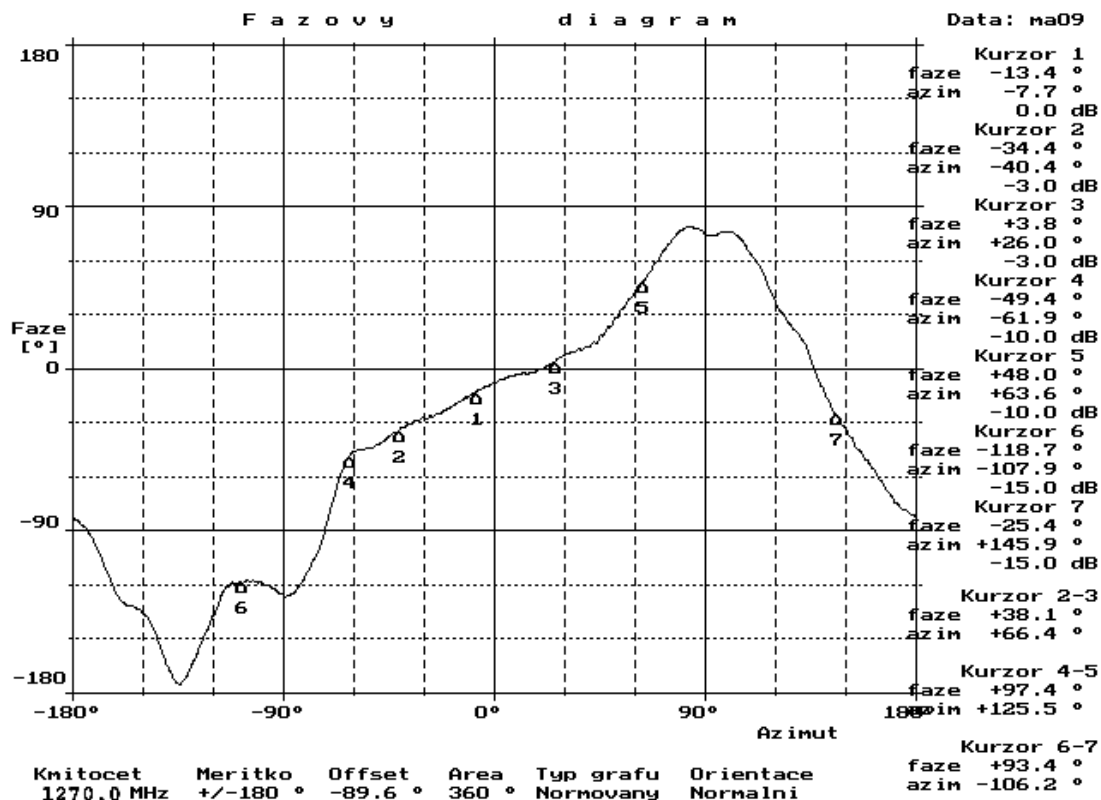
- [1] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL I., ITTIPIBOON, A.: Microstrip antenna design handbook. Artech House, Inc. Boston – London 2001.
- [2] SAINATI, R., A.: CAD of Microstrip antennas for wireless applications. AH Artech House Publishers. Boston-London 1996.
- [3] PROCHÁZKA, M.: ANTÉNY: Encyklopedická příručka. Technická literatura BEN. Praha 2000.
- [4] PROCHÁZKA, M.: Parabolické antény. Sdělovací technika, 1989, č. 5, s. 163-167
- [5] PROCHÁZKA, M.: Primární zářiče pro malé parabolické reflektory. Sdělovací technika, 1989, č. 6, 211-213
- [6] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z.: Antény a šíření elektromagnetických vln. Nakladatelství VUT. Brno 1992.
- [7] HANUS, S., SVAČINA, J.: Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Vysoké učení technické v Brně. Brno 2000.
- [8] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z., RAIDA, Z.: Elektromagnetické vlny a vedení. Nakladatelství VUTIUM. Brno 1999.

Příloha A
měření elipticity
(osového poměru kruhové polarizace)

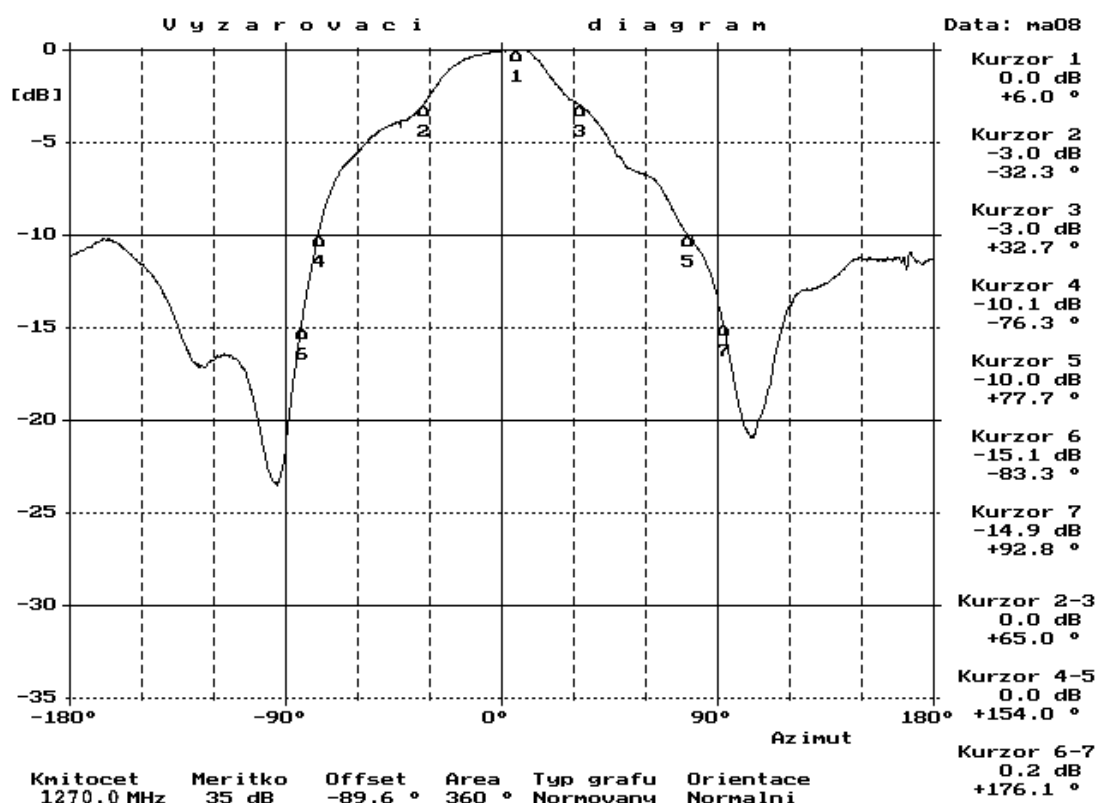
Příloha B
charakteristiky záření
(amplitudové i fázové diagramy)



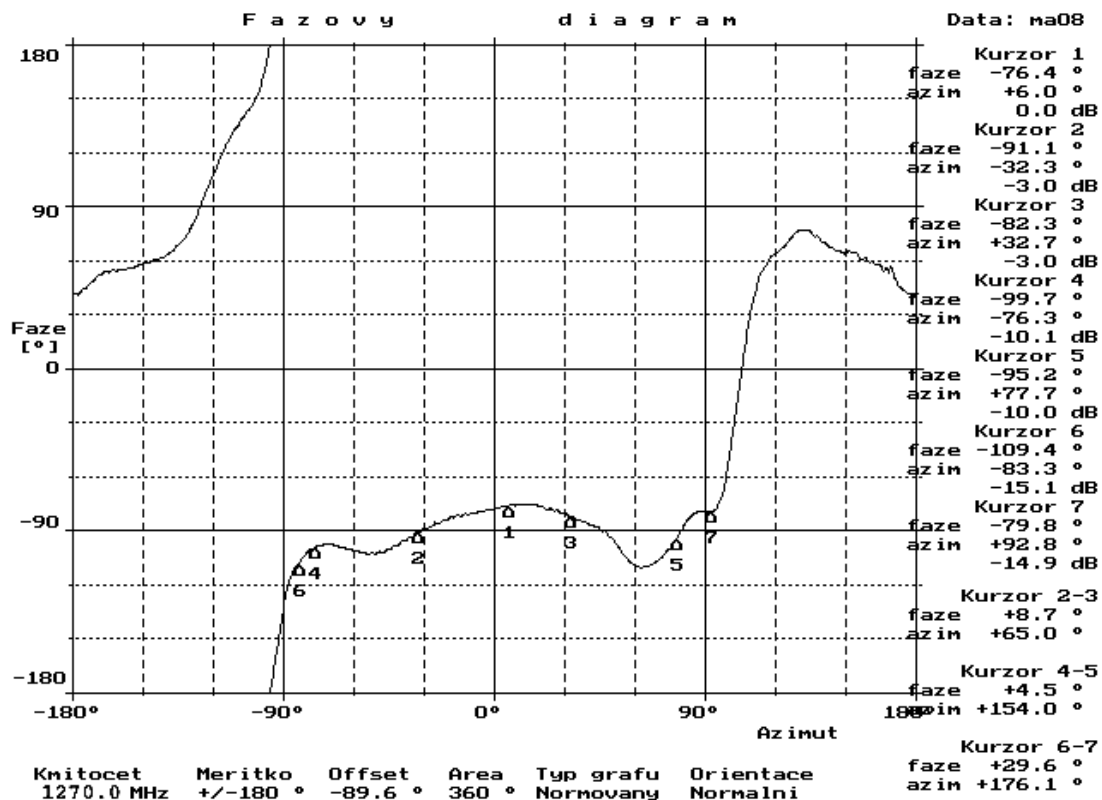
Obr. B.1: Diagram záření L patche, číslo průběhu 1 (ozařovač výřezy vodorovně, horizontální polarizace měřící antény)



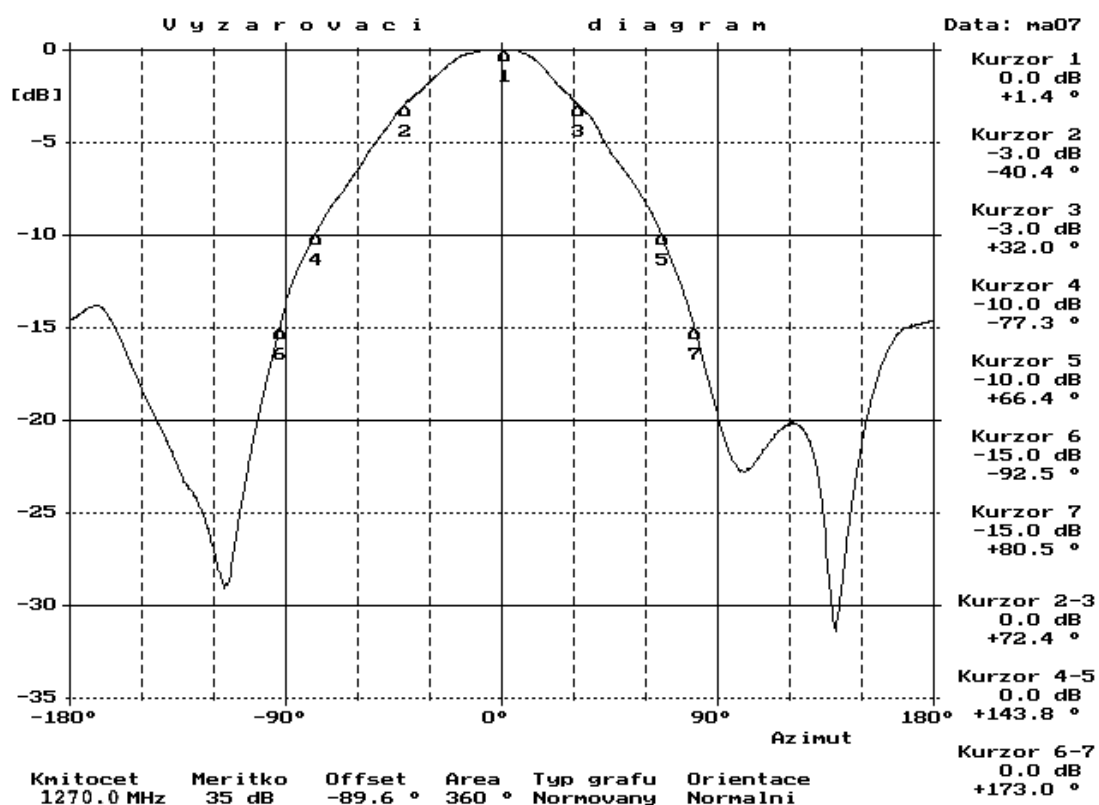
Obr. B.2: Fázový diagram L patche, číslo průběhu 1 (ozařovač výřezy vodorovně, vertikální polarizace měřící antény)



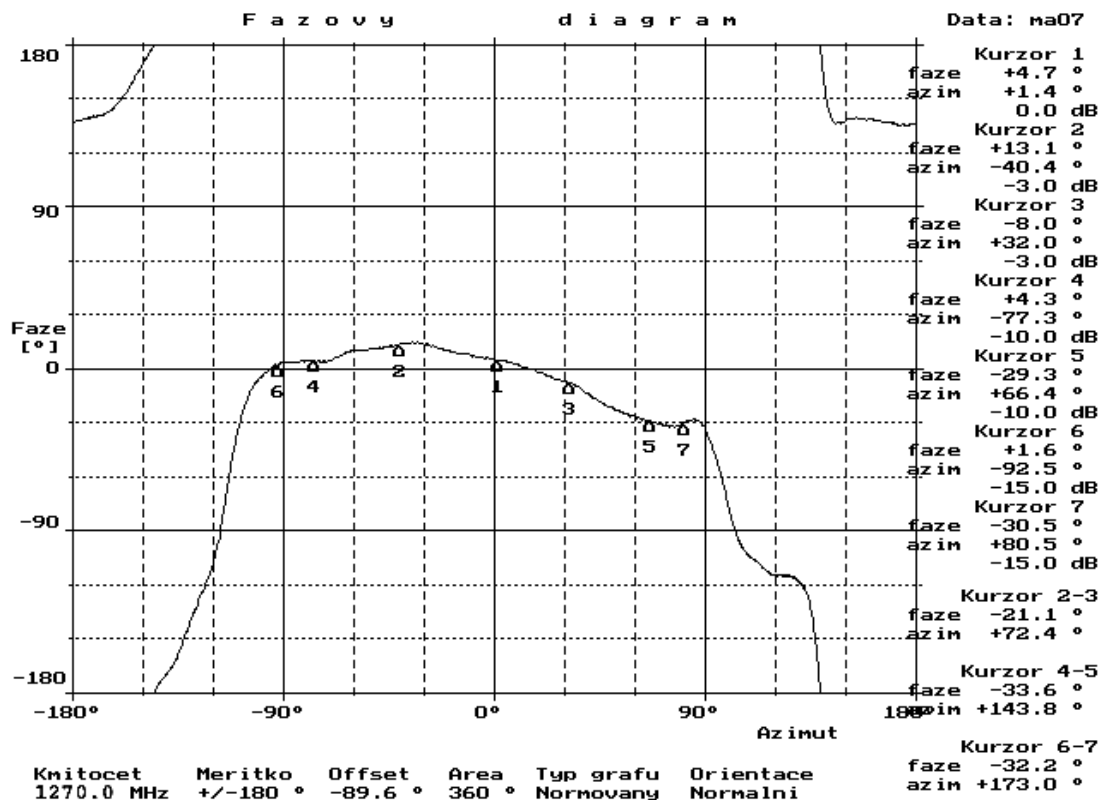
Obr. B.3: Diagram záření L patche, číslo průběhu 2 (ozařovač výřezy vodorovně, vertikální polarizace měřící antény)



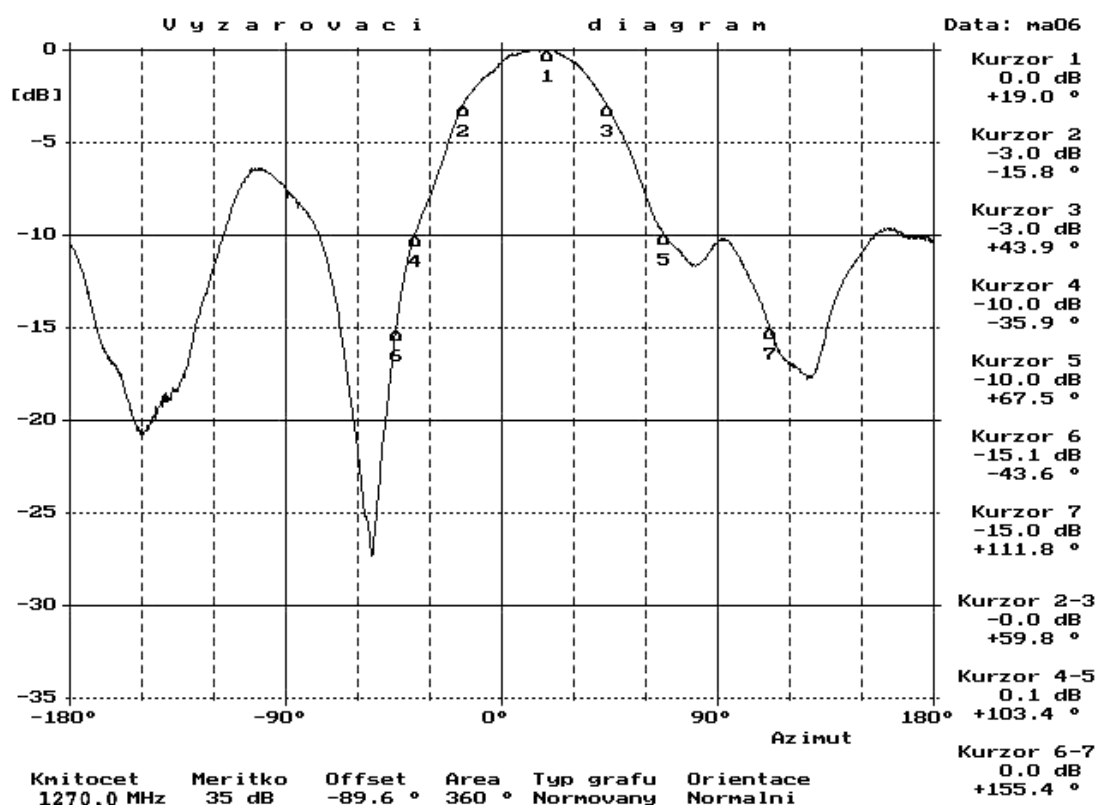
Obr. B.4: Fázový diagram L patche, číslo průběhu 2 (ozařovač výřezy vodorovně, vertikální polarizace měřící antény)



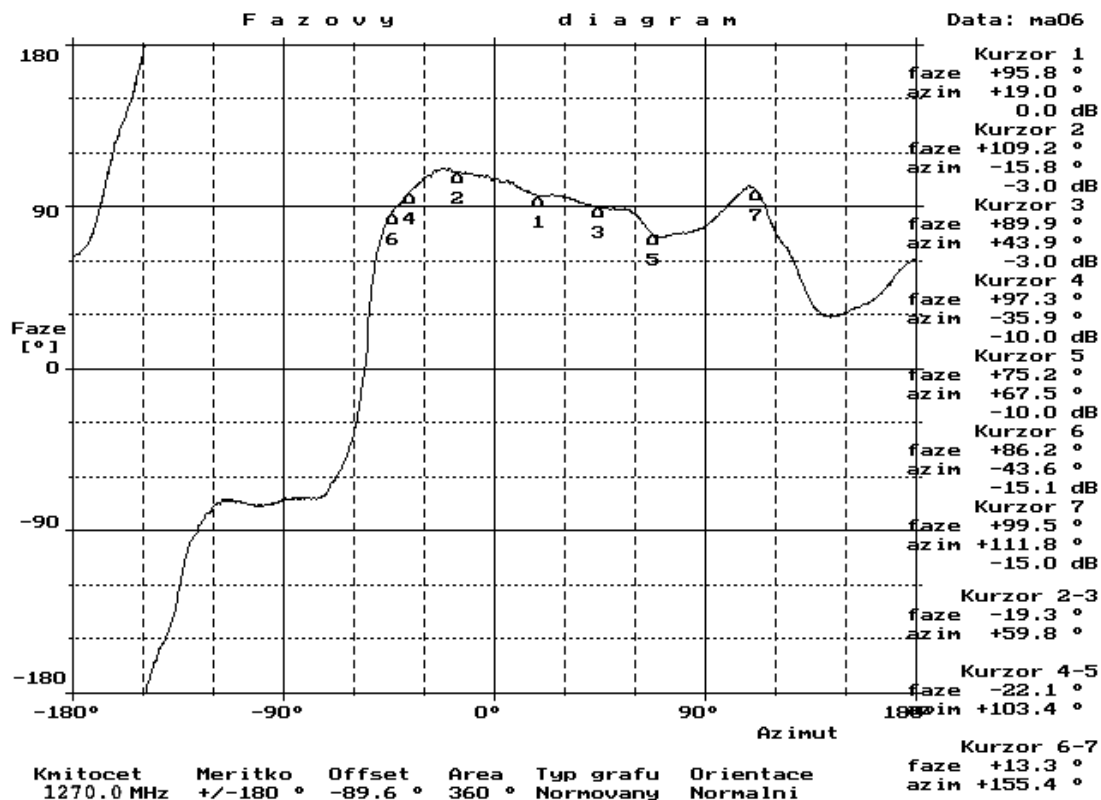
Obr. B.5: Diagram záření L patche, číslo průběhu 3 (ozařovač výřezy svisle, vertikální polarizace měřící antény)



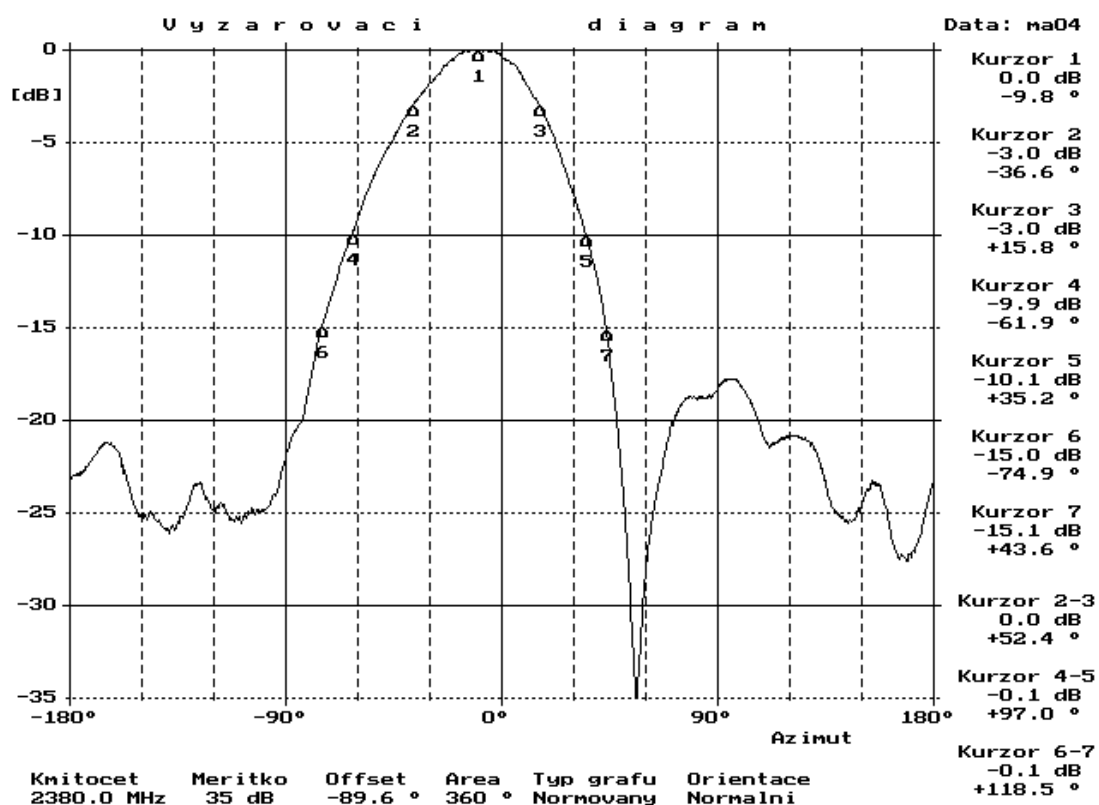
Obr. B.6: Fázový diagram L patche, číslo průběhu 3 (ozařovač výřezy svisle, vertikální polarizace měřící antény)



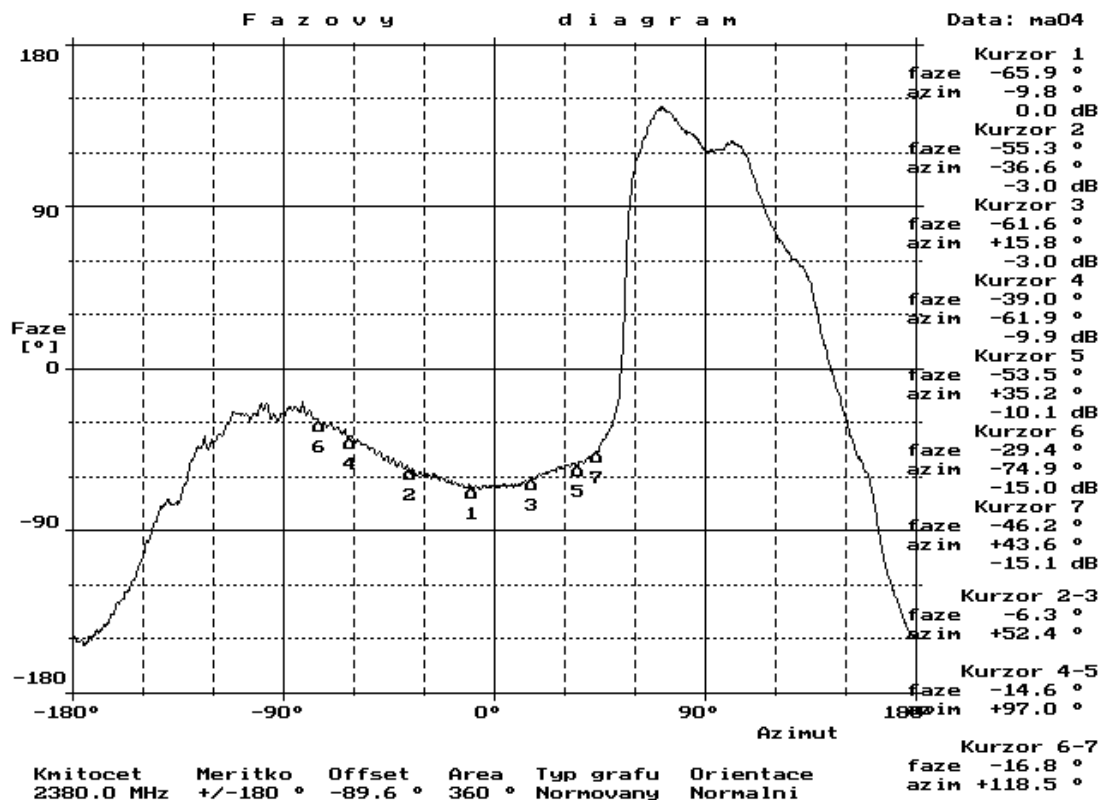
Obr. B.7: Diagram záření L patche, číslo průběhu 4 (ozařovač výřezy svisle, horizontální polarizace měřící antény)



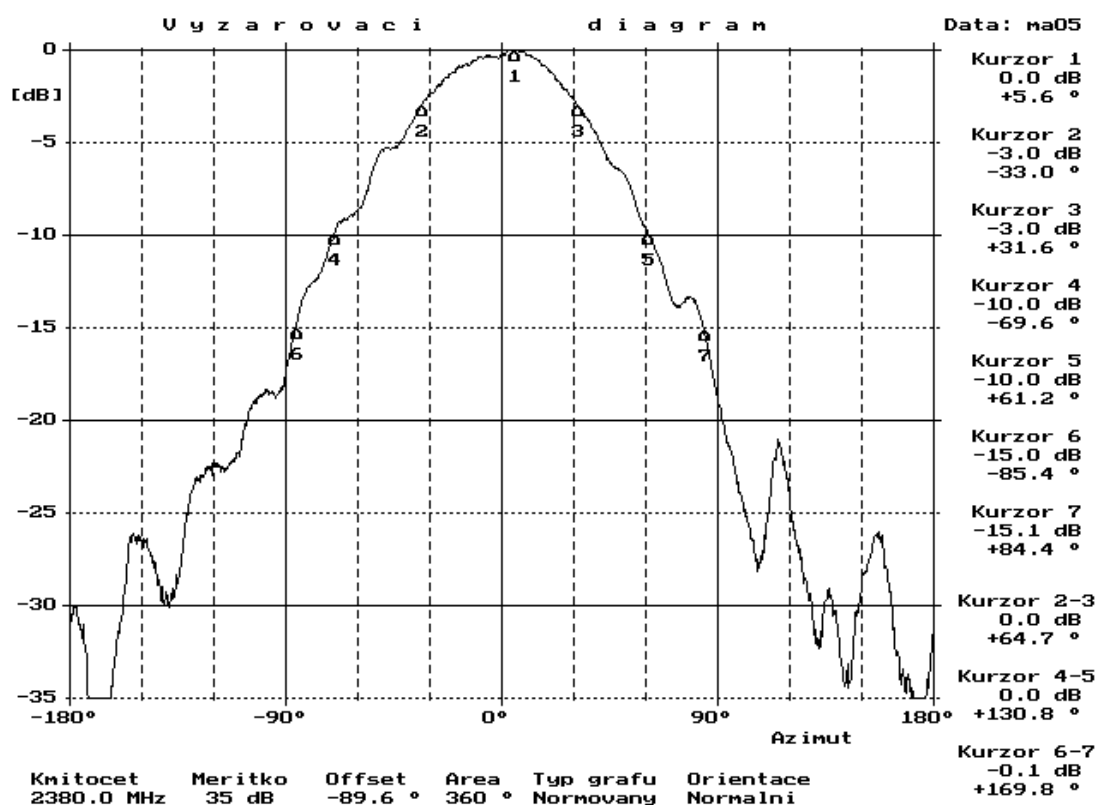
Obr. B.8: Fázový diagram L patche, číslo průběhu 4 (ozařovač výřezy svisle, horizontální polarizace měřící antény)



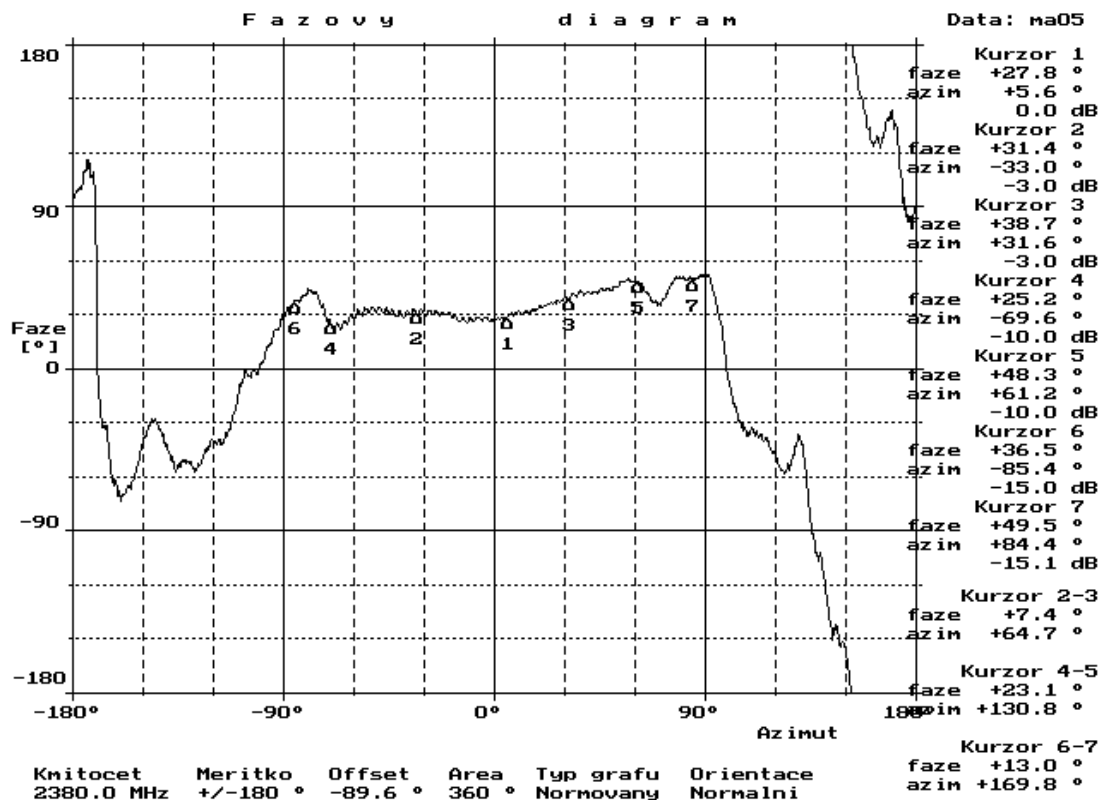
Obr. B.9: Diagram záření S patche, číslo průběhu 5 (ozařovač výřezy vodorovně, horizontální polarizace měřící antény)



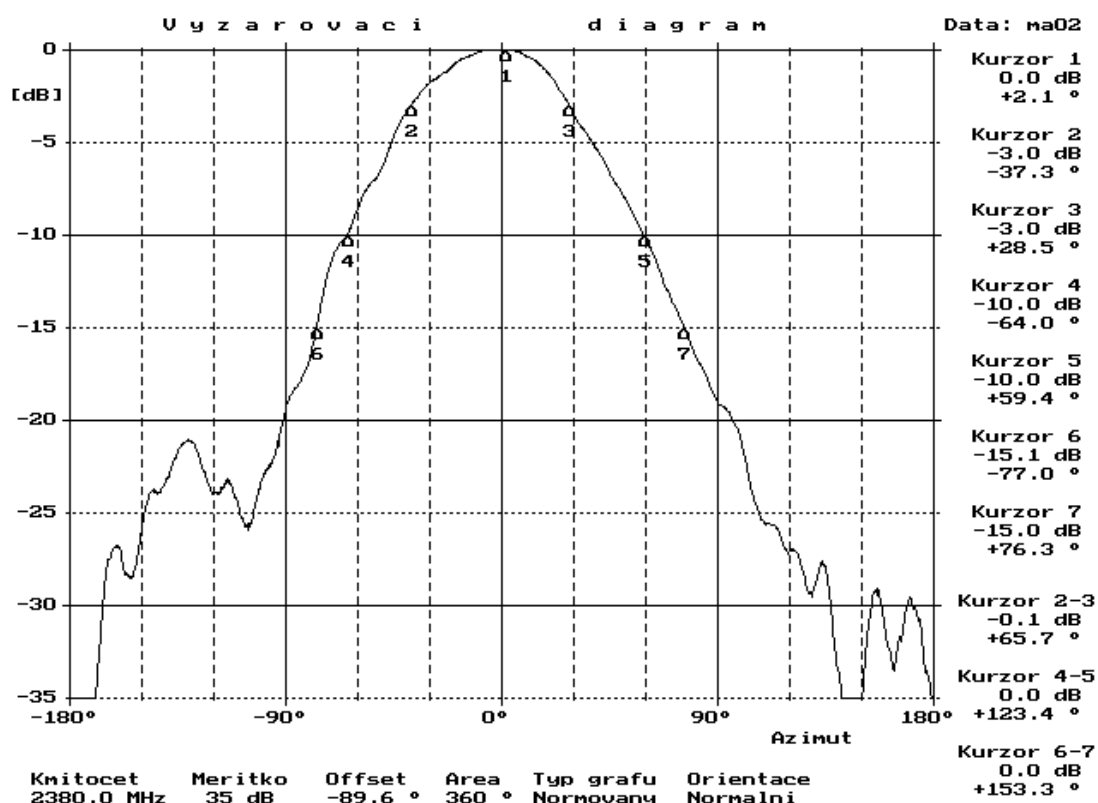
Obr. B.10: Fázový diagram S patche, číslo průběhu 5 (ozařovač výřezy vodorovně, horizontální polarizace měřící antény)



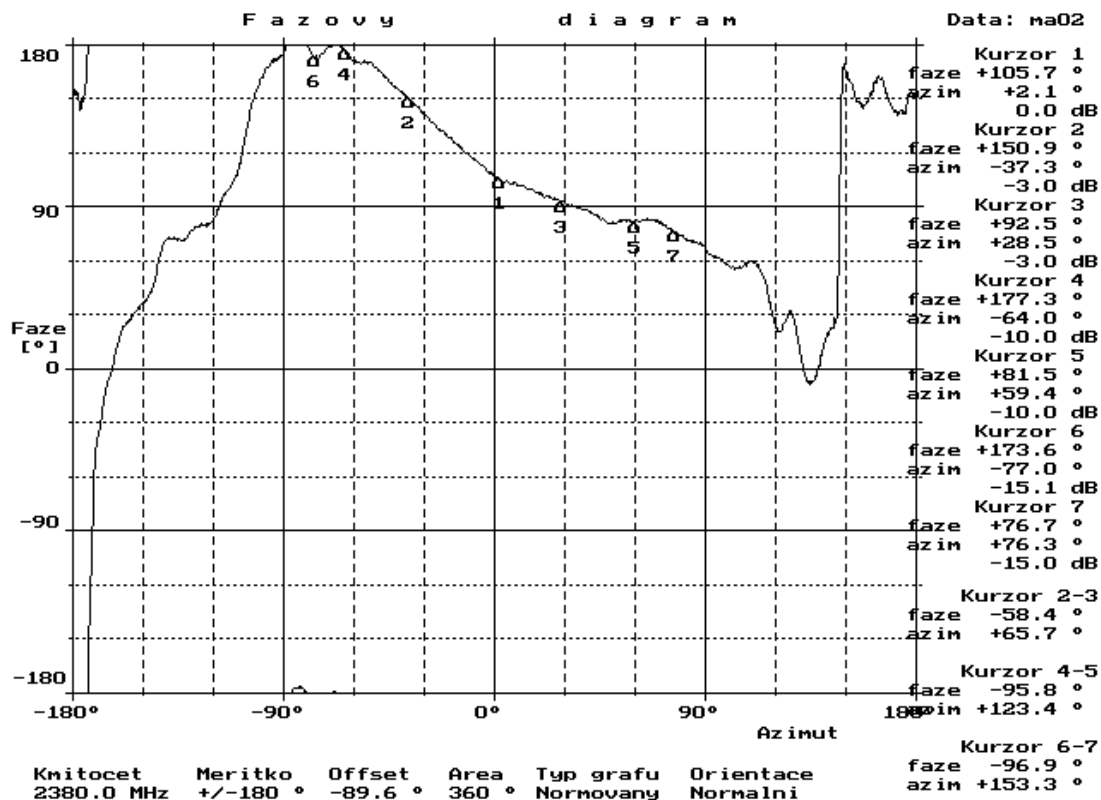
Obr. B.11: Diagram záření S patche, číslo průběhu 6 (ozařovač výřezy vodorovně, vertikální polarizace měřící antény)



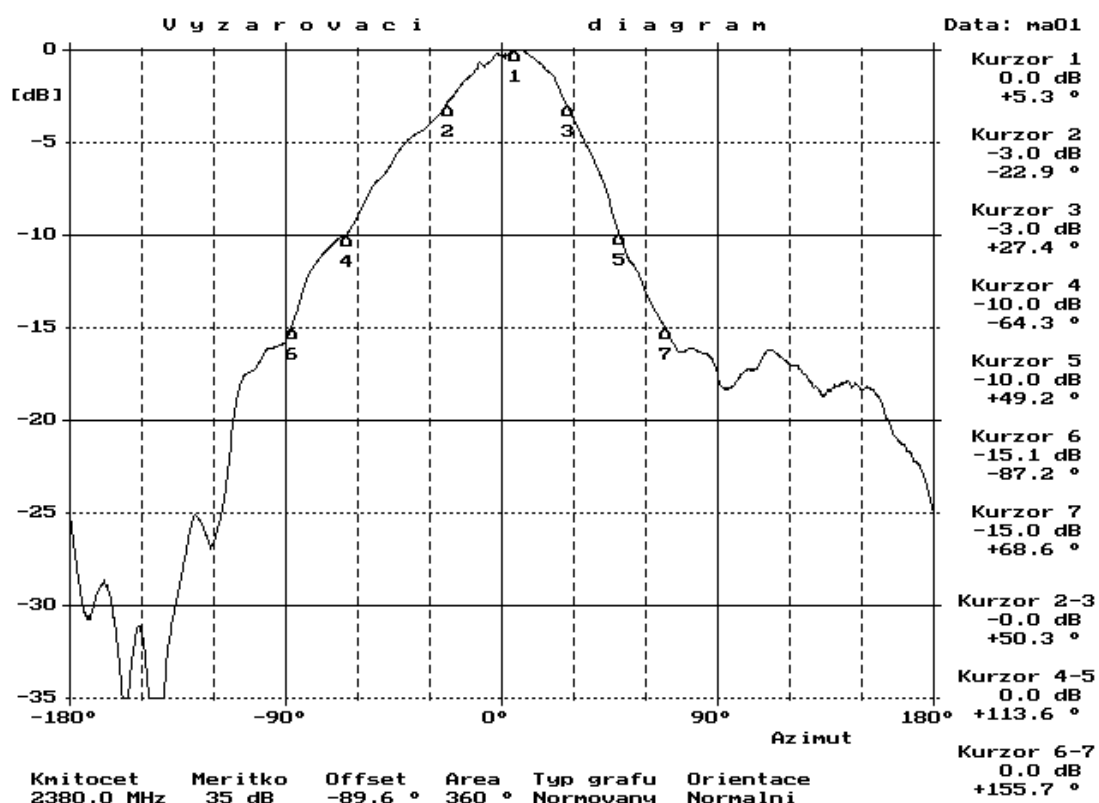
Obr. B.12: Fázový diagram S patche, číslo průběhu 6 (ozařovač výřezy vodorovně, vertikální polarizace měřící antény)



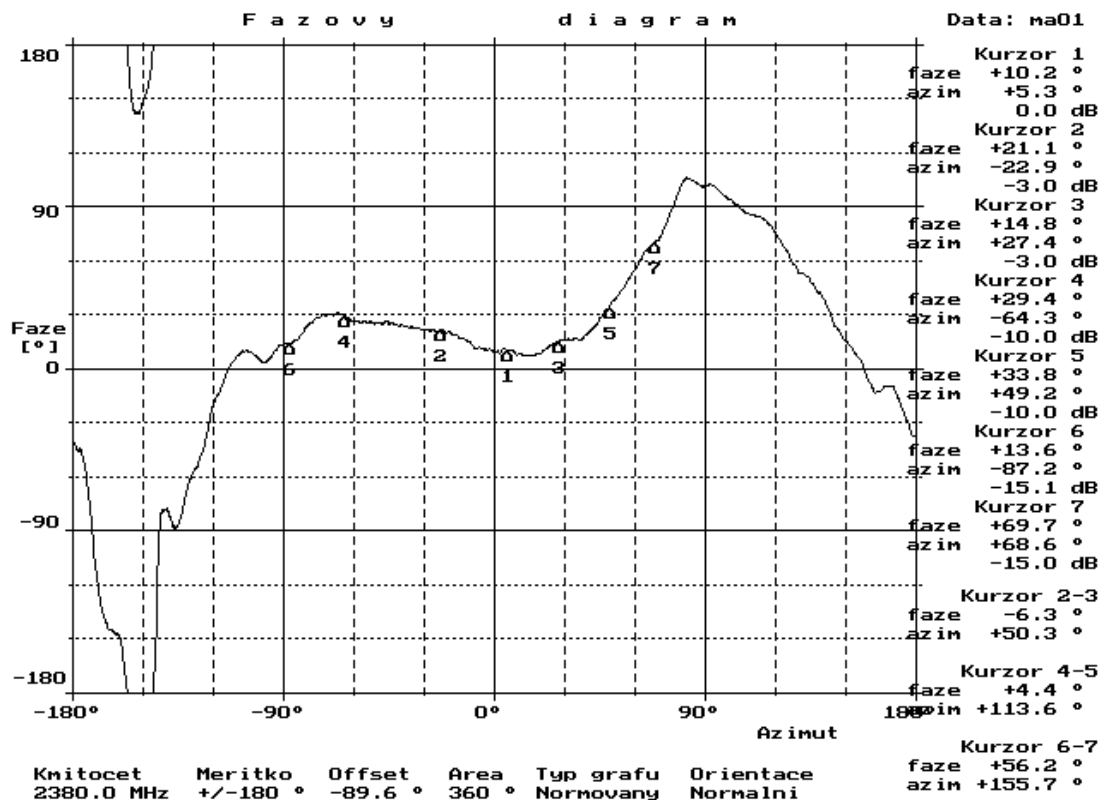
Obr. B.13: Diagram záření S patche, číslo průběhu 7 (ozařovač výřezy svisle, vertikální polarizace měřicí antény)



Obr. B.14: Fázový diagram S patche, číslo průběhu 7 (ozařovač výřezy svisle, vertikální polarizace měřicí antény)



Obr. B.15: Diagram záření S patche, číslo průběhu 8 (ozařovač výřezy svisle, horizontální polarizace měřicí antény)



Obr. B.16: Diagram záření S patche, číslo průběhu 8 (ozařovač výřezy svisle, horizontální polarizace měřicí antény)

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že diplomovou práci na téma „Multifrekvenční ozařovač malé parabolické antény s kruhovou polarizací“ jsem vypracoval samostatně pod vedením svého vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury, kterou jsem všechnu citoval v seznamu literatury.

V Brně dne

.....

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Miroslavu KASALOVÍ, CSc., za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce. Poděkování patří i dílenským pracovníkům panu Jaroslavu Novákovi a panu Františku Horkému za ochotné vyrobení součástí ozařovače. Také děkuji panu Ing. Vítězslavovi Krčmáři, zaměstnanci firmy ERA, za změření vyzařovacích charakteristik ozařovače v útlumové komoře.

V Brně dne

.....