



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH 3D VIVALDIHO ANTÉNNÍ ŘADY PRO RADAROVÉ APLIKACE

DESIGN OF 3D VIVALDI ANTENNA ARRAY FOR RADAR APPLICATIONS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. PETR KAŠPAR

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JAN PUSKELY, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr Kašpar

ID: 134518

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Návrh 3D Vivaldiho anténní řady pro radarové aplikace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem Vivaldiho antén a principem činnosti vlnovodu integrovaného do substrátu. Dále prostudujte možnosti jejich využití pro radarové aplikace. Po dohodě s vedoucím práce navrhnete Vivaldiho anténu na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu pracující v daném pásmu s využitím CST Microwave studia. Navrhnete ze základního elementu 2D anténní řady. Anténní řadu optimalizujete s ohledem na danou aplikaci. Navrženou anténní strukturu realizujete a proměříte. Poskládejte z 2D anténní řady 3D anténní řadu. Při modelování a optimalizaci v programu CST Microwave Studio zohledněte zejména vyzařovací vlastnosti antény. Diskutujte dosažené výsledky a jejich vhodnost pro radarové aplikace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] MAILLOUX, R.J., Phased Array Antenna Handbook, Artech House, 2005, ISBN: 1580536891.

[2] BALANIS, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 047166782X.

[3] KAZEMI, R., FATHY, A.E., SADEGHZADEH, R.A., "Dielectric Rod Antenna Array With Substrate Integrated Waveguide Planar Feed Network for Wideband Applications," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.3, pp.1312-1319, March 2012.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Jan Puskely, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato diplomová práce pojednává o návrhu Vivaldiho anténní struktury, která je pro svoje širokopásmové vlastnosti vhodná pro radarové aplikace. Poskládáním základního Vivaldiho elementu do výsledné 2D anténní řady je dosaženo požadovaných vyzařovacích vlastností. Vhodným návrhem napájecí struktury realizované pomocí technologie SIW dochází k potlačení bočních laloků a k vychylování hlavního laloku. Součástí práce je i návrh 3D Vivaldiho anténní řady. Modelování, simulace a optimalizace anténní řady byly provedeny v programu CST Microwave Studio.

KLÍČOVÁ SLOVA

Radarové aplikace, Vivaldiho anténa, vlnovod integrovaný do substrátu, vychylování laloku, hřebenová napájecí síť

ABSTRACT

This master thesis deals with a design of Vivaldi antenna due to its broadband properties suitable for radar applications. The folding of single Vivaldi antenna element into 2D antenna array we achieved required radiation properties. Appropriate design of feeding structure realized by SIW technology we obtained suppression of side lobes and deflection of the main lobe. The work also includes design of 3D Vivaldi antenna array. Modeling, simulation and optimization of antenna array were performed in CST Microwave Studio.

KEYWORDS

Radar application, Vivaldi antenna, substrate integrated waveguide, beam steering, comb feeding network

KAŠPAR, P. *Návrh 3D Vivaldiho anténní řady pro radarové aplikace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Puskely, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma „Návrh 3D Vivaldiho anténní řady pro radarové aplikace“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

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

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	ix
SEZNAM TABULEK	xii
ÚVOD	1
1 PLANÁRNÍ ANTÉNY PRO RADAROVÉ APLIKACE	2
1.1 Základní typy planárních antén.....	2
1.2 Základní parametry antén	3
1.3 Napájení planárních antén	4
1.3.1 Koaxiální sonda	4
1.3.2 Mikropáskové vedení.....	5
1.3.3 Vazební štěrbina	5
2 VIVALDIHO ANTÉNA	7
2.1 Typy a vlastnosti Vivaldiho antén	7
2.2 Typy napájení Vivaldiho antény.....	8
2.3 Základní koncepce navrhované antény.....	9
3 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU	10
3.1 Struktura vlnovodu SIW	10
3.2 Šíření vln vlnovodem SIW	10
3.3 Dielektrické ztráty.....	11
3.4 Přejchod uzemněného koplanárního vlnovodu GCPW na SIW vedení...	12
4 NÁVRH ANTÉNNÍ ŘADY	14
4.1 Anténní element	14
4.2 Anténní řady	18
4.2.1 Vzájemná vazba mezi elementy	23
4.3 Nesymetrické napájení elementů	24
5 NÁVRH 8-MI CESTNÉHO DĚLIČE VÝKONU POMOCÍ SIW	27
5.1 Symetrická napájecí síť.....	28
5.2 Nesymetrická napájecí síť.....	29

5.2.1	Analýza nesymetrické hřebínkové napájecí struktury	29
5.3	Optimalizace napájecí struktury	31
5.3.1	Optimalizační metody	32
5.3.2	Výsledky optimalizace napájecí sítě	33
6	2D VIVALDIHO ANTÉNNÍ STRUKTURA	36
6.1	Metody potlačení bočních laloků	37
6.1.1	Zúžení průchodů k anténním elementům	37
6.1.2	Změna pozice napájecího portu	40
6.2	Finální návrh Vivaldiho antény	41
7	SROVNÁNÍ SIMULOVANÝCH A ZMĚŘENÝCH VÝSLEDKŮ	43
8	NÁVRH 3D VIVALDIHO ANTÉNNÍ ŘADY	47
8.1	Vertikální SIW přechody	47
8.2	Realizace vertikálního 45° přechodu	49
8.3	Návrh napájecí sítě pro 3D anténní řadu	50
8.4	Simulace 3D Vivaldiho anténní řady	52
	ZÁVĚR	55
	LITERATURA	56
	SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	58
	PŘÍLOHA A: DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	60
	PŘÍLOHA B: FOTOGRAFIE	62

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Základní tvary flíčkových antén.	3
Obr. 1.2	Napájení pomocí koaxiální sondy [6].	5
Obr. 1.3	Napájení řečené pomocí mikropáskového vedení [6].	5
Obr. 1.4	Napájení vazební štěrbinou [8].	6
Obr. 2.1	Základní geometrie Vivaldiho antén [10].	8
Obr. 2.2	Geometrie Vivaldiho antény.	9
Obr. 3.1	Struktura SIW [12].	10
Obr. 3.2	Simulované šíření vlny TE_{10} vlnovodem s různými vzdálenostmi prokovů [14].	11
Obr. 3.3	Jednotlivé části přechodu GCPW – SIW [17].	13
Obr. 3.4	Širokopásmový přechod mezi GCPW a SIW [16].	13
Obr. 4.1	Celková geometrie elementu včetně struktury SIW.	14
Obr. 4.2	Přenosové vlastnosti $ S_{21} $ navrženého vedení SIW.	16
Obr. 4.3	Směrové charakteristiky jednoho elementu v rovině E	16
Obr. 4.4	Směrové charakteristiky jednoho elementu v rovině H.	17
Obr. 4.5	3D model směrové charakteristiky Vivaldiho antény na kmitočtu 32.5 GHz.	17
Obr. 4.6	Impedanční přizpůsobení $ S_{11} $ pro jeden element z Obr. 4.1.	17
Obr. 4.7	Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 2 elementy.	19
Obr. 4.8	Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 4 elementy.	20
Obr. 4.9	Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 8 elementů.	21
Obr. 4.10	Impedanční přizpůsobení $ S_{11} $ pro 8 elementů antény.	21
Obr. 4.11	Vyzařovací charakteristika v rovině E výsledné struktury s 8 elementy ve frekvenčním rozsahu od 30 do 37 GHz.	22
Obr. 4.12	Vyzařovací charakteristika v rovině H výsledné struktury s 8 elementy ve frekvenčním rozsahu od 30 do 37 GHz.	22
Obr. 4.13	Vazba mezi elementy v anténním poli [22].	23
Obr. 4.14	Vzájemná vazba $ S_{21} $ mezi dvěma elementy.	24
Obr. 4.15	Potlačení bočních laloků o 15dB, 20 dB, 25 dB a 30 dB pro 8 elementů s roztečí 8 mm.	26
Obr. 5.1	Napájecí síť pro mikropáskové antény [5].	27

Obr. 5.2	Struktura symetrické napájecí sítě. [21]	28
Obr. 5.3	Vyzařovací charakteristika symetrické napájecí sítě. [21]	28
Obr. 5.4	Nesymetrická napájecí síť	29
Obr. 5.5	Nesymetrická napájecí síť pomocí SIW.	29
Obr. 5.6	Fázové a amplitudové vyvážení nesymetrické struktury.	30
Obr. 5.7	Fázové a amplitudové vyvážení nesymetrické struktury pomocí SIW... ..	31
Obr. 5.8	Lokální a globální minimum kriteriální funkce	32
Obr. 5.9	Zjednodušený model napájecí struktury s ladícími prvky.	33
Obr. 5.10	Optimalizované amplitudové a fázové vyvážení nesymetrické napájecí struktury.	35
Obr. 6.1	Navržený koncept 2D Vivaldiho antény.	36
Obr. 6.2	Impedanční přizpůsobení $ S_{11} $ 2D Vivaldiho antény.	36
Obr. 6.3	Vyzařovací diagram pro 2D Vivaldiho anténu v pásmu od 30 do 38 GHz.	37
Obr. 6.4	Výřez č.1 antény pro parametrickou analýzu k potlačení bočních laloků.	38
Obr. 6.5	Ukázka č.1 vyzařovacího digramu k potlačení bočních laloků na $f=36\text{GHz}$	38
Obr. 6.6	Výřez č.2 antény pro parametrickou analýzu k potlačení bočních laloků.	39
Obr. 6.7	Ukázka č.2 vyzařovacího digramu k potlačení bočních laloků na $f=36\text{GHz}$	39
Obr. 6.8	Struktura antény po změně napájecího portu.	40
Obr. 6.9	Porovnání směrových charakteristik s původním návrhem a návrhem se změněnou pozicí napájecího portu.	41
Obr. 6.10	Finální návrh Vivaldiho antény.	42
Obr. 6.11	Rozložení intenzity elektrického pole Vivaldiho antény na $f = 32.5 \text{ GHz}$	42
Obr. 6.12	3D model směrové charakteristiky Vivaldiho anténní řady na $f = 32.5 \text{ GHz}$	42
Obr. 7.1	Impedanční přizpůsobení $ S_{11} $ Vivaldiho antény.	43
Obr. 7.2	Uspořádání měřicího pracoviště.	44
Obr. 7.3	Směrové charakteristiky Vivaldiho antény v pásmu od 30 do 38 GHz..	45
Obr. 7.4	Naměřené vyzařovací charakteristiky od 30 do 38 GHz.	46
Obr. 8.1	Vertikální SIW přechody a) otočení 0° , b) otočení 54° , c) otočení 90° . ..	47
Obr. 8.2	Koeficient odrazu $ S_{11} $ vertikálních přechodů.	48

Obr. 8.3	Přenosové vlastnosti $ S_{21} $ vertikálních přechodů.	48
Obr. 8.4	Model vertikálního 45° přechodu.	49
Obr. 8.5	Koeficient odrazu $ S_{11} $ vertikálního 45° přechodu.	49
Obr. 8.6	Přenosové vlastnosti $ S_{21} $ vertikálního 45° přechodu.	50
Obr. 8.7	Napájecí síť pro 3D anténní řadu; a) okótovaná struktura, b) model struktury s vertikálním přechodem.	51
Obr. 8.8	S-parametry napájecí sítě pro 3D anténní řadu; a) napájecí síť bez přechodu, b) napájecí síť s přechodem.	52
Obr. 8.9	Model 3D Vivaldiho anténní řady.	53
Obr. 8.10	Impedanční přizpůsobení $ S_{11} $ 3D Vivaldiho antény.	53
Obr. 8.11	3D model směrové charakteristiky 3D Vivaldiho antény na $f = 32$ GHz.	54
Obr. 8.12	3D model směrové charakteristiky 3D Vivaldiho antény na $f = 33$ GHz.	54

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1	Mikrovlňná pásma pro komunikační systémy [3]	2
Tab. 4.1	Porovnání parametrů pro 2 anténní elementy	18
Tab. 4.2	Porovnání parametrů pro 4 anténní elementy	19
Tab. 4.3	Porovnání parametrů pro 8 anténních elementů.	20
Tab. 4.4	Rozložení amplitud pro 8 elementů a různé úrovně potlačení bočních laloků.	24
Tab. 5.1	Cíle globální optimalizace	34
Tab. 7.1	Přehled dosažených zisků Vivaldiho antény.	46

ÚVOD

Radiolokátor či radiolokace jsou názvy odvozené z latinského "loco", což v překladu znamená "umíst'uji" přeneseně pak "zjišť'uji". Radiolokátory či radary jsou tedy přístroje pro zjišťování, radiolokace pak znamená způsob, jakým se zjišťuje. Radar je zkratka anglického názvu Radio detection and Ranging, který v češtině znamená rádiové zjišťování a měření vzdálenosti. Radiolokátory využívají rádiových vln ke zjišťování předmětů, k vyznačení směru, ve kterém jsou, a k měření jejich vzdálenosti a výšky. Využití radaru je pro civilní i vojenské účely - letecký provoz (prohledávání oblastí letiště, navádění na přistání), detekce cílů (přátelských i nepřátelských), v lodní dopravě, v meteorologii, v silničním provozu a v dalších oblastech [1][2].

Širokopásmová Vivaldiho anténa hraje stále důležitější roli v oblasti radarových aplikací, v komunikaci atd., kde jejím vývojem a návrhem se intenzivně zabývá od roku 1980. S vývojem planárních integrovaných obvodů a zároveň Vivaldiho planárních anténních soustav, vykazují vlastnosti charakteristické nízkou hmotností, nízkými náklady na výrobu a snadnou integrovatelností. Přitahují značnou pozornost v návrhu antén. Planární Vivaldiho antény jsou založeny na mikropáskové nebo páskové struktuře, které byly omezeny relativně na nízké frekvence pro přenosové ztráty [1].

Cílem práce je navrhnout planární anténu Vivaldiho typu pro radarové aplikace v oblasti milimetrových vln. K 2D anténnímu poli složených z Vivaldiho antén navrhnout vhodnou napájecí síť za účelem vychýlení hlavního svazku se změnou frekvence. Následně v oblasti simulací z 2D anténní soustavy vytvořit 3D anténní soustavu. Priority při návrhu jsou zisk antény, širokopásmové a směrové vlastnosti.

Diplomová práce je členěna do osmi kapitol. První tři kapitoly představují teoretický úvod do dané problematiky. Čtvrtá kapitola se zabývá konkrétním návrhem jednoho elementu Vivaldiho antény a dále s možností poskládání jednoho elementu do anténní řady. Pátá část spočívá v návrh napájecí sítě, neboli děliče výkonu pro anténní řadu. Následující dvě kapitoly obsahují navrženou 2D Vivaldiho anténu s naměřenými a simulovanými výsledky. Poslední část pojednává o možnosti vytvoření 3D architektury planárních antén, rozebrány jsou vertikální přechody s různým stupněm pootočení a 3D návrh Vivaldiho anténní řady.

1 PLANÁRNÍ ANTÉNY PRO RADAROVÉ APLIKACE

Radar je detekční systém objektů, který používá rádiové vlny k určení rozsahu, nadmořské výšky, směru nebo rychlosti objektů. Používá se pro detekci letadel, lodí, kosmických lodí, řízených střel, motorových vozidel, předpovědi počasí, a zmapování terénu. Anténa radaru vysílá pulsy rádiových vln nebo mikrovln, které odrazí objekt v jejich cestě. Objekt vrátí malou část energie vlny k anténě, která je obvykle umístěna na stejném místě jako vysílač [3].

Mikrovlnná pásma pro komunikační systémy

Ka pásmo náleží frekvencím od 26.5 do 40 GHz, vlnová délka odpovídá vlně o délce od 7.5 mm do 1 cm. *Ka* pásmo je mikrovlnné pásmo elektromagnetického spektra. Pásmo 30/20 GHz se používá pro satelitní komunikační systémy (např. uplink na frekvenci 27.5 GHz nebo 31 GHz) a pro radary umístěné na palubě vojenských letadel. Některé kmitočty v tomto rozsahu rádiového pásma jsou využívány pro detekci rychlosti vozidel.

Tab. 1.1 Mikrovlnná pásma pro komunikační systémy [3]

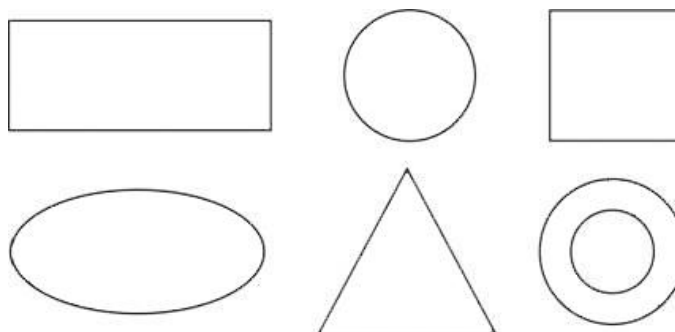
Symbol	f [GHz]	λ [mm]	Poznámky
L	1 – 2	300 – 150	kontrola a sledování leteckého provozu
S	2 – 4	150 – 75	terminál řízení leteckého provozu, námořní radar
C	4 – 8	75 – 37.5	satelitní transpondéry, předpověď počasí
X	8 – 12	37.5 – 25	námořní radar, předpověď počasí,
Ku	12 – 18	25 – 16.7	vysoké rozlišení, satelitní transpondéry
K	18 – 27	16.7 – 11.5	snímání oblačnosti, detekce rychlosti vozidel
Ka	27 – 40	11.5 – 7.5	kamery k rozpoznání poznávacích značek
V	40 – 75	7.5 – 4	velký útlum v atmosféře
W	75 - 110	4 – 3	meteorologické mapování s vysokým rozlišením

1.1 Základní typy planárních antén

Planární antény mají s porovnáním běžných mikrovlnných antén celou řadu výhod, např. malé rozměry, nízká výrobní cena při sériové výrobě, nízký profil a snadná integrovatelnost do planárních mikrovlnných obvodů. Ovšem planární antény mají i své nedostatky, mezi které patří hlavně úzká impedanční šířka pásma, nízký zisk antény a nízká polarizační čistota. Důležité hledisko při návrhu je stálost vstupní impedance (poměr stojatých vln nesmí přesáhnout hodnotu 2) [4].

Flíčková anténa

Flíčková anténa je složena z jedné strany z vodivého flíčku a ze strany druhé z dielektrického substrátu a zemní desky. Tyto antény mívají obvykle zisk mezi 5 a 6 dB a jejich směrové charakteristiky jsou souměrné. Na Obr. 1.1 jsou nejčastěji používané tvary flíčků v praxi [4].



Obr. 1.1 Základní tvary flíčkových antén.

Planární dipól

Jedná se o typ antény, která má na jedné straně substrátu tvar dvou úzkých podlouhlých obdélníkových pásek, které mají mezi sebou malou mezeru. Druhá strana substrátu není pokovená. Jde vlastně o analogii ke klasickému drátovému dipólu realizovaného na substrátu. Tudíž i jeho parametry a vlastnosti jsou velmi podobné drátovému modelu [4].

Štěrbínová anténa

Štěrbínové antény jsou konstruovány vyříznutím štěrbin do tenké vodivé vrstvy materiálu. V praxi je používáno jen několik základních tvarů štěrbin: obdélníková štěrbina, kruhová štěrbina, obdélníkový prstenec a zužující se kuželová štěrbina. Tyto antény září do prostoru všesměrově. S použitím odrazné desky na jedné straně štěrbin je možné dosáhnout vyzařování do jednoho poloprostoru [4].

Mikropásková anténa s postupnou vlnou

Tato anténa je charakteristická zřetězením pravidelných úseků vedení nebo dlouhých mikropáskových úseků širokých tak, aby docházelo k šíření příčně elektrických vln. Konec antény je zakončen přizpůsobenou odporovou zátěží k zamezení odrazu vlny a následného zpětného šíření [4].

1.2 Základní parametry antén

K popisu vlastností antény je definice některých parametrů nezbytná. Základní přehled těchto parametrů a vlastností je v této kapitole.

Vyzařovací diagram

Vyzařovací diagram nebo vyzařovací charakteristika je definována jako matematická

funkce nebo grafické znázornění záření antén v prostorových souřadnicích. Ve většině případů se vyzářovací diagram stanoví ve vzdálené oblasti a je reprezentován jako funkce směrových souřadnic. Vyzářovací vlastnosti zahrnují intenzitu záření, intenzitu pole, směrovost, fázi nebo polarizaci [5].

Úhel vyzářování

Šířka paprsku je úhel mezi dvěma body (ve stejné rovině), při kterém vyzářování klesne na „poloviční výkon“, tj. 3 dB pod bodem maximálního vyzářování.

Činitel směrovosti

Činitel směrovosti určuje, do kterých směrů vyzářuje anténa větší či menší výkon. Všeměrový zářič je ten typ antény, kde činitel směrovosti je roven jedné. Ve skutečnosti u reálných antén je činitel směrovosti větší než jedna ve směrech, do nichž anténa záření soustřeďuje. V opačném případě, je-li činitel směrovosti menší než jedna, tam je záření potlačováno. Má-li anténa výrazný hlavní lalok směrové charakteristiky ve tvaru podobnému doutníku a potlačené boční laloky, platí pro činitel směrovosti přibližný vztah [5]:

$$D_{max} = \frac{35000}{2\theta_E \cdot 2\theta_H} \quad (1.1)$$

Směrovost antény

Schopnost antény vysílat/přijímat elektromagnetické vlny s různou intenzitou v závislosti na směru. Je definována činitelem (D) jako poměrem intenzity záření všesměrové izotropické antény do celého sférického prostoru [5].

Zisk antén

Parametr, který udává, kolikrát větší výkon musíme dodat do půlvlnného dipólu, aby na přijímací straně byla stejná energie jako u směrové antény. Zisk antény je vztažen na izotropní zdroj, což je ideální všesměrový bodový zdroj. Existuje při ideálních podmínkách, v přírodě neexistuje. Jednotkou je decibel [5].

$$G[dB] = 20 \log \frac{E_1}{E_0} = 10 \log \frac{P_1}{P_0} \quad (1.2)$$

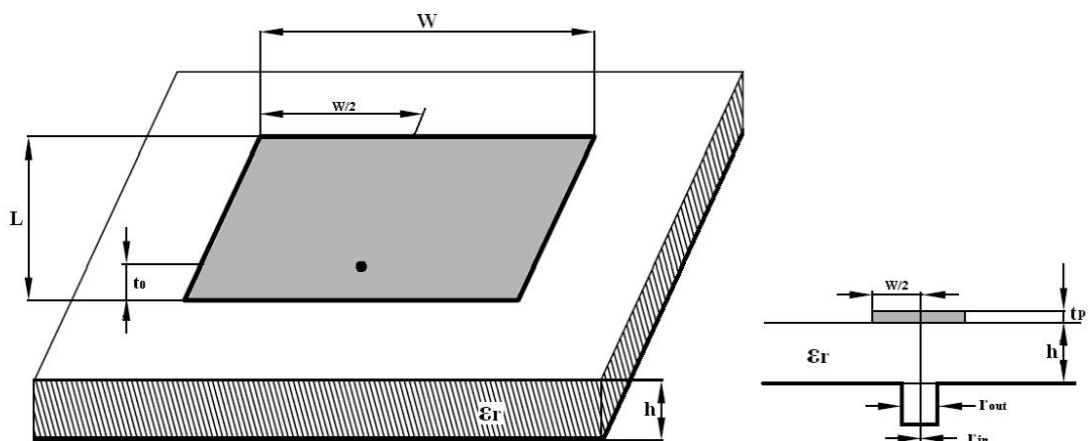
1.3 Napájení planárních antén

K napájení mikropáskových antén, lze použít několik způsobů. Výběr typu napájení je při návrhu důležitý, neboť ovlivňuje mnoho faktorů, např. impedanční přizpůsobení, parazitní vyzářování, šíření povrchových vln, provozní módy atd. Ty nejvíce používané typy napájení jsou popsány v této kapitole.

1.3.1 Koaxiální sonda

Jeden ze základních způsobů jak napájet planární antény je použití koaxiální sondy. Koaxiální kabel má vnitřní a vnější vodič, vnitřní vodič prochází skrz zemní desku a dielektrikum a je připojen k zářiči. Vnější vodič je vodivě spojen se zemnicí plochou, které slouží jako reflektor. Výhodou tohoto řešení je umístění sondy do bodu, kde má

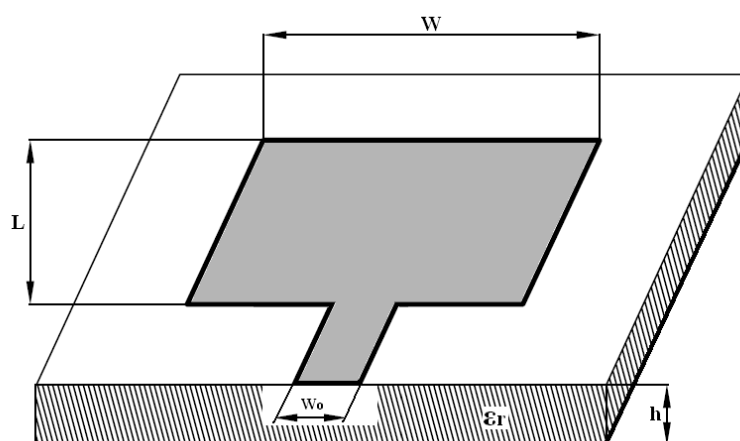
anténa nejlepší impedanční přizpůsobení. Z pravidla se umísťuje přibližně do středu antény, kde je toto přizpůsobení nejlepší [6].



Obr. 1.2 Napájení pomocí koaxiální sondy [6].

1.3.2 Mikropáskové vedení

Jak již z názvu vyplývá napájení je přivedeno k zářiči pomocí mikropáskového vedení (Obr. 1.3). Vedení je ze stejného materiálu jako zářič a na stejné straně substrátu. Šířka W_0 ovlivňuje impedanční přizpůsobení a závisí i a typu použitého substrátu. Tato metoda napájení dovoluje navrhovat napájecí sítě a antény implementovat do anténních řad.

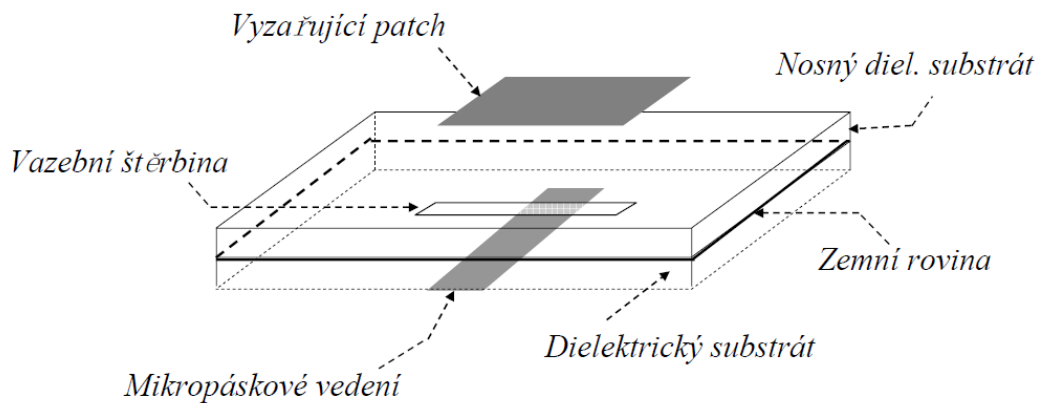


Obr. 1.3 Napájení řečené pomocí mikropáskového vedení [6].

1.3.3 Vazební štěrbin

Anténa je složena ze dvou substrátů, které jsou od sebe odděleny zemní rovinou. Mikropásková napájecí linka je na spodní části dolního substrátu (dielektrický substrát).

Napájecí linka je spojena s flíčkem skrz štěrbinu v zemní rovině. Tímto uspořádáním lze nezávisle optimalizovat napájení a vyzařování prvku. Vrchní substrát (nosný diel. substrát) je typický nízkou dielektrickou konstantou a naopak pro spodní substrát je použit vysoký dielektrický materiál. K zamezení nežádoucího vyzařování je mezi substráty vložena zemní deska. Nevýhodou napájení vazební štěrbinou je úzká šířka pásma a složitost výroby. Pro lepší představu poslouží Obr. 1.4 [7].



Obr. 1.4 Napájení vazební štěrbinou [8].

2 VIVALDIHO ANTÉNA

Vivaldiho anténa je jedna ze základních typů planárních antén. Planární antény lze dělit například podle tvaru, polarizace a způsobu napájení zářiče. Vivaldiho anténa, která byla poprvé navržena v roce 1979 má díky svým širokopásmovým vlastnostem využití v mnoha oblastech, jako jsou například radarové aplikace, komunikační systémy, širokopásmové systémy atd [9].

2.1 Typy a vlastnosti Vivaldiho antén

LTSA (Linear Taper Slotline Antenna)

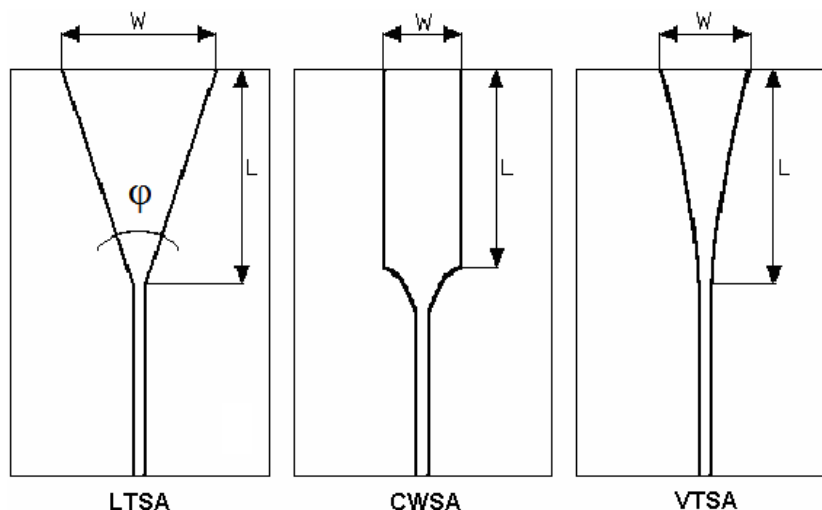
Štěrbina LTSA Vivaldiho antény se z počátku jeví jako konstrukčně nejjednodušší v kategorii Vivaldiho antén. Lineárně se rozšiřující štěrbina, kde lze měnit pouze maximální šířku W (dolní mezní kmitočet) a úhel φ , pod kterým se štěrbina rozšiřuje. Délka L zářičí části antény je určena těmito rozměry. Typ LTSA vykazuje kromě vysokého zisku i hodnotu třidecibelové šířky laloku 15 až 20°. Jednotlivé tvary štěrbin Vivaldiho antény jsou zobrazeny na Obr. 2.1 [10].

VTSA (Vivaldi Taper Slotline Antenna)

Při stejném poměru L/λ_0 není tato širokopásmová anténa schopna dosáhnout tak úzkého diagramu jako LTSA. Souvisí to s exponenciálním charakterem štěrbin, díky němuž je efektivní vyzařovací délka antény značně kratší než její skutečná délka L . Její předností je účinnější vyzařování a v podstatě frekvenční nezávislost. V obou případech můžeme měnit vlastnosti antény změnou parametru p exponenciální funkce a jiným typem dielektrika [10].

CWSA (Constant Width Slotline Antenna)

Od předešlých typů TSA se liší složitějším popisem chování antény. Standardně se využívá 20 mm dlouhý exponenciální přechod na vstupní části antény k napájení štěrbin s konstantní šířkou. Pokud je šířka štěrbin $W < \lambda_0$, tak účinnost antény je velice malá a v rovině E je šířka diagramu velmi velká. Naopak za podmínky $W > \lambda_0$ se šířka svazku zmenšuje s rostoucí délkou L antény. Dosažení podobných vlastností CWSA, lze dosáhnout u LTSA a VTSA na značně širokých substrátech. Optimální fázové zpoždění je dosahováno při relativně krátkých délkách L , od hodnoty $L/\lambda_0 = 5$ dochází ke štěpení hlavního laloku a nárůstu bočních laloků. Způsobuje to konstantní šířka štěrbin. Při délkách L větších, než zmiňovaná hodnota, činí anténu CWSA nepoužitelnou [10].



Obr. 2.1 Základní geometrie Vivaldiho antén [10].

2.2 Typy napájení Vivaldiho antény

Existuje několik způsobů, jak napájet Vivaldiho anténu. Každé řešení se liší složitostí a rozsahem použití. Faktor, který komplikuje návrh antény jako celek je přizpůsobení vstupní části antény k napájecímu vedení koncového zařízení. Nejčastější způsoby napájení jsou uvedeny v následující části.

Detekční dioda

Nejjednodušší typ napájení, v konfiguraci s detekční diodou je anténa schopna pracovat pouze v přijímacím režimu, její šířka pásma závisí na typu použité diody. K napájení se používá vysokofrekvenční dioda, připojená napříč nejužší části štěrbin ve formě stejnosměrného detektoru. Tento typ napájení je vhodný zejména pro experimentální zjišťování parametrů Vivaldiho antény a pro přibližné měření [10][11].

Vlnodový úsek

Typ napájení vhodný především pro zařízení, která mají přímo vlnodový vstup. Zařízením s tímto vstupem odpadají problémy s dalším přizpůsobením. Napájení se skládá z obdélníkového vlnovodu, do kterého je zasunut užší konec Vivaldiho antény. Anténa se opět exponenciálně rozšiřuje uvnitř vlnovodu do tzv. ploutvovitého přechodu. Šířka pásma je omezena díky vlastnostem vlnovodu (dolní mezní kmitočet – f_{krit} dominantního vidu TE_{10} , horní mezní kmitočet – hranice jednovidovosti vlnovodu) [10][11].

Mikropáskové vedení, SSMA

Zřejmě nejsložitější typ napájení z konstrukčního hlediska. Předchozí typy napájení byly vytvořeny na jedné straně nosného dielektrického substrátu. U mikropáskového napájení jsou využity obě strany substrátu. Vstup antény je souměrný, takže podmínkou napájení mikropáskovým vedením je širokopásmový symetrizační obvod k přizpůsobení nesouměrného mikropásku. Vytvořením oboustranné Vivaldiho antény dosáhneme odstranění tohoto členu. Vstupní část antény je pak tvořena souměrnou

dvojlinkou, která navazuje na klasické mikropáskové vedení. Finálně lze bezodrazově připojit např. vstupní konektor SSMA [10].

2.3 Základní koncepce navrhované antény

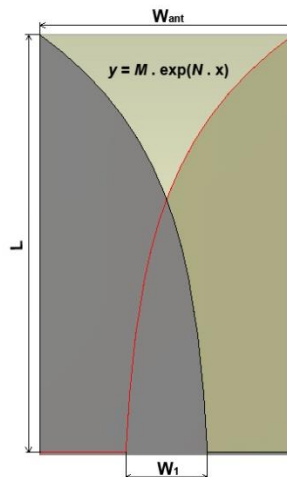
Vivaldiho anténa patří mezi základní typy antén s podélným vyzařováním. Jedná se o anténu s povrchovou vlnou tvarově odpovídající anténě štěrbinové a s exponenciálně rozšiřující se štěrbinou. Geometrie antény je dána rovinou deskou jednostranně pokrytou vrstvou kovu umístěné na mikrovlnném substrátu s nízkou permitivitou. K zajištění správně činnosti je potřeba, aby efektivní tloušťka dielektrika h_{ef} odpovídala vztahu [9]:

$$\frac{h_{ef}}{\lambda} = (\sqrt{\varepsilon_r} - 1) \cdot \frac{h}{\lambda_0}, \quad (2.1)$$

kde ε_r je relativní permitivita mikrovlnného substrátu, h značí výšku mikrovlnného substrátu a λ_0 odpovídá vlnové délce ve vzduchu. Efektivní tloušťka by měla být v rozmezí 0.005 až 0.03 vlnové délky pro délky antény určené vztahem [9]:

$$3\lambda \leq L \leq 8\lambda, \quad (2.2)$$

kde L je fyzická délka antény (pouze exponenciální části). Vyzařování elektromagnetického pole je lineárně polarizované paralelně k výstupní hraně dielektrika (mikrovlnného substrátu). Základní geometrie Vivaldiho antény je zobrazena na Obr. 2.2.



Obr. 2.2 Geometrie Vivaldiho antény.

kde W_{ant} je šířka antény, W_l je šířka překrytí ramen a funkce y definuje zakřivení ramen antény. Z principu vyzařování antény lze odvodit, že vlastnosti antény jsou dány pouze rozměry vzniklé štěrbinou, nikoliv celkovou geometrií [9].

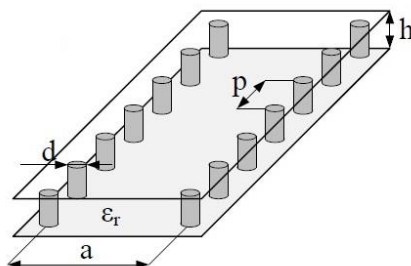
3 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

Technologie na této bázi má v praxi široké uplatnění, mohou vznikat planární verze obvodů, jako jsou filtry, oscilátory, výkonové zesilovače, oscilátory, směrové odbočnice, antény a další.

Kapitola pojednává o struktuře vlnovodu, šíření vln vlnovodem SIW (z angl. Substrate Integrated Waveguide, dále jen SIW), dielektrických ztrátách a na závěr přechodem koplanárního vedení na SIW.

3.1 Struktura vlnovodu SIW

Bezdrátové komunikace získávají v posledních letech stále větší pozornost a to především v oblasti centimetrových a milimetrových vln. Pásma v těchto oblastech jsou mnohem méně využívané, než pásma s nižšími kmitočty. V milimetrových kmitočtových pásmech je vhodným přenosovým vedením vlnovod integrovaný do substrátu. Jedná se o klasický obdélníkový vlnovod, kde krajní stěny tohoto vlnovodu jsou tvořeny dvěma řadami prokůvů, které spojují obě strany pokovení dielektrického substrátu. Struktura SIW (Obr. 3.1) je popsána třemi parametry: průměrem prokůvů d , rozstupem prokůvů p a šířkou příčné strany vlnovodu a tvořeného prokůvy [12].



Obr. 3.1 Struktura SIW [12].

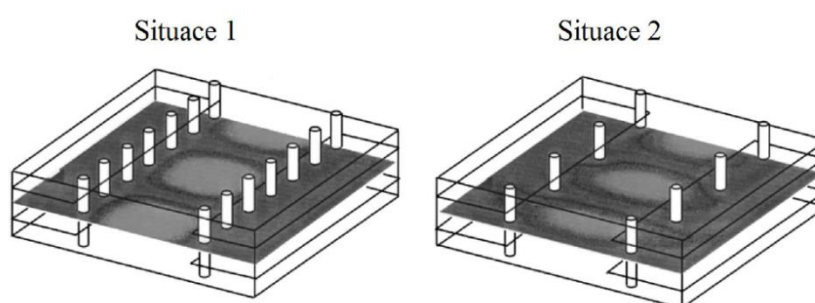
Struktura SIW je ekvivalentem běžného obdélníkového vlnovodu, dosahuje tedy podobných vlastností, včetně rozptylových parametrů a rozložení elektromagnetického pole. Výhodou technologie SIW je možnost integrace všech aktivních i pasivních součástek na jeden substrát. Lze tedy podstatně snížit velikost a hmotnost součástek, na rozdíl od běžného kovového vlnovodu. Výhodou je i fakt, že není potřeba přechodů mezi elementy, což snižuje ztráty a v nemalém případě i cenu zařízení [12].

3.2 Šíření vln vlnovodem SIW

Jak již bylo řečeno, struktura SIW je považována za speciální typ obdélníkového vlnovodu s periodicky se opakujícími prokůvy na obou svislých stěnách vlnovodu. Právě periodicky uspořádané prokůvy jsou hlavním frekvenčně omezujícím jevem.

Konvenční vlnovody a struktura SIW mají odlišné vidy, které se v nich mohou šířit. Nastane-li případ, kdy je ve vlnovodu SIW vybuzen vid, jehož povrchové proudy jsou kolmé na štěrbinu mezi prokvy, dojde k nežádoucímu leč výraznému vyzařování, které zabrání šíření elektromagnetické vlně bez útlumu. Vyplývá z toho, že se mohou pouze šířit elektromagnetické vlny, jejichž povrchové proudy proudí podél štěrbin mezi prokvy. U této struktury se mohou šířit pouze módy TE_{m0} [13].

Jako modelová ukázka poslouží Obr. 3.2, kde je naznačena simulace šíření vlny TE_{10} vlnovodem. Na dvou situacích jsou zvoleny různé velikosti roztečí mezi prokvy. Celá simulace byla spuštěna na $f = 60$ GHz a pro situaci 1 byla zvolena rozteč $p = 0.52$ mm a $p = 1.04$ mm odpovídá situaci 2. Ve druhém případě lze pozorovat značné úniky elektromagnetické energie.



Obr. 3.2 Simulované šíření vlny TE_{10} vlnovodem s různými vzdálenostmi prokvů [14].

3.3 Dielektrické ztráty

Způsobují oteplení dielektrik a izolantů a tím zhoršení jejich funkčních vlastností. Ideální dielektrikum vykazuje nulovou elektrickou vodivost, u technického dielektrika tomu tak není. Technické dielektrikum obsahuje různé příměsi, nečistoty, vlhkost apod. Ztrátu energie pak způsobuje vznik nestacionárních pochodů uvnitř dielektrika po přiložení elektrického pole [15].

Ztráty v dielektriku představují celkovou energii, rozptýlenou v dielektriku v časové jednotce při jeho vložení do elektrického pole. Působením stejnosměrného i střídavého pole se dielektrikum ohřívá, což je příčinou změny fázového úhlu mezi napětím a proudem [15].

Z fyzikálního hlediska se rozlišují tři typy ztrát, jejichž součtem jsou celkové ztráty dielektrika. Rozlišují se na:

- vodivostní ztráty,
- polarizační ztráty a
- ionizační ztráty.

Vodivostní ztráty

Vznikají při stejnosměrném i střídavém napětí a důsledkem je přeměna elektrické energie na Jouleovo teplo. Vodivostní ztráty se vyskytují u všech druhů dielektrik a jsou

podmíněny vnitřní ohmickou a povrchovou vodivostí dielektrika [15].

Polarizační ztráty

Polarizační ztráty jsou podmíněny polarizačními pochody v dielektriku. Velikost těchto ztrát a jejich teplotní a kmitočtové závislosti vycházejí z druhu vyskytujících se polarizací. K polarizačním ztrátám lze ještě zařadit tzv. rezonanční ztráty. Jejich výskyt v dielektriku nastává při kmitočtech odpovídajících kmitočtu světelného spektra a jsou charakterizovány silnou selektivností při určitém kmitočtu [15].

Ionizační ztráty

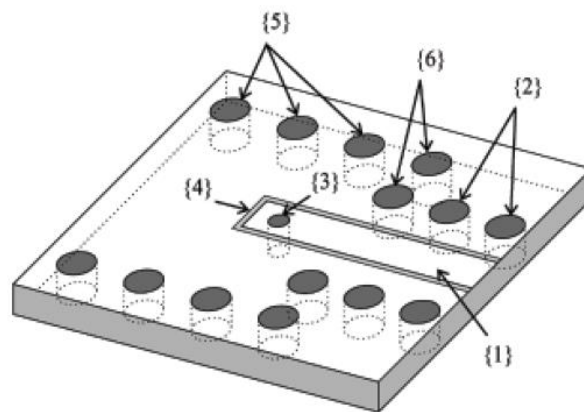
Ionizační ztráty se vyskytují u plynů, a také u tuhých a kapalných dielektrik, které obsahují plynové vměstky. Podmínkou vzniku ztrát je překročení prahu ionizace daného plynu [15].

3.4 Přechod uzemněného koplanárního vlnovodu GCPW na SIW vedení

Elektrické vlastnosti koplanárního vlnovodu jsou téměř nezávislé na výšce dielektrického substrátu a proto je kompatibilní se širšími substráty. Vzhledem k této vlastnosti lze minimalizovat vodivostní ztráty ve vedení SIW a získat požadovanou impedanci pro planární vedení. Tloušťka substrátu se může zvětšovat bez zvyšování přenosových ztrát a dosáhnout tak vysokého činitele jakosti Q .

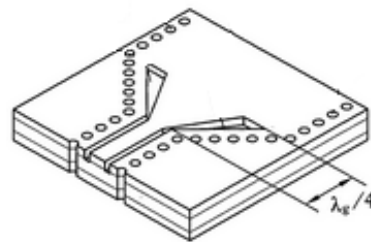
Popis jednotlivých částí přechodu GCPW – SIW je na Obr. 3.3. Vstupem je GCPW přechod označen číslem {1}. Prokovy označené číslem {2} zabrání šíření vln v podobě nežádoucích vidů. Tento způsob je běžně užívaným pro potlačení nežádoucích vidů. Aby se zabránilo rezonanci v provozním módu, jsou prokovy umístěny v blízkosti koplanárního vlnovodu. Společné vazby GCPW mezi SIW vlnovodem je dosaženo prokovem označeným číslem {3}.

Úzké přenosové vedení {4} mezi rozpojený obvod GCPW a prokov {3} je nutné vložit pro funkčnost celého přechodu. Pokud by tomu tak nebylo, docházelo by k parazitnímu jevu související s reaktancí odpojeného GCPW. Tradičně je vlnovod SIW ohraničen řadami prokůvů označených číslem {5}. To posléze umožňuje SIW vlnovod modelovat jako obyčejný obdélníkový vlnovod. V H-rovině vlnovodu je realizován zkrat s pomocí prokůvů označených číslem {6}. Elektrická délka vytvořeného zkratovacího pahýlu musí být rovna čtvrtině vlnové délky pro případné dosažení nekonečné impedance na referenční rovině spojovacího prokovu [17].



Obr. 3.3 Jednotlivé části přechodu GCPW – SIW [17].

Přechod zobrazený na Obr. 3.4 vykazuje širokopásmové vlastnosti, postupným „rozevřením“ linek přechodu je dosaženo impedančního přizpůsobení. Tento typ GCPW-SIW přechodu je použitý pro navrhovanou Vivaldiho anténu.



Obr. 3.4 Širokopásmový přechod mezi GCPW a SIW [16].

4 NÁVRH ANTÉNNÍ ŘADY

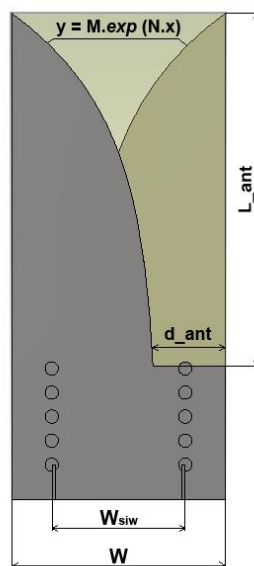
4.1 Anténní element

V této části je probrána problematika návrhu jednoho elementu Vivaldiho antény. Důraz je kladen na širokopásmové vlastnosti, vyzařovací charakteristiky a impedanční přizpůsobení v požadované šířce pásma.

Zakřivení ramen Vivaldiho antény je dáno funkcí:

$$y = \pm M \cdot \exp(N \cdot x), \quad (4.1)$$

kde parametry M a N mění toto zakřivení. Celková geometrie antény (Obr. 4.1) závisí i na anténní délce L_{ant} a posuvu ramen d_{ant} . Po optimalizování jsou výsledné hodnoty: $M = 0.200$, $N = 0.251$, $L_{ant} = 13.2$ mm a $d_{ant} = 2.7$ mm. Anténa je navržena na substrátu o tloušťce 0.508 mm o relativní permitivitě 2.2 [21].



Obr. 4.1 Celková geometrie elementu včetně struktury SIW.

Přenosové vedení Vivaldiho antény je řešeno SIW technologií. Klíčové parametry návrhu SIW jsou vzdálenost mezi prokvy p , průměr proků d a šířkou příčné strany vlnovodu W_{siw} . Parametry SIW by měly být pečlivě navrženy. Vzdálenost p a průměr d ovlivňují ztráty způsobené zářením a útlum, zatímco šířka W_{siw} stanovuje kritickou frekvenci šíření. Anténa je navržena na střední frekvenci 32.5 GHz, odpovídající vlnová délka je 9.2 mm podle vztahu [12]:

$$\lambda = \frac{c [m/s]}{f [Hz]} = \frac{3 \cdot 10^8}{32.5 \cdot 10^9} = 9.2 \text{ mm}, \quad (4.2)$$

kde c je rychlost šíření světla ve vakuu. Vzdálenost mezi prokvy je 0.9 mm a průměr prokovů 0.5 mm. Jedna z podmínek návrhu SIW je dodržena [12]:

$$p < 2d, \quad (4.3)$$

Šířka příčné strany vlnovodu W_{siw} je 5 mm. Ekvivalentní šířka obdélníkového vlnovodu W_d se určí ze vztahu [19]:

$$W_d = W_{siw} - \frac{d^2}{0,95 \cdot p} = 0,005 - \frac{0,0005^2}{0,95 \cdot 0,0009} = 4,7 \text{ mm}, \quad (4.4)$$

odkud:

$$W = W_d \cdot \sqrt{\varepsilon_r} = 0,0047 \cdot \sqrt{2,2} = 6,98 \text{ mm}, \quad (4.5)$$

kde ε_r je relativní permitivita substrátu.

Mezní kmitočet šíření ve vlnovodu [19]:

$$f_{krit} = \frac{c}{2 \cdot W} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 0,00698} = 21,5 \text{ GHz}, \quad (4.6)$$

Abychom dodrželi další podmínku úspěšného návrhu, je potřeba spočítat vlnovou délku SIW λ_g [12]:

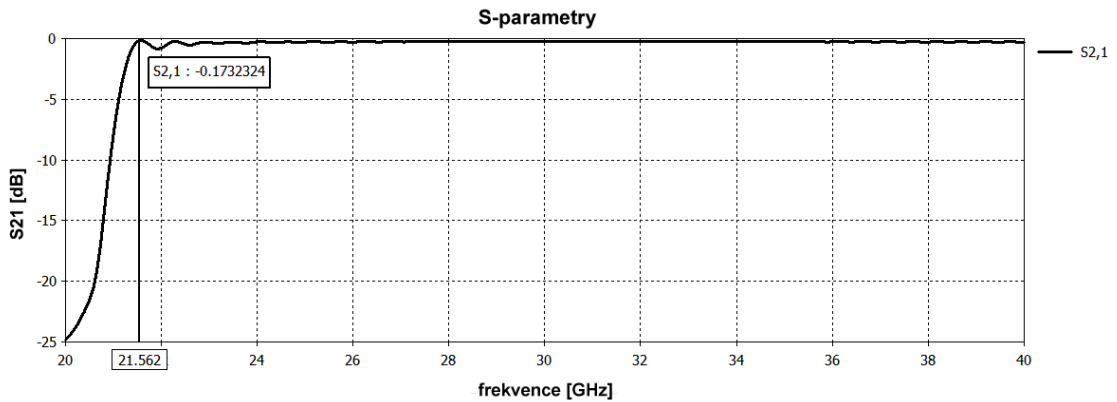
$$\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{32,5 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,2}} = 6,22 \text{ mm}, \quad (4.7)$$

kde f je střední frekvence. Podmínka [19]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} = 0,5 < \frac{6,22}{5}, \quad (4.8)$$

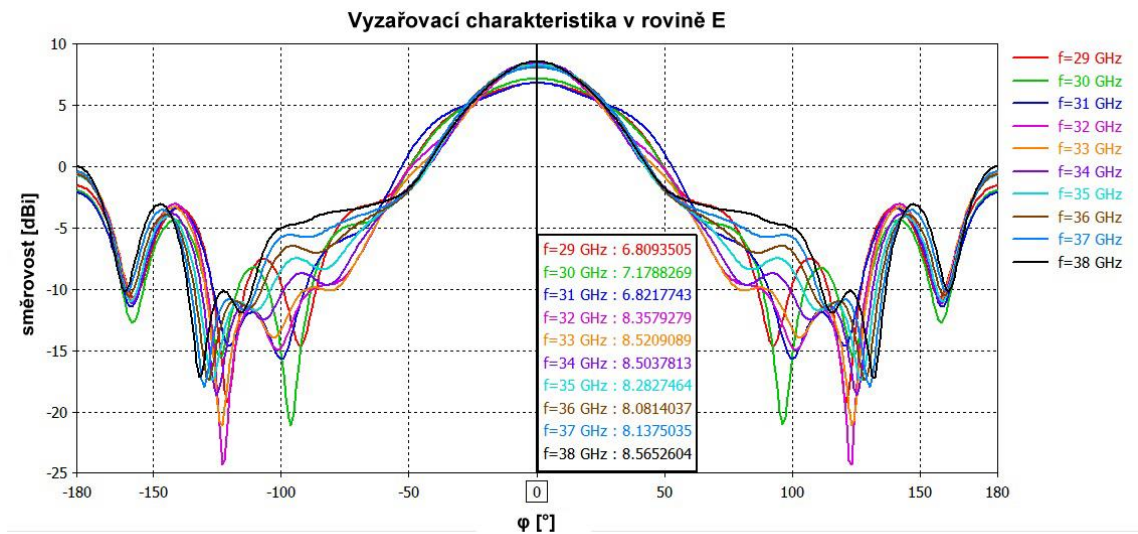
je splněna.

Parametry SIW jsou zvoleny na kritickou frekvenci 21.5 GHz. Pro anténu pracující na středním kmitočtu 32.5 GHz je to dostatečné i s využitím pro širokopásmové aplikace. Přenosové vlastnosti S_{21} navrženého SIW vedení jsou na Obr. 4.2.

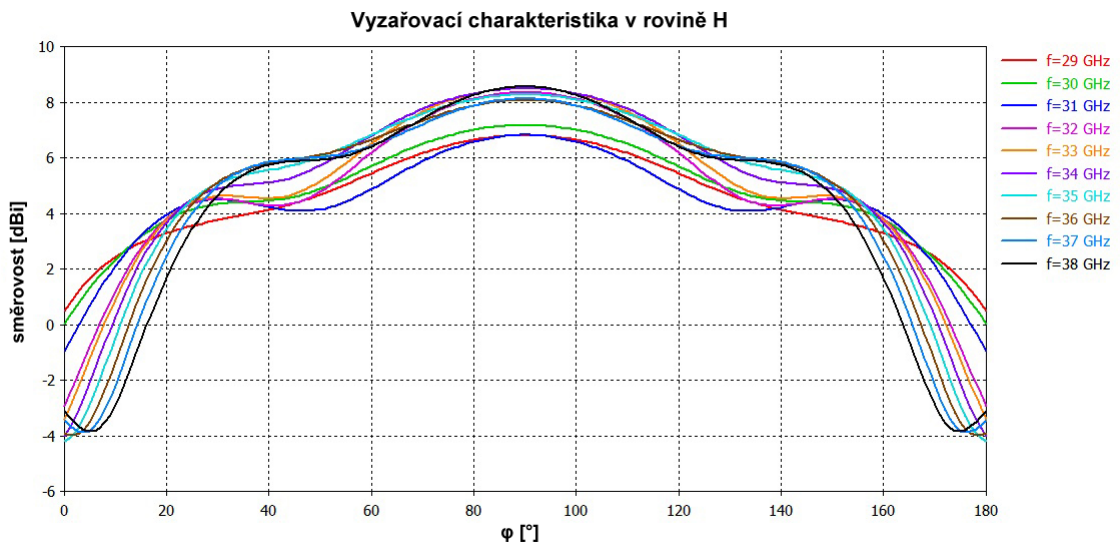


Obr. 4.2 Přenosové vlastnosti $|S_{21}|$ navrženého vedení SIW.

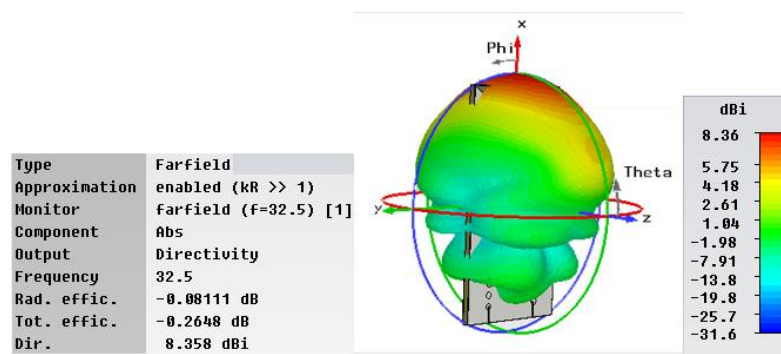
Důležitý prvek tvoří směrové charakteristiky antény v rovině E (Obr. 4.3) a H (Obr. 4.4) na frekvencích od 29 do 38 GHz. Anténa vykazuje širokopásmové vlastnosti, důkazem jsou získané směrové charakteristiky. Od frekvence 32 GHz hodnota zisku antény přesahuje 8 dBi. Jeden element antény je impedančně přizpůsoben (více než 10 dB) od 25 do 40 GHz (Obr. 4.6). Zisk antény na střední frekvenci (32.5 GHz) o hodnotě 8.36 dBi zobrazuje 3D model směrové charakteristiky na Obr. 4.5.



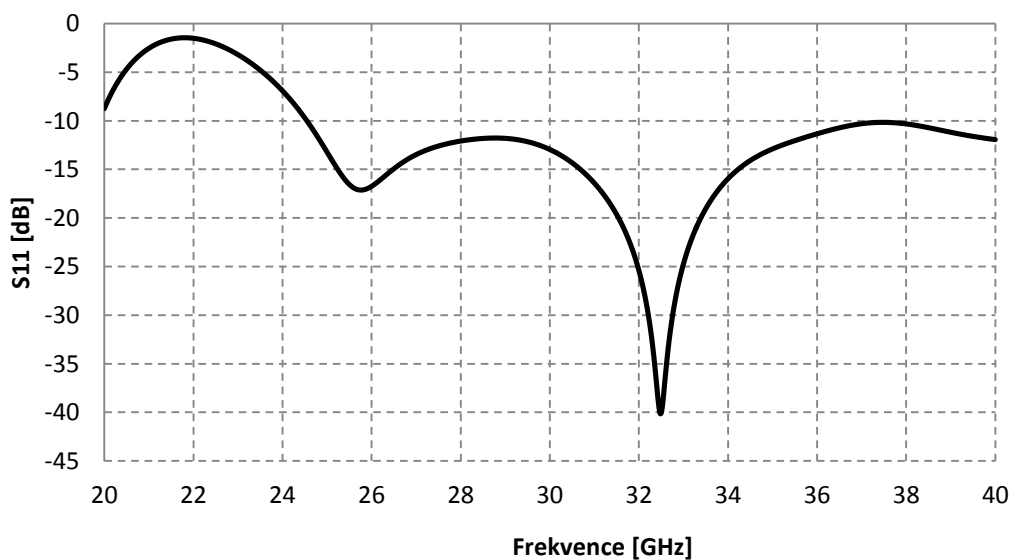
Obr. 4.3 Směrové charakteristiky jednoho elementu v rovině E .



Obr. 4.4 Směrové charakteristiky jednoho elementu v rovině H.



Obr. 4.5 3D model směrové charakteristiky Vivaldiho antény na kmitočtu 32.5 GHz.



Obr. 4.6 Impedanční přizpůsobení $|S_{11}|$ pro jeden element z Obr. 4.1.

4.2 Anténní řady

V předchozí kapitole byly diskutovány charakteristiky záření jednoho elementu antény. Obvykle vyzařovací diagram jednoho prvku je poměrně široký s daným ziskem. V mnoha aplikacích je třeba navrhnout antény s velmi vysokými zisky, aby splňovaly požadavky komunikace na dlouhé vzdálenosti. Toho lze dosáhnout pouze zvýšením elektrické velikosti antény. Zvětšení rozměrů jednotlivých prvků vede často k rozšíření směrových charakteristik. Dalším způsobem jak zvětšit rozměry antény, aniž by se nutně zvětšovala velikost jednotlivých prvků je vytvoření sestavy vyzařujících prvků v elektrickém a geometrickém uspořádání. Tato nová konfigurace, vytvořená z více elementů se označuje jako pole. Ve většině případů jsou prvky pole totožné. Není to nutné, ale často výhodné, jednodušší a praktičtější. Celková struktura antény je určena přidáním vektorového pole vyzařovaného jednotlivými prvky. To předpokládá, že proud v každém elementu je stejný jako v izolovaném elementu. Není to ovšem pravidlem, závisí to na oddělení mezi prvky. Ve struktuře stejných prvků existuje nejméně pět způsobů, jak měnit vyzařovací diagram antény, jedná se o [22]:

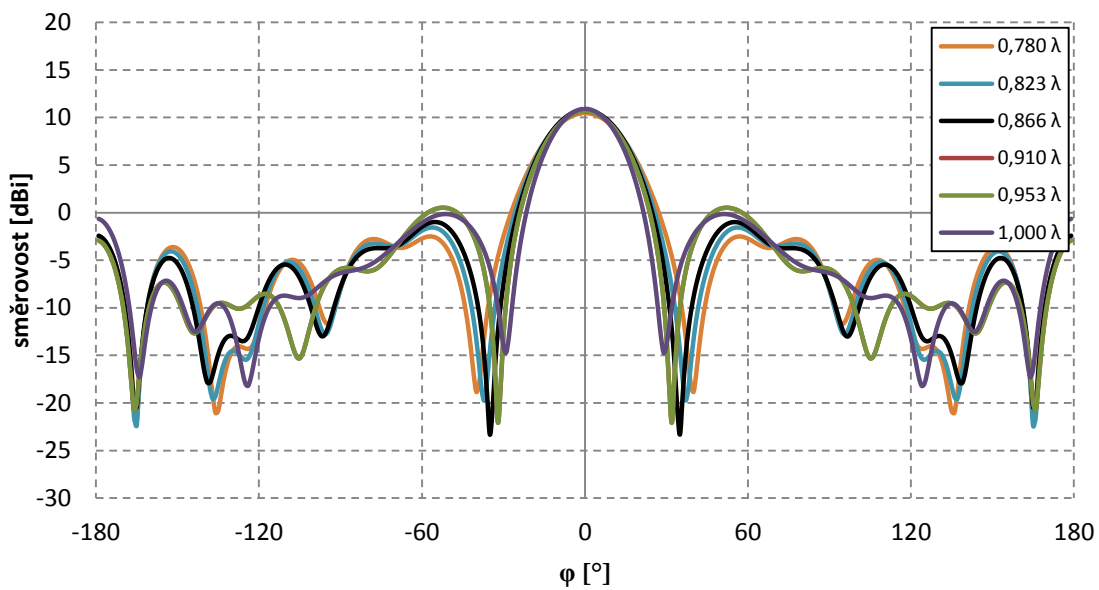
1. Geometrické uspořádání celkové struktury
2. Posunutí (roztečí) mezi prvky
3. Vybuzení amplitudy jednotlivých prvků
4. Změna fáze jednotlivých prvků
5. Tvar nebo vzor jednotlivých prvků

Pro porovnání, jak se mění vlastnosti anténní řady se dvěma, čtyřmi a osmi elementy byli provedeno několik parametrických analýz. Největší pozornost je věnována anténěmu poli s osmi elementy.

Zisk antény a potlačení bočních laloků patří mezi nejdůležitější parametry, na které je potřeba se při návrhu anténního systému pro radarové aplikace zaměřit. Prvně byla provedena parametrická analýza volby rozteče mezi anténními elementy na kmitočtu 32.5 GHz. Sledovanými parametry byl zisk výsledné anténní struktury, potlačení bočních laloků a předozadní poměr ve vyzařovací rovině E. Získané hodnoty těchto parametrů pro různě zvolenou rozteč mezi elementy jsou v Tab. 4.1 až Tab. 4.3 a v Obr. 4.7 až Obr. 4.9.

Tab. 4.1 Porovnání parametrů pro 2 anténní elementy.

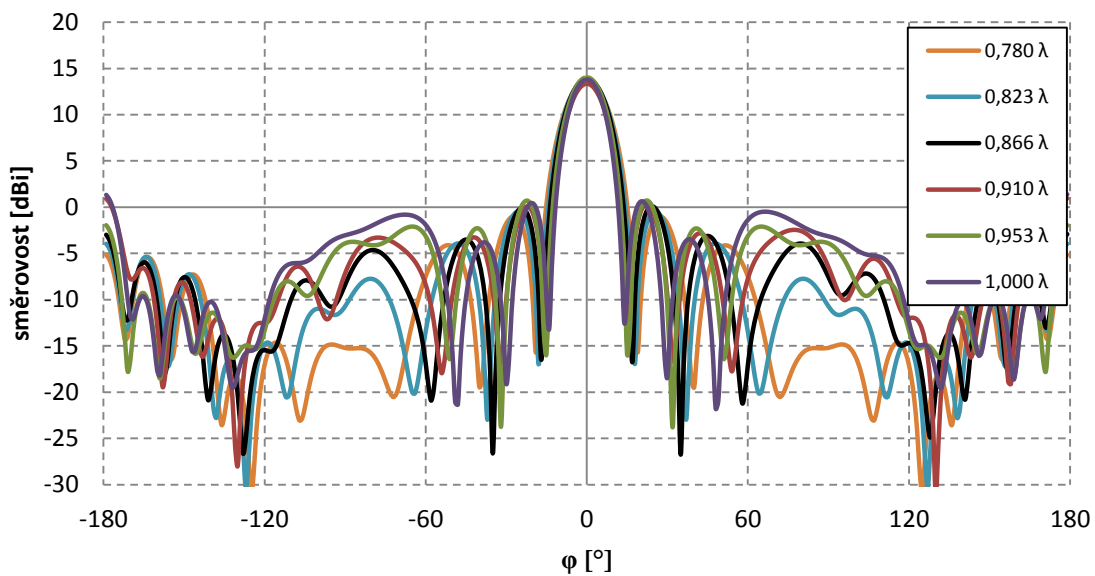
2 ELEMENTY			
Rozteč antény	Zisk [dBi]	Boční laloky [dBi]	Předozadní poměr [dB]
0,780 λ (7,2 mm)	10,5	-2,5	13,0
0,823 λ (7,6 mm)	10,7	-1,6	13,1
0,866 λ (8,0 mm)	10,8	-1	13,1
0,910 λ (8,4 mm)	10,6	-0,4	11,7
0,953 λ (8,8 mm)	10,7	0,5	13,5
1,000 λ (9,2 mm)	10,9	-0,15	11,5



Obr. 4.7 Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 2 elementy.

Tab. 4.2 Porovnání parametrů pro 4 anténní elementy.

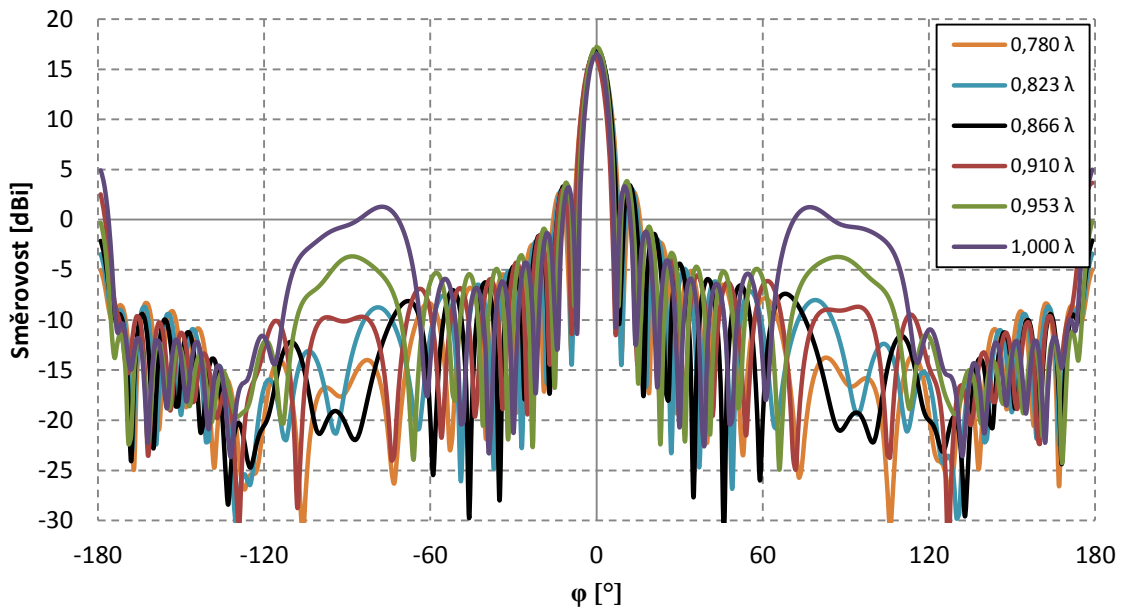
4 ELEMENTY			
Rozteč antény	Zisk [dBi]	Boční laloky [dBi]	Předozadní poměr [dB]
0,780 λ (7,2 mm)	13,5	-1	18,5
0,823 λ (7,6 mm)	13,8	-0,5	17,6
0,866 λ (8,0 mm)	13,9	0	16,7
0,910 λ (8,4 mm)	13,3	0	12,3
0,953 λ (8,8 mm)	14,0	0,7	15,8
1,000 λ (9,2 mm)	13,8	1	12,3



Obr. 4.8 Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 4 elementy.

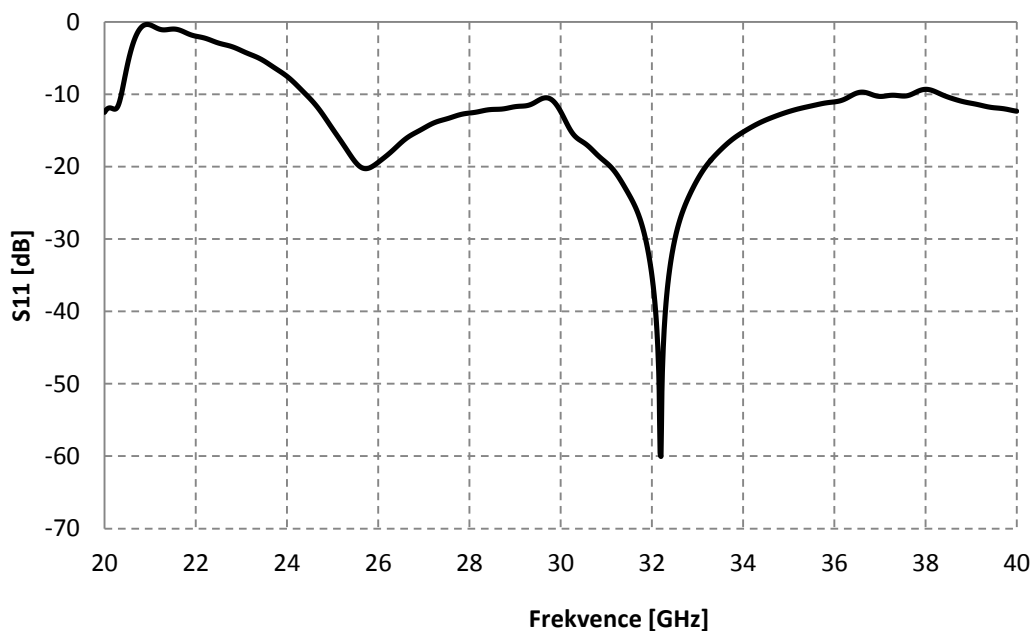
Tab. 4.3 Porovnání parametrů pro 8 anténních elementů.

8 ELEMENTŮ			
Rozteč antény	Zisk [dBi]	Boční laloky [dBi]	Předozadní poměr [dB]
0,780 λ (7,2 mm)	16,6	2,8	21,3
0,823 λ (7,6 mm)	16,8	3	19,9
0,866 λ (8,0 mm)	17,3	3,4	19,0
0,910 λ (8,4 mm)	16,3	4	12,6
0,953 λ (8,8 mm)	17,1	3,8	16,9
1,000 λ (9,2 mm)	16,5	3,1	11,2



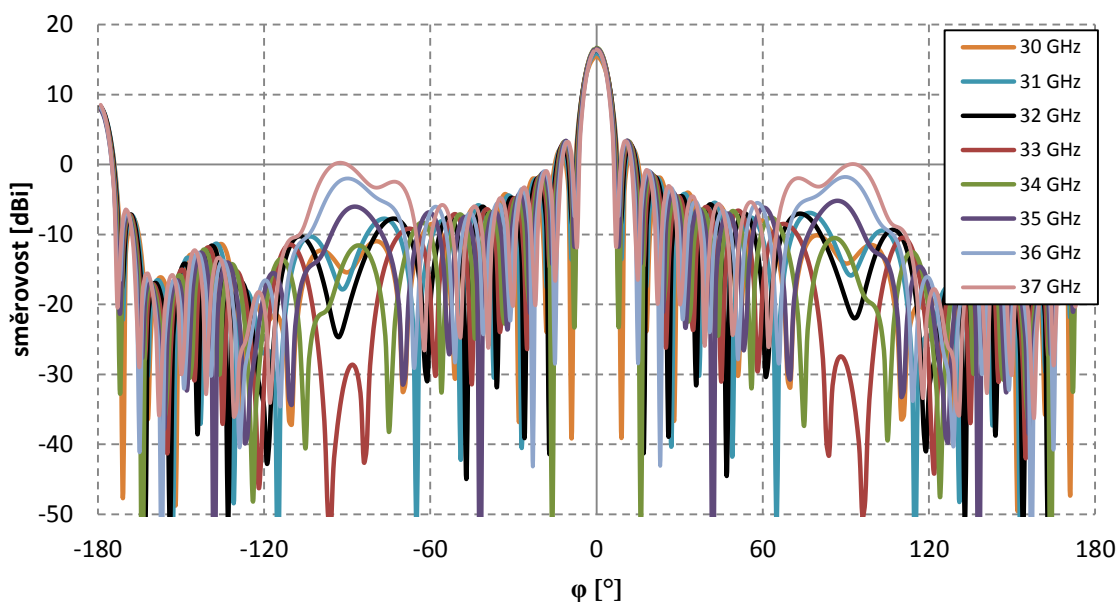
Obr. 4.9 Vyzařovací charakteristika na kmitočtu 32,5 GHz pro 8 elementů.

Nejvyšší zisk pro osm elementů je dosažen se vzdáleností 0.866λ . Simulovaný koeficient odrazu S_{11} je na Obr. 4.10. Impedanční přizpůsobení je lepší než 10 dB s šířkou pásma okolo 16 GHz (~ 24 GHz až 40 GHz). U vyzařovacího diagramu pro osm elementů je k povšimnutí nárůst zisku laloků kolmém na hlavní směr záření. Tento jev se projevuje ve vzdálenosti $\sim 0.9 \lambda$ až 1.0λ . Předozadní poměr je roven hodnotě 19 dB pro 8 mm rozteč antény.

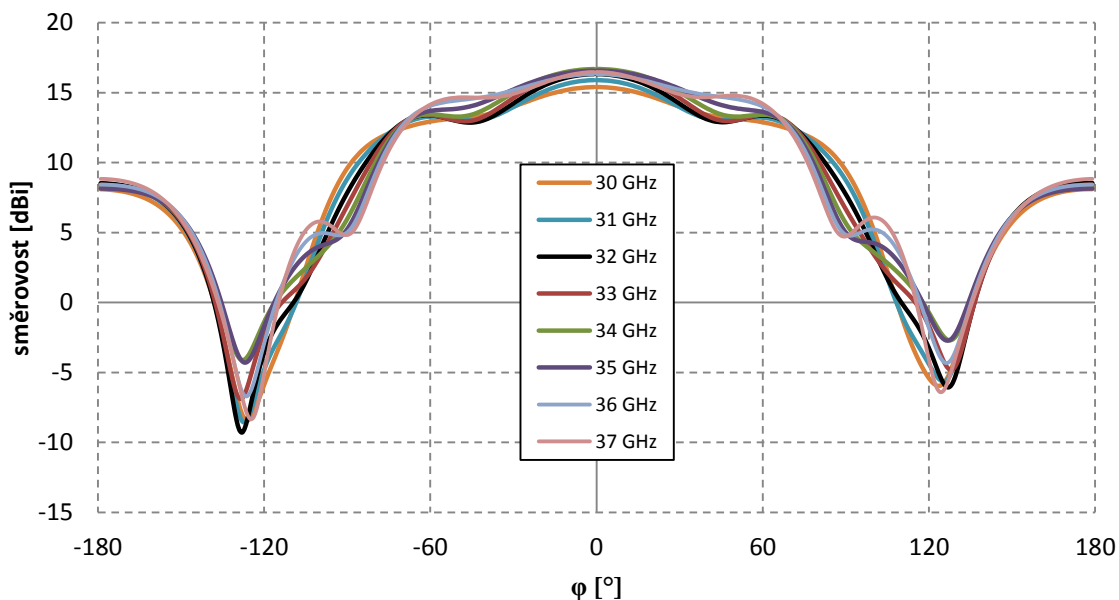


Obr. 4.10 Impedanční přizpůsobení $|S_{11}|$ pro 8 elementů antény.

Směrová charakteristika v rovině E pro 8 elementů v závislosti s měnící se frekvencí je na Obr. 4.11. Na kmitočtech od 35 GHz ve směru kolmém na hlavní směr záření nastává nežádoucí nárůst zisku postranních laloků. Směrová charakteristika v rovině H (Obr. 4.12) vykazuje pro všechny zvolené frekvence podobné průběhy.



Obr. 4.11 Vyzařovací charakteristika v rovině E výsledné struktury s 8 elementy ve frekvenčním rozsahu od 30 do 37 GHz.

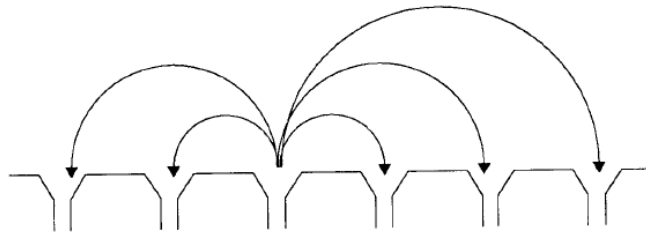


Obr. 4.12 Vyzařovací charakteristika v rovině H výsledné struktury s 8 elementy ve frekvenčním rozsahu od 30 do 37 GHz.

4.2.1 Vzájemná vazba mezi elementy

Zisk anténního pole se vztahuje k zisku jednotlivých prvků antény. Avšak zisk izolovaného prvku může být velmi odlišný od zisku stejného prvku v přítomnosti zbytku anténního pole. Kromě toho se vyzařovací diagram a zisk liší na okraji a uprostřed tohoto pole. Toto chování je způsobeno elektromagnetickou vazbou mezi prvky a může mít za následek větší či menší zisk elementu v anténním poli, než v případě izolovaného prvku [22].

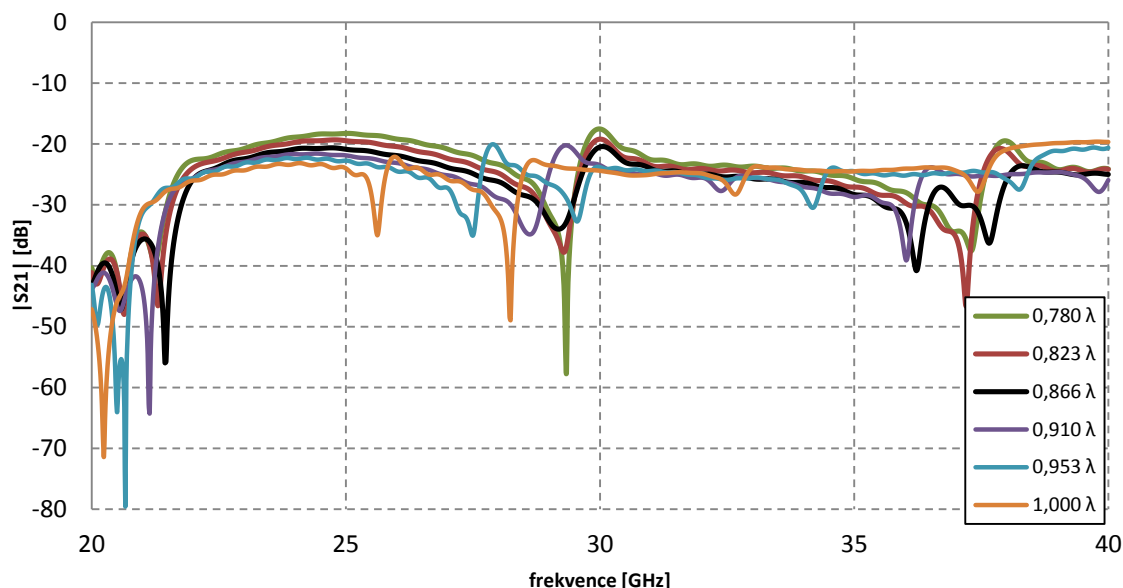
Obr. 4.13 ukazuje vazbu jednoho vybuzeného elementu s ostatními prvky v nevybuzeném stavu. Skutečný vyzařovací diagram je ovlivněn přímo charakteristikou vybuzeného elementu s kombinací se zpětně vyzářeným polem všech elementů. V závislosti na zisku elementů a roztečích mezi elementy, může být vyzařovací diagram jednoho elementu podstatně zúžen interakcí, ale v případě složeného pole je zisk prvku snížen ze zisku izolovaného prvku, aby se omezila maximální plocha zisku na méně než $4\pi A/\lambda^2$ [22].



Obr. 4.13 Vazba mezi elementy v anténním poli [22].

V návaznosti na úvod by mělo být jasné, že skutečný zisk prvku není obvykle znám. Výsledek se nalézá jako podrobný výpočet zahrnující nejzásadnější elektromagnetické analýzy. Předpokládá se, že taková vzájemná vazba existuje a lze ji měřit nebo vypočítat pomocí popisu pole. Tento popis je plně ekvivalentní a ztotožňuje se s fyzikou v modelu pole se vzájemnou vazbou [22].

Analýza vzájemné vazby, konkrétně mezi dvěma elementy byla provedena v závislosti s měnící se šířkou elementů. Vzájemná vazba $|S_{21}|$ zobrazena na Obr. 4.14 je nižší než -20 dB v celém pásmu.



Obr. 4.14 Vzájemná vazba $|S_{21}|$ mezi dvěma elementy.

4.3 Nesymetrické napájení elementů

Pro zvolenou rozteč mezi jednotlivými elementy je potřeba navrhnout napájecí síť. Jak již bylo zmíněno důležitými vyzařovacími parametry kromě samotného zisku antény jsou potlačení bočních laloků a předozadní poměr. Pro tento účel bude potřeba vhodně zvolit napájení jednotlivých elementů ve výsledné osmiprvkové struktuře.

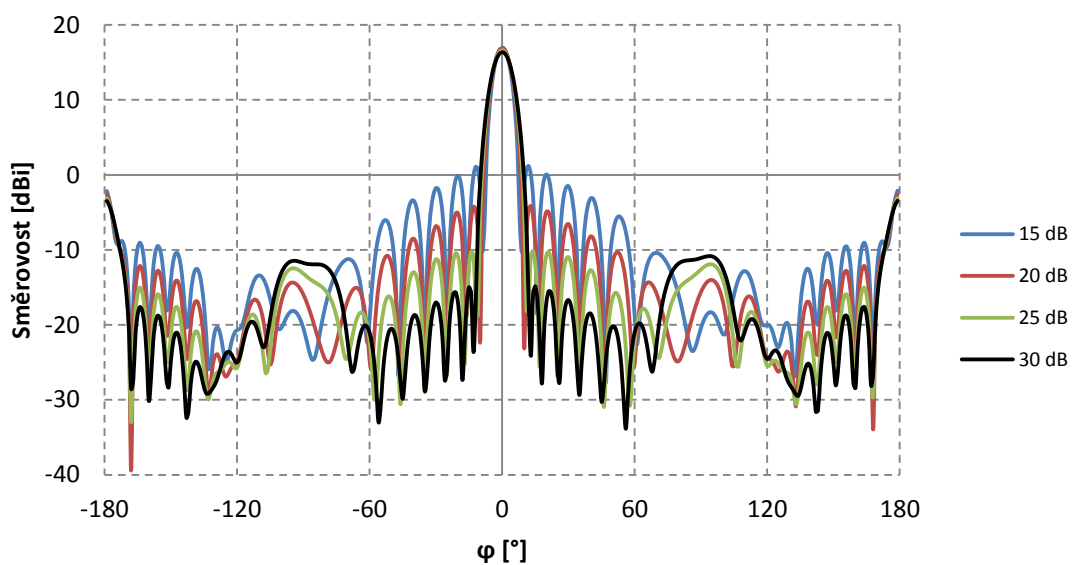
Existuje několik přístupů pro návrh napájení s různým potlačením bočních laloků. K tomuto účelu jsme použili návrhové vztahy dle Čebyševova rozložení [25]. Změnou velikosti amplitud do jednotlivých elementů lze docílit různého potlačení bočních laloků v širokém rozsahu. Rozložení amplitud pro osm elementů a různé úrovně potlačení bočních laloků (15dB, 20dB, 25dB a 30dB) je shrnuto v Tab. 4.4 pro různé rozteče mezi elementy. Vypočtené hodnoty odpovídají Čebyševovým návrhovým vztahům, reálné hodnoty jsou vypočtené hodnoty aplikované v programu CST Microwave Studio.

Tab. 4.4 Rozložení amplitud pro 8 elementů a různé úrovně potlačení bočních laloků.

Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
0,780 λ (7,2 mm)	1,000	0,894	0,731	0,962	16,5	15/16,1
	1,000	0,867	0,653	0,578	16,4	20/21,3
	1,000	0,842	0,581	0,377	16,2	25/26,7
	1,000	0,809	0,516	0,262	15,9	30/31,9

Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
0,823 λ (7,6 mm)	1,000	0,894	0,731	0,962	16,8	15/16,1
	1,000	0,867	0,653	0,578	16,7	20/21,7
	1,000	0,842	0,581	0,377	16,4	25/26,4
	1,000	0,809	0,516	0,262	16,2	30/32,2
Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
0,866 λ (8,0 mm)	1,000	0,894	0,731	0,962	17,0	15/15,8
	1,000	0,867	0,653	0,578	16,9	20/20,9
	1,000	0,842	0,581	0,377	16,6	25/26,8
	1,000	0,809	0,516	0,262	16,4	30/31,4
Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
0,910 λ (8,4 mm)	1,000	0,904	0,740	0,962	16,2	15/16,2
	1,000	0,878	0,663	0,581	16,0	20/20,0
	1,000	0,838	0,581	0,377	15,7	25/25,9
	1,000	0,809	0,516	0,262	15,5	30/30,5
Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
0,953 λ (8,8 mm)	1,000	0,904	0,740	0,962	17,2	15/15,7
	1,000	0,878	0,663	0,581	17,1	20/21,1
	1,000	0,838	0,581	0,377	16,9	25/25,9
	1,000	0,809	0,516	0,262	16,6	30/30,6
Rozteč antény	Amplituda				Zisk [dBi]	Vypočtené/Reálné Potlačení bočních laloků [dB]
	Element 1	Element 2	Element 3	Element 4		
1,000 λ (9,2 mm)	1,000	0,904	0,740	0,962	16,5	15/15,5
	1,000	0,878	0,663	0,581	16,3	20/20,3
	1,000	0,838	0,581	0,377	16,0	25/26,2
	1,000	0,809	0,516	0,262	15,7	30/31,4

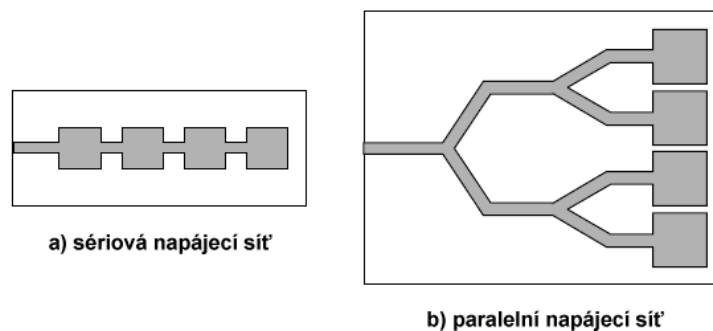
Na Obr. 4.15 jsou hodnoty amplitud pro elementy s roztečí 8 mm simulovány pomocí CST Microwave Studia. Z vyzařovací charakteristiky skutečně odpovídá toto potlačení bočních laloků o 15 až 30 dB.



Obr. 4.15 Potlačení bočních laloků o 15dB, 20 dB, 25 dB a 30 dB pro 8 elementů s roztečí 8 mm.

5 NÁVRH 8-MI CESTNÉHO DĚLIČE VÝKONU POMOCÍ SIW

Mikropáskové antény se používají nejen jako jednotlivé prvky, ale jsou velmi populární v anténních polích. Pole jsou velmi univerzální a používají se mimo jiné k dosažení požadované vyzařovací charakteristiky, které nelze dosáhnout s jediným prvkem. Kromě toho se používají pro skenování paprsku anténního systému, ke zvýšení směrovosti a dalším účelům, které by byly obtížně dosažitelné jedním prvkem. Elementy mohou být napájeny prostřednictvím jedné linky, jak je znázorněno na Obr. 5.1a nebo pomocí více linek napájecí sítě, jak je znázorněno na Obr. 5.1b. První se nazývá „series-feed network“ sériová napájecí síť, zatímco druhý je označován jako „corporate-feed network“ paralelní napájecí síť [5].



Obr. 5.1 Napájecí síť pro mikropáskové antény [5].

Sériové napájení polí je snadno výrobitelné pomocí fotolitografie, jak pro vyzařující elementy, tak pro napájecí síť. Nicméně tato technika je omezena na pole s pevným paprskem. Případné změny v jednom z prvků nebo přívodní napájecí linky ovlivňuje výkon ostatních. Proto při návrhu je důležité vzít v úvahu tyto a další účinky, jako je vzájemná vazba a vnitřní odrazy [5].

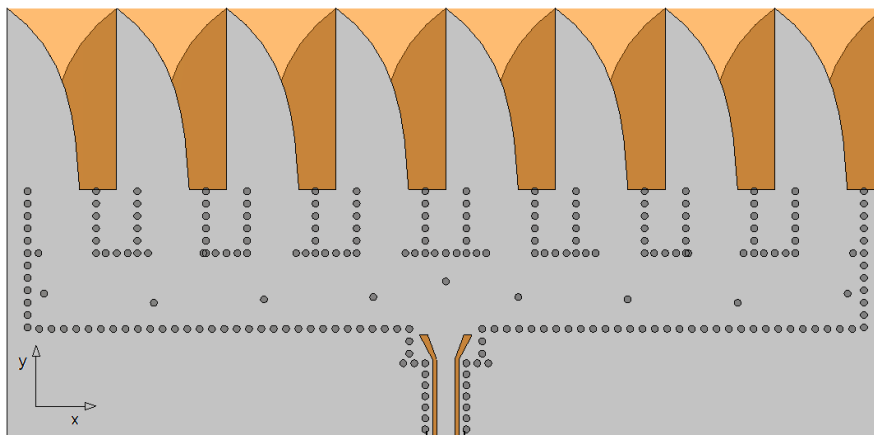
Paralelní napájecí síť je univerzální. S touto metodou lze docílit větší kontroly napájení každého elementu (amplitudy a fáze) a je ideální pro pole s různou fází elementů, více svazkové pole nebo pro pole s tvarováním hlavního laloku. Fáze každého prvku lze ovládat pomocí fázového posunu, zatímco amplitudu lze nastavit buď pomocí zesilovačů, nebo útlumových článků [5].

Konstrukce nízkoztrátového širokopásmového 8-mi cestného děliče výkonu pomocí SIW je jedno z nejdůležitějších kroků celého řešení. Strukturu je potřeba navrhnout tak, aby docházelo k co největšímu vychylování hlavního laloku se změnou kmitočtu. K dosažení vhodné napájecí sítě pro naši aplikaci je nutné dosáhnout těchto cílů [21]:

- Stejná fáze na středním kmitočtu;
- Rozložení amplitud do elementů tak, aby nedocházelo k nárůstu bočních laloků;
- Dobré impedanční přizpůsobení a nízký vložný útlum napájecí struktury.

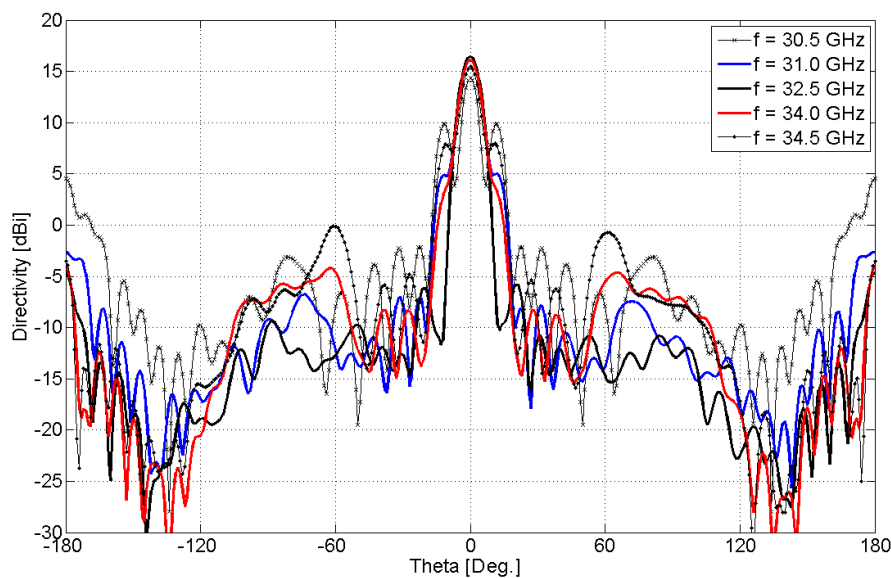
5.1 Symetrická napájecí síť

Jedna z možností jak napájet elementy je použít symetrické napájení. Ukázka této struktury je na Obr. 5.2.



Obr. 5.2 Struktura symetrické napájecí sítě. [21]

Z konstrukčního hlediska je tato verze nevhodná. Rozměry celé struktury jsou sice malé, nicméně by bylo potřeba tuto strukturu výrazně předělat. Je potřeba si uvědomit, že k tomu, aby docházelo k vychylování hlavního laloku (viz Obr. 5.3) je potřeba vhodně náfázovat každý element anténí struktury a to u této struktury je obtížně realizovatelné. Tento nedostatek je podnětem k tomu, že k napájení elementů bude potřeba navrhnout jinou strukturu.



Obr. 5.3 Vyzařovací charakteristika symetrické napájecí sítě. [21]

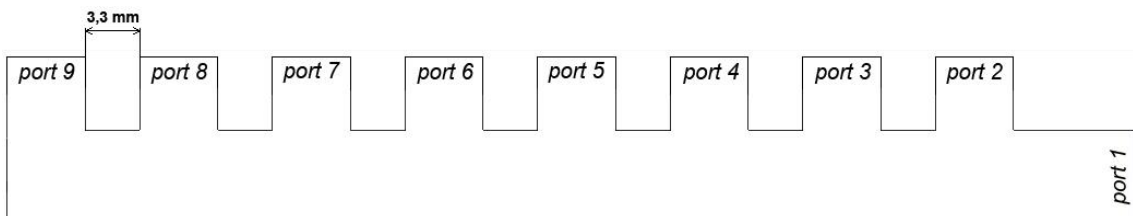
5.2 Nesymetrická napájecí síť

Z důvodu různého fázové buzení každého elementu je potřeba zvolit z konstrukčního hlediska napájecí strukturu nesymetrickou.

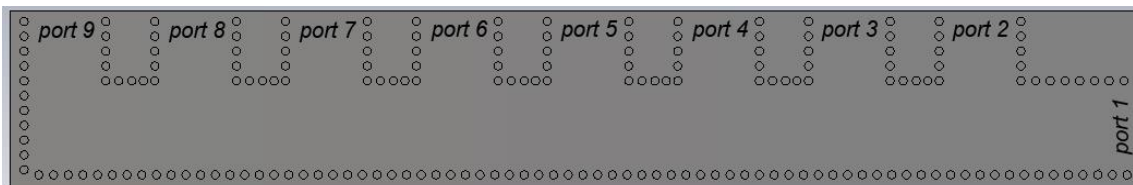
5.2.1 Analýza nesymetrické hřebínkové napájecí struktury

Použitá hřebínková napájecí struktura je zobrazena na Obr. 5.4 [21]. Jako prvotní krok je zjistit chování jednoduché napájecí struktury pro zvolenou rozteč 0.866λ mezi elementy bez ladících prvků (zkratovací piny v napájecí struktuře a pinů ovlivňujících nařazování a buzení jednotlivých elementů) a následně ji porovnat se strukturou realizovanou pomocí prokův (viz Obr. 5.5). Je to z toho důvodu, abychom zjistili zda-li při následné optimalizaci napájecí sítě můžeme v simulacích používat zjednodušený model. Fázové a amplitudové poměry na branách navržené struktury (relativní permitivitou 2.2, ztráty 0.0009) jsou na Obr. 5.6. Výsledky struktury realizované pomocí prokův jsou na Obr. 5.7.

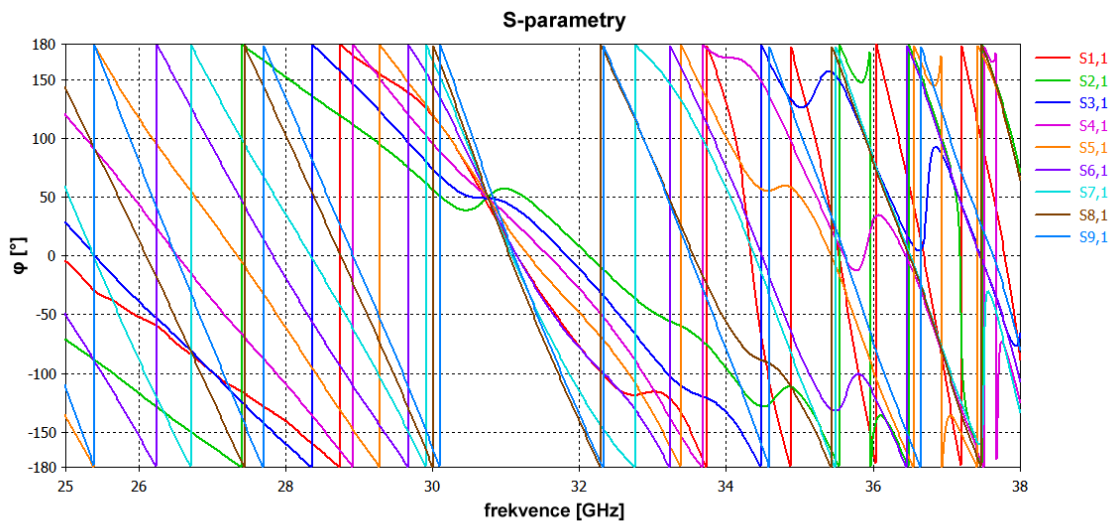
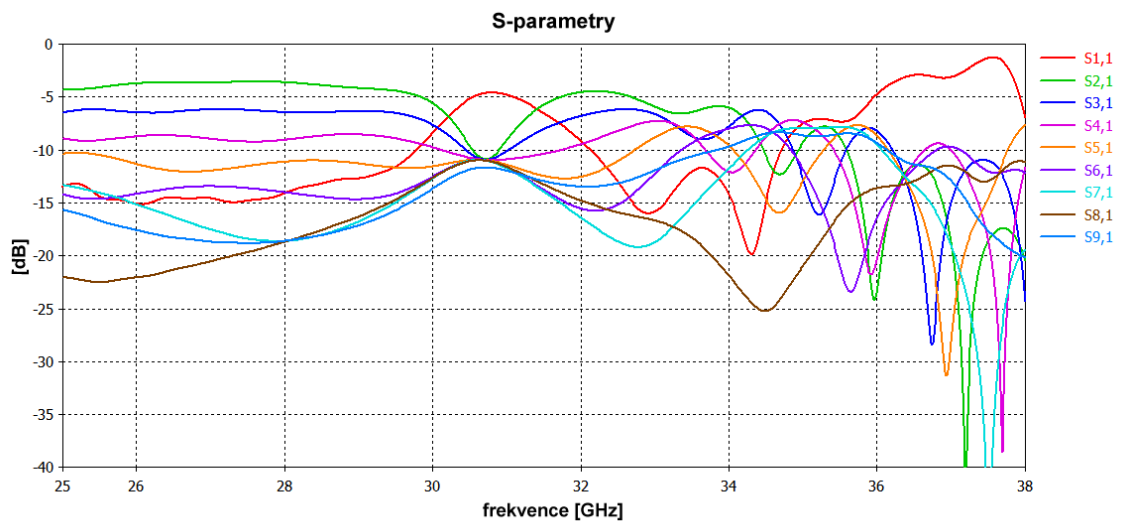
Srovnáním simulací obou struktur jsme zjistili, že zjednodušená struktura vykazuje téměř shodné výsledky se strukturou realizovanou pomocí prokův. Jediný rozdíl je v posunu frekvence u nulového fázového rozdílu mezi elementy (posun 200 MHz). U struktury SIW se tato frekvence zvýšila, což v další fázi návrhu napájecí struktury bude potřeba zohlednit. Takže pro optimalizaci napájecí struktury budeme uvažovat její zjednodušený model s tím, že bude potřeba korigovat frekvenční posun.



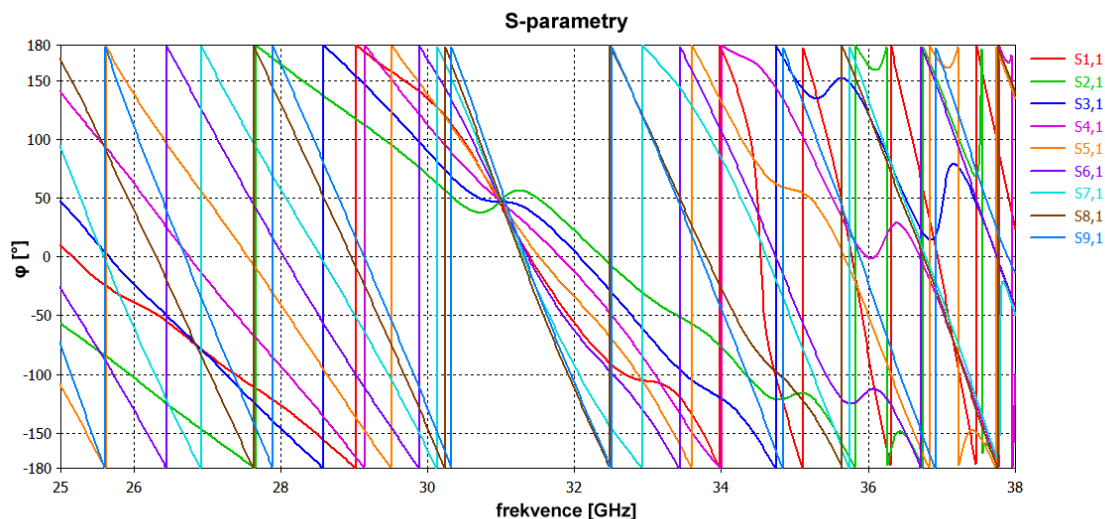
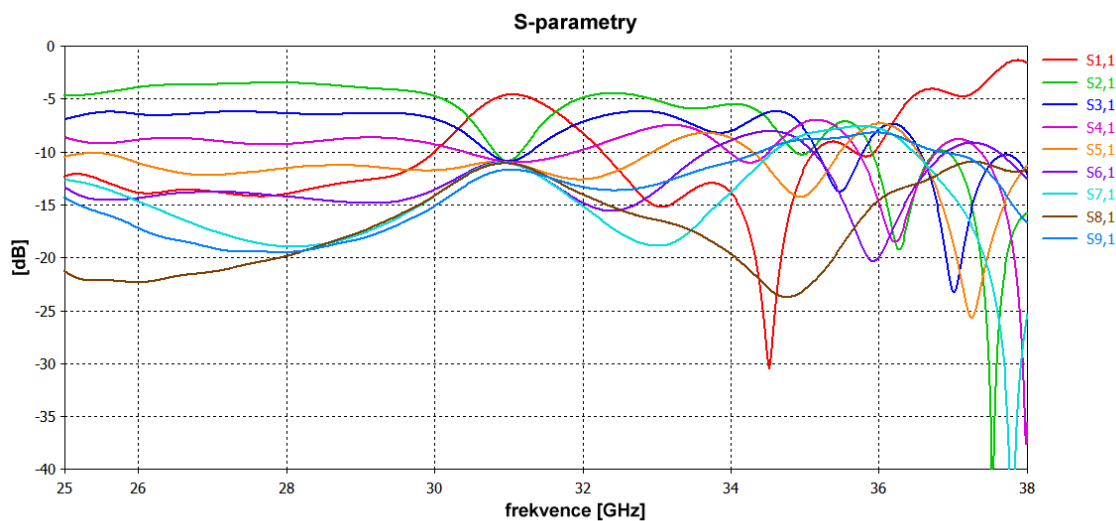
Obr. 5.4 Nesymetrická napájecí síť.



Obr. 5.5 Nesymetrická napájecí síť pomocí SIW.



Obr. 5.6 Fázové a amplitudové vyvážení nesymetrické struktury.



Obr. 5.7 Fázové a amplitudové vyvážení nesymetrické struktury pomocí SIW.

5.3 Optimalizace napájecí struktury

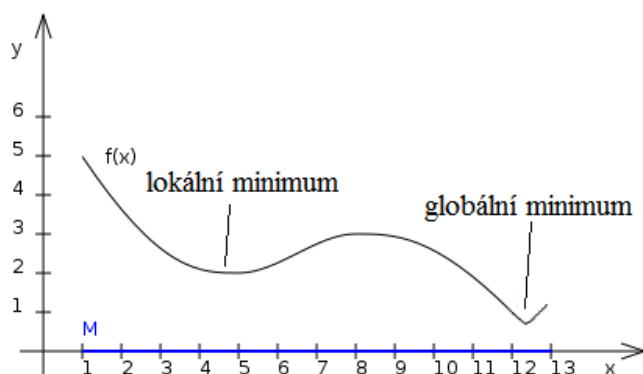
Optimalizace je proces, kdy hledáme takovou kombinaci vstupních proměnných řešeného problému, pro kterou získáme na výstupu systému požadovanou odezvu. Hodnota tzv. kritériální nebo také účelové funkce vyjadřuje kvalitu řešení. Uživatel formuluje s ohledem na očekávaný výstup optimalizace kritériální funkci tak, aby v případě optimálního řešení kritériální funkce nabývala minimální hodnoty. Optimalizace pak představuje hledání minima kritériální funkce. Výsledné řešení optimalizační úlohy představují vstupní proměnné, při kterých bylo minima dosaženo. Uživatel může také kritériální funkci formulovat tak, aby nejlepší řešení leželo v jejím

maximu. Vynásobením kritériální funkce hodnotou -1 lze převést maximalizační problém na minimalizační [23].

5.3.1 Optimalizační metody

Optimalizačních metod existuje obrovské množství. Je důležité znát základní principy jednotlivých metod a dle požadavků řešené úlohy rozhodnout, jakou metodu použít. Optimalizaci můžeme rozdělit na optimalizaci jedné proměnné nebo více proměnných, a to z hlediska počtu optimalizovaných proměnných. Z hlediska počtu kritériálních funkcí rozlišujeme optimalizace jednokritériální a vícekritériální [23].

Optimalizační metody můžeme rozdělit na lokální nebo globální z hlediska schopnosti nalézt globální optimum. Průběh kritériální funkce může obsahovat lokální extrémy (Obr. 5.8). Tato lokální metoda závisí na počátečním odhadu. Algoritmy u lokální metody mohou uvíznout v lokálním extrému. U globální metody by se naopak do globálního extrému mělo dorazit bez ohledu na počáteční odhad. Pro uživatele je na první pohled příjemnější použít globální metody, protože stačí zadat pouze kritériální funkci. Ovšem naproti tomu je potřeba delší výpočetní čas a vyšší výpočetní výkon pro optimalizaci. Nejpoužívanějšími globálními metodami jsou metoda roje částic, generické algoritmy a simulované žíhání [23].



Obr. 5.8 Lokální a globální minimum kritériální funkce

Lokální metody jsou založeny na znalosti kritériální funkce. Není-li kritériální funkce diferencovatelná, potom lze jedinečně použít metody globální. Jestliže mají lokální metody pro daný problém využití, zpravidla konvergují k přesnému řešení daleko rychleji. Nejvíce používanými lokálními metodami jsou Newtonova metoda, kvazi-Newtonova metoda a metoda nejstrmějšího sestupu [23].

Jednokritériální optimalizace

Řešením jednokritériální funkce je jediný stavový vektor, kde kritériální funkce nabývá svého globálního minima. Mezi nejznámější stochastické globální metody patří metoda roje částic, genetické algoritmy, simulované žíhání, diferenciální evoluce a samoorganizující se migrační algoritmus [23].

Většina problémů, řešených v reálných situacích je v podstatě vícekritériálních. Při

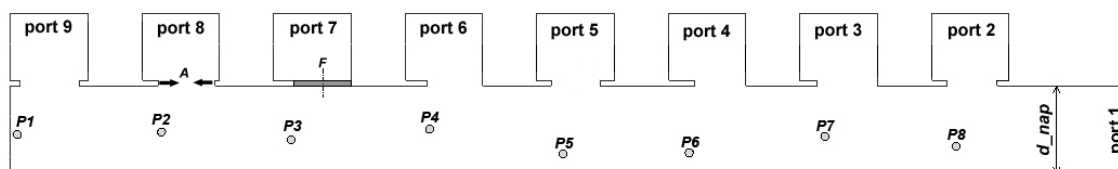
návrhu antény je potřeba zohlednit nejen impedanční přizpůsobení pro zadané kmitočty, ale také pozorovat směrové charakteristiky. Tyto metody využívají algoritmu, že se jednotlivým kritériím přiřadí váha podle jejich důležitosti, a následně se všechna kritéria sečtou do jediné kritériální funkce [23].

Vícekritériální optimalizace

U tohoto typu optimalizace není možné určit jediné optimum, některá z kritérií mohou být protichůdná, např. kvalita vs. cena. Výsledkem bývá množina stavových vektorů, která tvoří v prostoru kritériálních funkcí tzv. Paretovo čelo (kompromis mezi jednotlivými kritérii). Abychom mohli vylepšit jedno ze zadaných kritérií, tak automaticky musí dojít ke zhoršení ostatních kritérií [23].

5.3.2 Výsledky optimalizace napájecí sítě

Abychom dosáhly požadovaných vlastností napájecí struktury, je potřeba doplnit strukturu o ladící prvky (viz Obr. 5.9), které ovlivňují amplitudy a fáze do jednotlivých elementů. Parametry F a A pro každý element ovlivňují fázi i amplitudu. Vzdálenost A zužuje průchod k anténním prvkům, zatímco parametr F posouvá oknem vytvořeným tímto zúžením po šířce anténního elementu. Ladící piny $P1-P8$ ovlivňují jak fáze, tak i velikosti amplitud do jednotlivých elementů, tak i impedanční přizpůsobení. Na základě takto zvolených parametrů budeme optimalizovat napájecí síť k dosažení požadovaných kritérií.



Obr. 5.9 Zjednodušený model napájecí struktury s ladícími prvky.

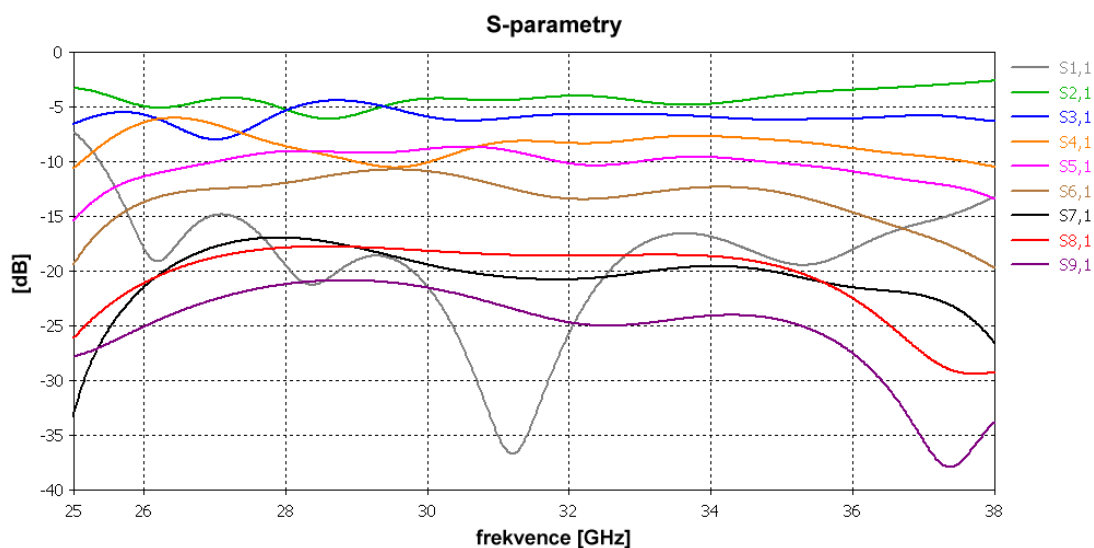
Algoritmus metody roje částic (Particle Swarm Optimization) byl použit pro optimalizaci parametrů napájecí sítě. Pro zpřesnění parametrů po globální optimalizaci se využila lokální interpolovaná kvazi-Newtonova metoda (Interpolated Quasi Newton). Optimalizace se vztahovala na parametry $A1-A8$, $F1-F8$, dále se optimalizovali piny $P1-P8$ v ose x a y a šířka napájecí linky d_{nap} . Tab. 5.1 sumarizuje přehled kritérií, které jsme při optimalizačním procesu nadefinovali tak, abychom dosáhli požadovaných vlastností napájecí sítě.

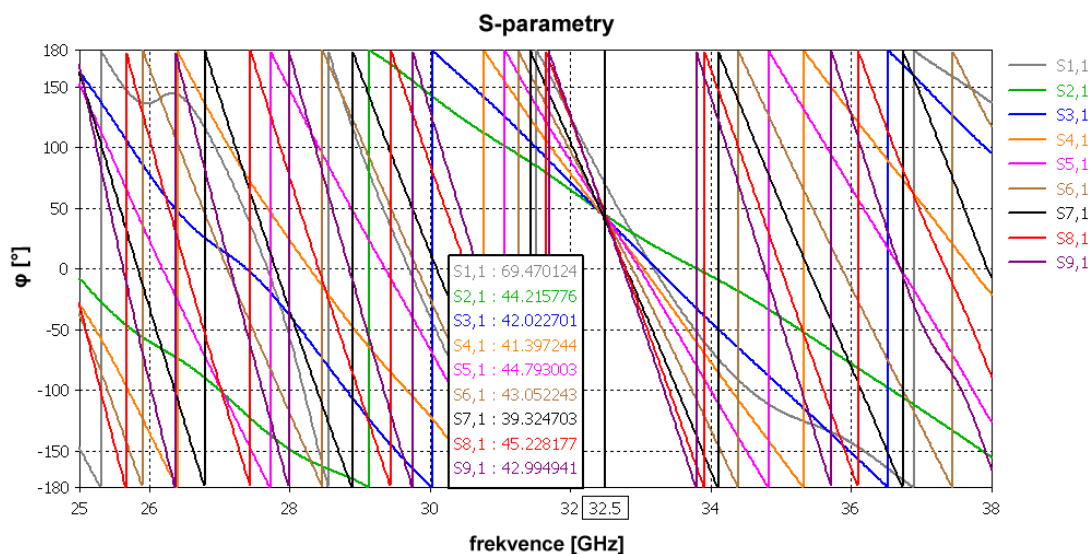
Cíl S_{11} představuje impedanční přizpůsobení v rozsahu od 28 do 37 GHz s lepším výsledkem než -20 dB s vysokou váhou 9 z 10. Parametry S_{21} až S_{91} značí přenosy z portu dva, tři, čtyři atd. do portu jedna. Zjednodušeně řečeno, požadujeme stejné velikosti amplitud na druhém a devátém portu, na třetím a osmém portu a dále stejně směrem do středu k portu pět a šest. Označení parametrů dF_{25} zajišťuje nulovou fázi mezi druhým a pátým portem. Obdobně pro zbytek zvolených parametrů dF_{35} až dF_{95} , které jsou nadefinovány k dosažení nulové fáze na středním kmitočtu. Je potřeba si uvědomit, že metoda roje částic je jednokritériální optimalizace, kde se všechna kritéria podle vah sečtou a vypočítá se z nich jediná kritériální funkce.

Tab. 5.1 Cíle globální optimalizace

typ	operátor	cíl	rozsah [GHz]	váha
S_{11}	<	-20 dB	28 – 37	9
S_{21}	=	-22 dB	30 – 35	1
S_{31}	=	-16.5 dB	30 – 35	1
S_{41}	=	-14 dB	30 – 35	1
S_{51}	=	-12 dB	30 – 35	1
S_{61}	=	-12 dB	30 – 35	1
S_{71}	=	-14 dB	30 – 35	1
S_{81}	=	-16.5 dB	30 – 35	1
S_{91}	=	-22 dB	30 – 35	1
dF_{25}	=	0°	32.5	1
dF_{35}	=	0°	32.5	1
dF_{45}	=	0°	32.5	1
dF_{65}	=	0°	32.5	1
dF_{75}	=	0°	32.5	1
dF_{85}	=	0°	32.5	1
dF_{95}	=	0°	32.5	1

Při analýze se zkoušely různé optimalizační strategie pro splnění kritérií. Optimalizovaný koeficient odrazu je vyhovující, ale amplitudové a fázové vyvážení navrhovaného děliče bylo vždy podobné výsledkům, jak je tomu uvedeno na Obr. 5.10. Napájením ze strany struktury už z podstaty nelze dosáhnout stejné výkonové úrovně na portu dva a devět. V tomto případě je rozdíl jejich výkonových úrovní nejvýraznější. Naopak předpokládaným výsledkem je vyvážení energie na portu pět a šest. Z principu navržené napájecí sítě je jasné, že energie klesá s rostoucí vzdáleností od vstupního portu jedna.



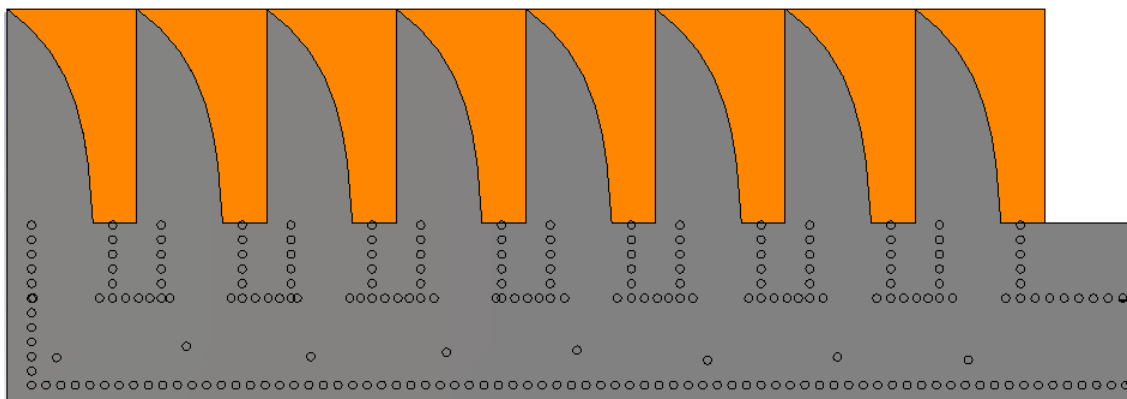


Obr. 5.10 Optimalizované amplitudové a fázové vyvážení nesymetrické napájecí struktury.

Optimalizovaný dělič výkonu je připraven k zakomponování do celého konceptu 2D Vivaldiho antény. Předčasně lze očekávat z důvodu větší amplitudy na prvních dvou či třech elementech Vivaldiho antény výskyt bočních laloků. V jakém rozsahu a jestli se boční laloky vyskytnou, to prokážou následující simulace.

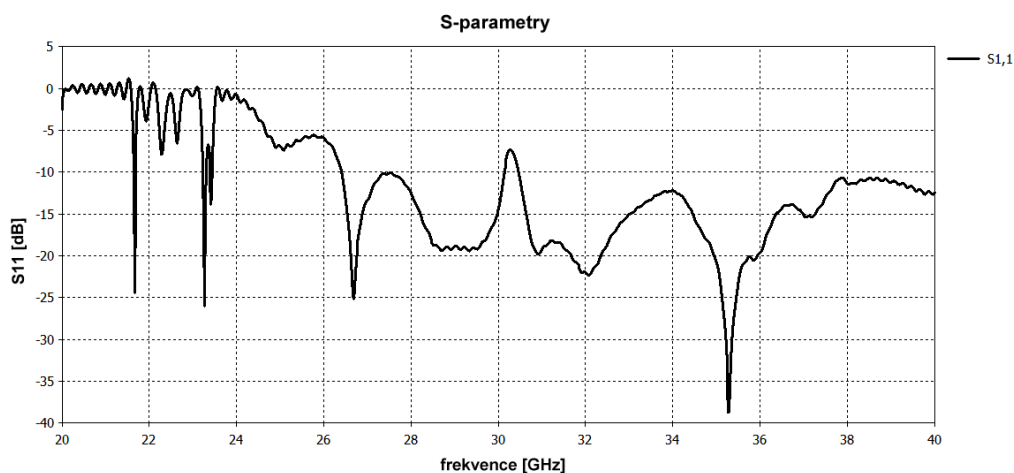
6 2D VIVALDIHO ANTÉNNÍ STRUKTURA

Seskupením osmi elementu do anténní řady a doplněním o optimalizovanou napájecí strukturu, která zajišťuje vybudování jednotlivých prvků s danou amplitudou a fází, vznikl výsledný koncept Vivaldiho antény, který je zobrazen na Obr. 6.1.



Obr. 6.1 Navržený koncept 2D Vivaldiho antény.

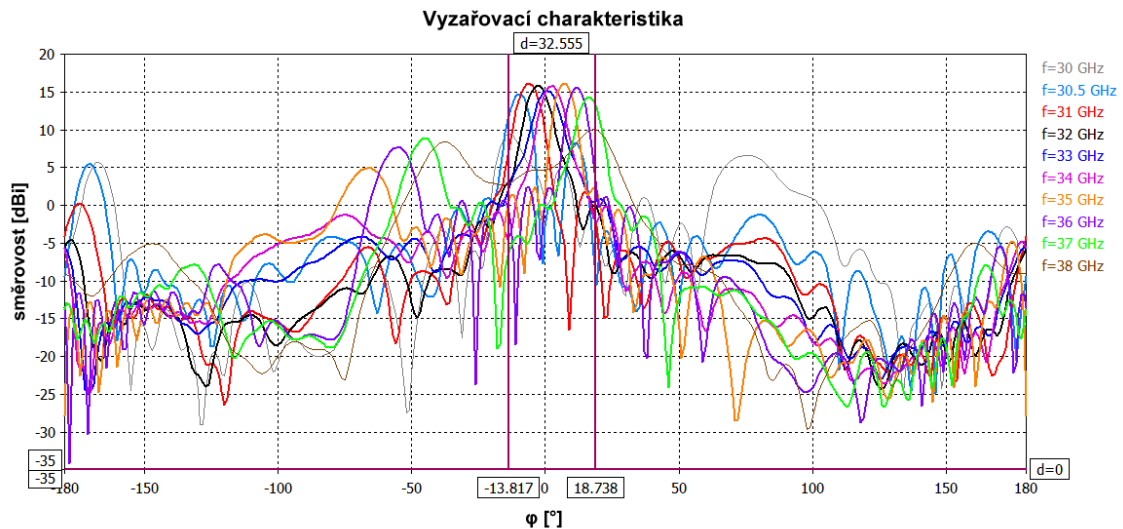
Model antény je připraven podstoupit analýzy zahrnující výpočet impedančního přizpůsobení a směrové charakteristiky. Přizpůsobení antény S_{11} , zobrazené na Obr. 6.2, je od $f = 26.5$ GHz do 40 GHz lepší než 10 dB kromě oblasti kolem 30.2 GHz. Impedanční přizpůsobení v této oblasti je okolo 8 dB.



Obr. 6.2 Impedanční přizpůsobení $|S_{11}|$ 2D Vivaldiho antény.

Směrové charakteristiky v rovině E simulované na frekvencích od 30 do 38 GHz jsou zobrazeny na Obr. 6.3. Hlavního lalok je vychýlen o 32° přes frekvenční pásmo od 30.5 do 37 GHz, zisk na těchto kmitočtech kolísá nad i pod hodnotou 15 dBi. Minimální hodnota zisku je 14.1 dBi na kmitočtech 30.5 GHz a 37 GHz, maximum je na hodnotě 16.1 dBi na kmitočtu 31GHz. V předchozí kapitole byl zmíněn problém o nárůstu

úrovní bočních laloků. Nežádoucí jev se skutečně objevil, velký nárůst laloků s hodnotami přibližně od 5 do 8 dBi je zaznamenán v horním pásmu simulovaných kmitočtů od 35 GHz. Následující části bude úkolem odstranit či aspoň potlačit tyto boční laloky.



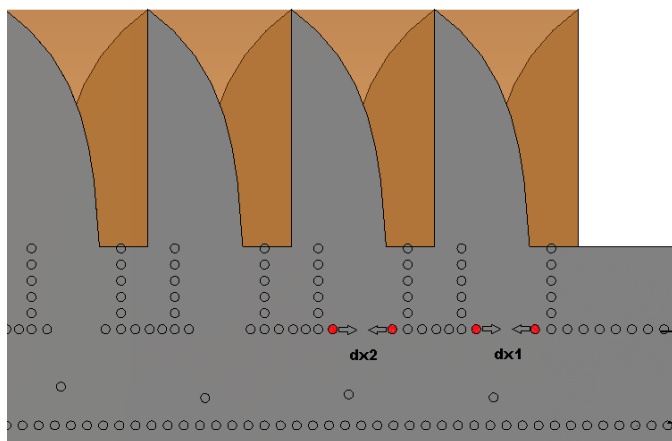
Obr. 6.3 Vyzařovací diagram pro 2D Vivaldiho anténu v pásmu od 30 do 38 GHz.

6.1 Metody potlačení bočních laloků

V této části práce jsou zahrnuty a ověřeny dva způsoby, jak se pokusit potlačit boční laloky. První z nápadů je zúžit průchod napájecí sítě u nejbližších elementů od vstupního portu ovlivňující nejvíce úroveň bočních laloků, a tím snížit amplitudu. Druhá varianta zahrnuje změnu pozice vstupního napájecího portu.

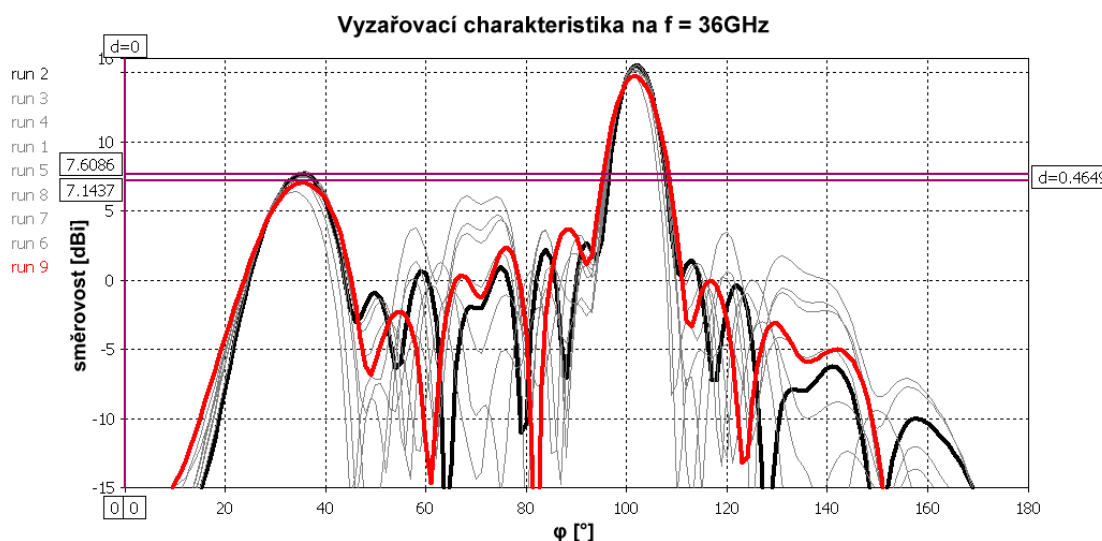
6.1.1 Zúžení průchodů k anténním elementům

Před spuštěním parametrické analýzy je potřeba nadefinovat parametry. Pro lepší přehled poslouží Obr. 6.4. Parametry $dx1$ a $dx2$ vyjadřují vzdálenost posuvu pinu. Postupně se s nastavenou vzdáleností zmenšuje průchod k anténním prvkům. Parametrická analýza zahrnuje dvě sekvence. Při první sekvenci se mění pouze vzdálenost $dx1$ od 0 do 0.8 mm po třech krocích. Při druhé sekvenci se mění oba parametry $dx1$ i $dx2$ opět od 0 do 0.8 mm po třech krocích.



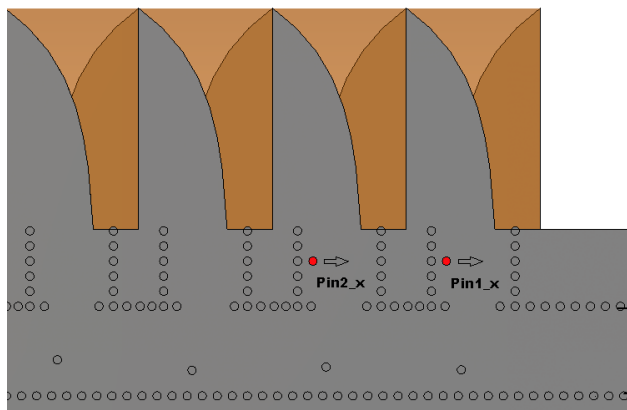
Obr. 6.4 Výřez č.1 antény pro parametrickou analýzu k potlačení bočních laloků.

Výsledkem je několik směrových charakteristik v pásmu od 33 do 37 GHz, v pásmu, kde se boční laloky vyskytují. Na Obr. 6.5 je ukázka jedné z několika směrových charakteristik. Uvedený diagram je konkrétně na kmitočtu 36 GHz, kde jsou boční laloky význačné. Pro každý diagram jsou k dispozici „běhy“ určené nastavením analýzy. Na ukázce jsou zvýrazněny běh 1 (run 1), kterému odpovídá nastavení $dx1=0$ mm, $dx2=0$ mm a běh 9 (run 9), kde $dx1=0.8$ mm a $dx2=0.8$ mm. Jedná se o krajní hodnoty vzdáleností, rozdíly potlačení by zde měly být největší. Ovšem ani tyto mezní vzdálenosti nejsou dostačující k potlačení laloků. Rozdíl mezi původním návrhem a zdejší metodou činí přibližně 0.46 dBi. Zároveň s minimálním poklesem bočního laloku dochází ke snížení zisku hlavního vyzařovacího paprsku. V celém simulovaném frekvenčním pásmu jsou výsledky podobného charakteru. Nutno konstatovat, že tato metoda nevede k potlačení bočních laloků.



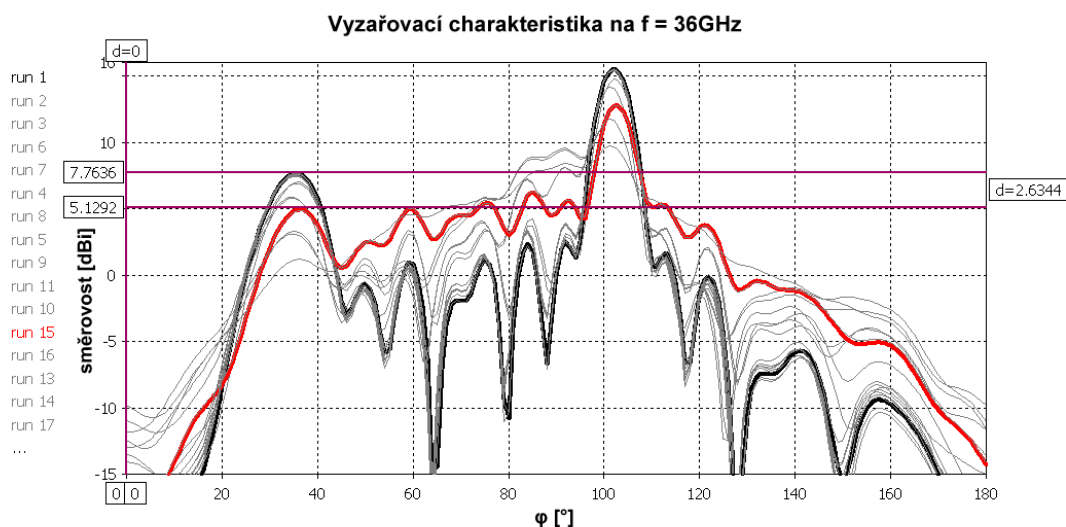
Obr. 6.5 Ukázka č.1 vyzařovacího digramu k potlačení bočních laloků na $f=36$ GHz.

Obdobný způsob první varianty je vložení pinu mezi vedení SIW k anténním prvkům, pro názornost je k dispozici Obr. 6.6. Oba piny $Pin1_x$ a $Pin2_x$ mění svoji pozici pouze v jednom směru po ose x . Součástí parametrické analýzy jsou tři sekvence. První z nich posouvá $Pin1_x$ od 1 do 4 mm (šířka vedení SIW je 5 mm) po čtyřech krocích, druhá sekvence s totožným nastavením posouvá $Pin2_x$. Poslední sekvence mění oba piny současně od 1 do 4 mm po třech krocích.



Obr. 6.6 Výřez č.2 antény pro parametrickou analýzu k potlačení bočních laloků.

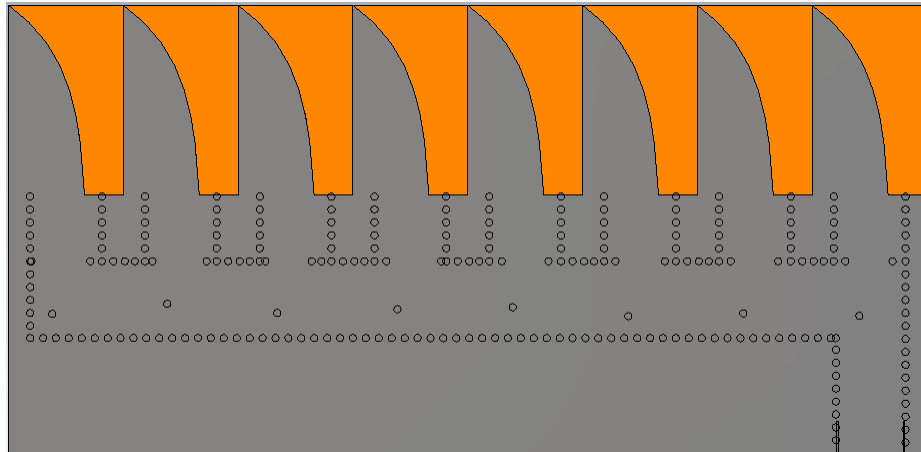
Stejným způsobem jako v předešlém případě je na Obr. 6.7 výřez směrových charakteristik na kmitočtu 36 GHz, ukázka interpretuje výsledek popisované metody. Zvýrazněný běh 1 (run 1) je původní návrh bez pokusu o snížení bočních laloků, tedy $Pin1_x=0$ mm, $Pin2_x=0$ mm. Běh 15 (run 15) odpovídá posuvu pinu $Pin1_x$ o 1 mm a $Pin2_x$ je vzdálen od kraje 2.5 mm. Pro uvedené nastavení je boční lalok potlačen o téměř 2.64 dB. Vložený pin pro všechny sekvence má vliv na úroveň bočních laloků, ale zároveň bohužel také na velikosti hlavního paprsku. Lze říci, že snížením úrovně bočního laloku současně klesá úroveň hlavního vyzářovacího laloku. Ani tato obměna není vhodná pro potlačení bočních laloků.



Obr. 6.7 Ukázka č.2 vyzářovacího digramu k potlačení bočních laloků na $f=36$ GHz.

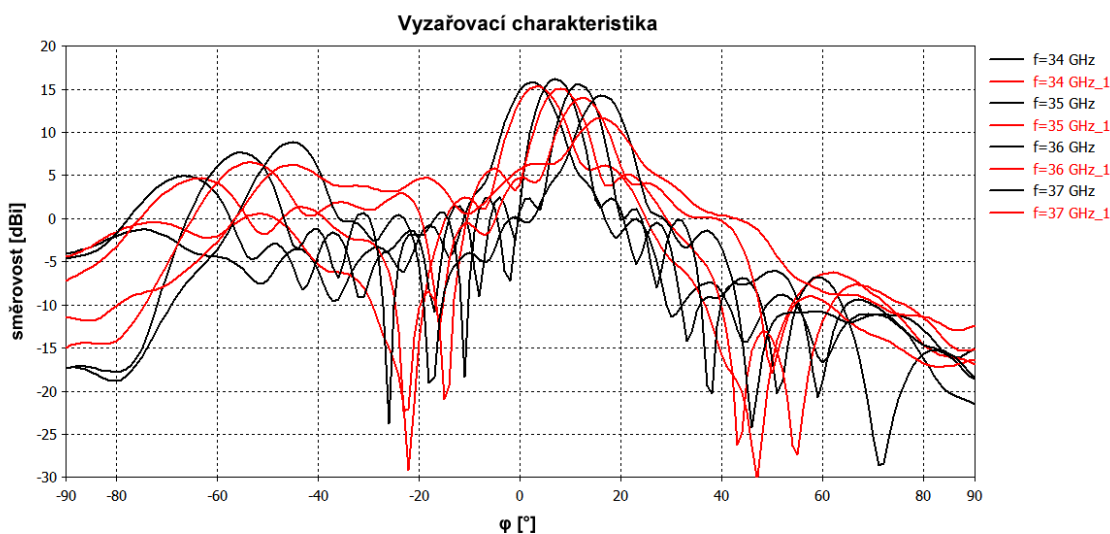
6.1.2 Změna pozice napájecího portu

Po předchozím neúspěšném potlačení bočních laloků se druhá metoda zaměřuje na změnu orientace vstupního napájecího portu. Nový port je umístěn kolmo od původního a navazuje orientačně na směr průchodu energie k Vivaldiho anténám (viz Obr. 6.8). Úpravou se zvětšily rozměry celé antény, nicméně potlačení bočních laloků má vyšší prioritu. Pokud by změna portu ovlivnila velikost nežádoucích laloků, rozměry celé antény by se přizpůsobily této úpravě.



Obr. 6.8 Struktura antény po změně napájecího portu.

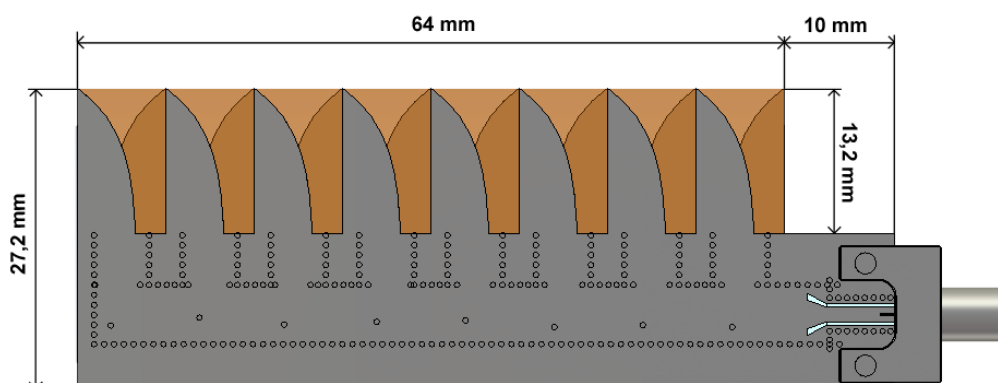
Veškerá snaha je soustředěna na kmitočty od 34 GHz, kde lze postupně pozorovat nárůst bočních laloků. Výpočet směrových charakteristik je proveden v rozmezí od 34 do 37 GHz. K porovnání výsledků s původním návrhem antény a s výsledky zahrnující změnu pozice portu slouží Obr. 6.9. Černě označené průběhy prezentují výsledky počátečního návrhu, červeně označené směrové charakteristiky odpovídají nové metodě. Z grafu lze pozorovat opakovaný „scénář“, jak v předchozích metodách. Opět s poklesem velikosti bočních laloků současně klesá úroveň hlavních vyzařujících svazků. Ani tato volba napájecího portu nepomohla vylepšit dosavadní problém. Přes veškerou snahu se nepodařilo najít způsob, jak potlačit úroveň nežádoucích bočních laloků.



Obr. 6.9 Porovnání směrových charakteristik s původním návrhem a návrhem se změněnou pozicí napájecího portu.

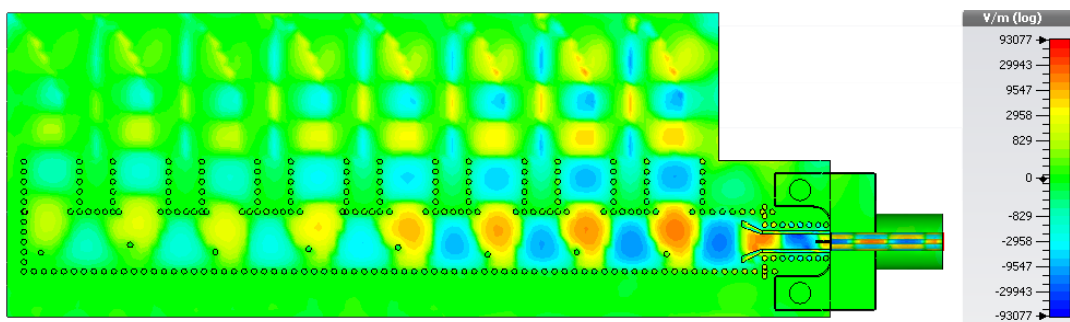
6.2 Finální návrh Vivaldiho antény

Předešlá snaha potlačit boční laloky vzešla bez uspokojujících výsledků, jako finální verzi uvažujeme návrh po optimalizaci napájecí sítě s nejvyššími hodnotami zisku antény. Problém s nežádoucími laloky lze vyřešit jiným způsobem než návrhem samotné antény, např. použitím absorpčního materiálu umístěného ve směru šíření energie z těchto laloků do prostoru. K výrobním podkladům a přesnějším výsledkům simulací byl domodelován GCPW přechod s 2.92 mm konektorem pracujícím do frekvence 40 GHz. Konečná podoba antény s okótovanými rozměry je na Obr. 6.10. Použitý substrát je od společnosti RogersCorporation, materiál RT/duroid® 5880 s relativní permitivitou 2.2 a ztrátovým činitelem 0.0009. Tento je používán pro komerční letecké širokopásmové antény, vojenské radarové systémy, point-to-point digitální rozhlasové antény a všeobecně pro pásmo milimetrových vln [24].

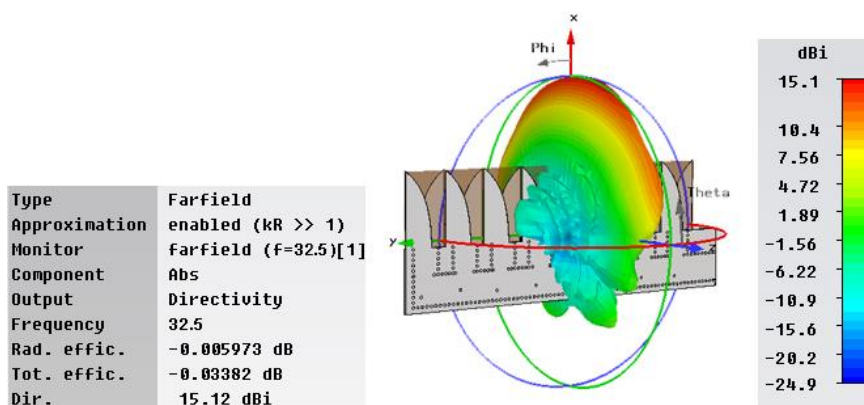


Obr. 6.10 Finální návrh Vivaldiho antény.

Ukázka rozložení intenzity elektrického pole Vivaldiho antény na střední frekvenci je zobrazena na Obr. 6.11. Je vidět ideální fázování do každé větve napájecí struktury k anténním elementům. Na Obr. 6.12 je znázorněn 3D model Vivaldiho antény na středním kmitočtu.



Obr. 6.11 Rozložení intenzity elektrického pole Vivaldiho antény na $f = 32.5$ GHz.

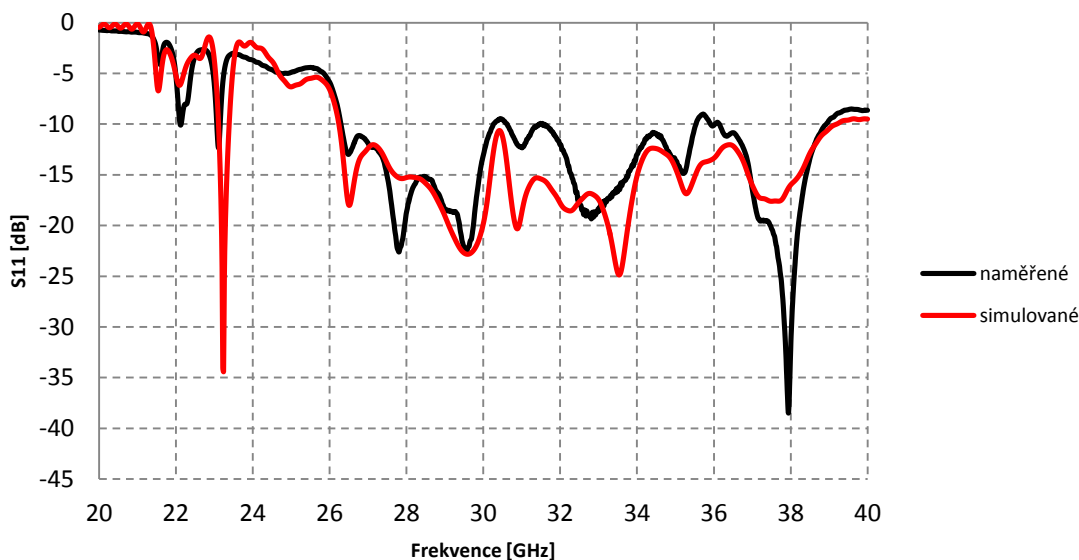


Obr. 6.12 3D model směrové charakteristiky Vivaldiho anténní řady na $f = 32.5$ GHz.

Další kapitola porovnává simulované výsledky směrových charakteristik a impedančního přizpůsobení Vivaldiho antény z programu CST Microwave Studia a reálně změřené hodnoty antény v bezodrazové komoře umístěné v laboratoři UREL.

7 SROVNÁNÍ SIMULOVANÝCH A ZMĚŘENÝCH VÝSLEDKŮ

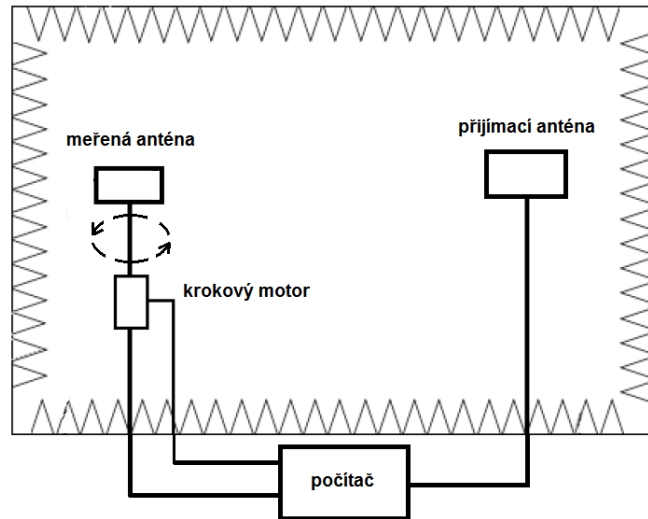
Tato stěžejní kapitola srovnává simulované výsledky antény se skutečnou realizovanou anténou. Koeficient odrazu S_{11} byl změřen na vektorovém analyzátoru v rozsahu od 20 do 40 GHz. Výsledky tohoto měření jsou na Obr. 7.1.



Obr. 7.1 Impedanční přizpůsobení $|S_{11}|$ Vivaldiho antény.

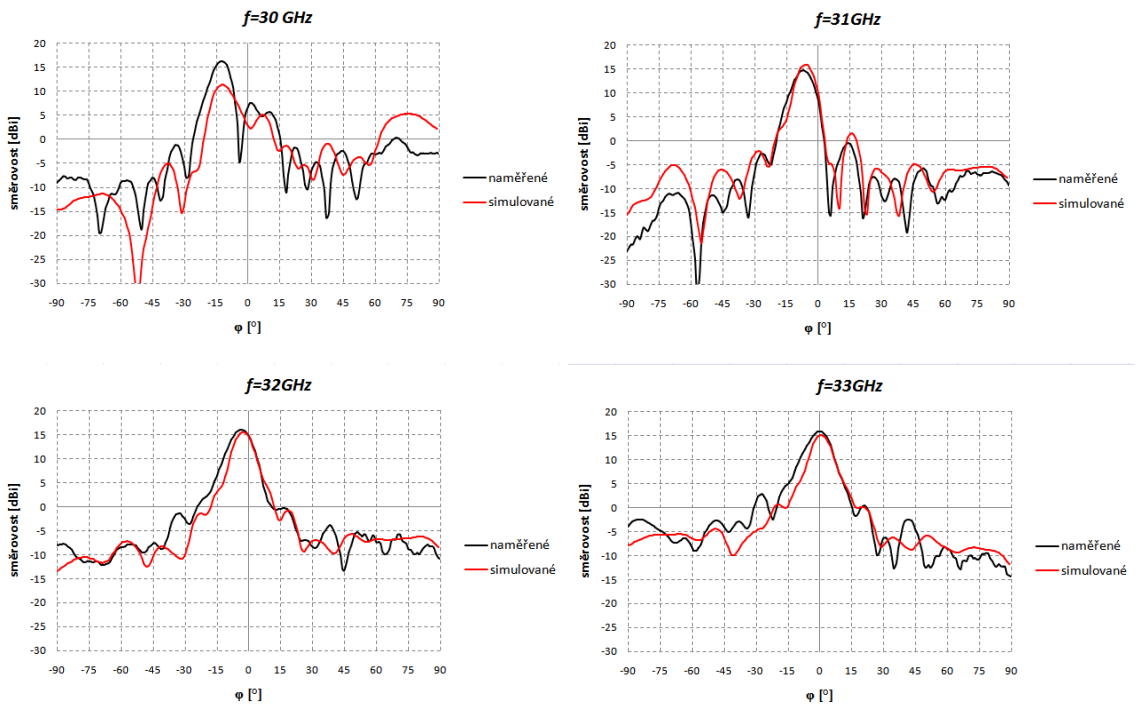
Změřením se potvrdily simulované výsledky, reálná Vivaldiho anténa je impedančně přizpůsobena v rozsahu od 26.5 GHz do 40 GHz, stejně tak tomu je i u simulovaného průběhu.

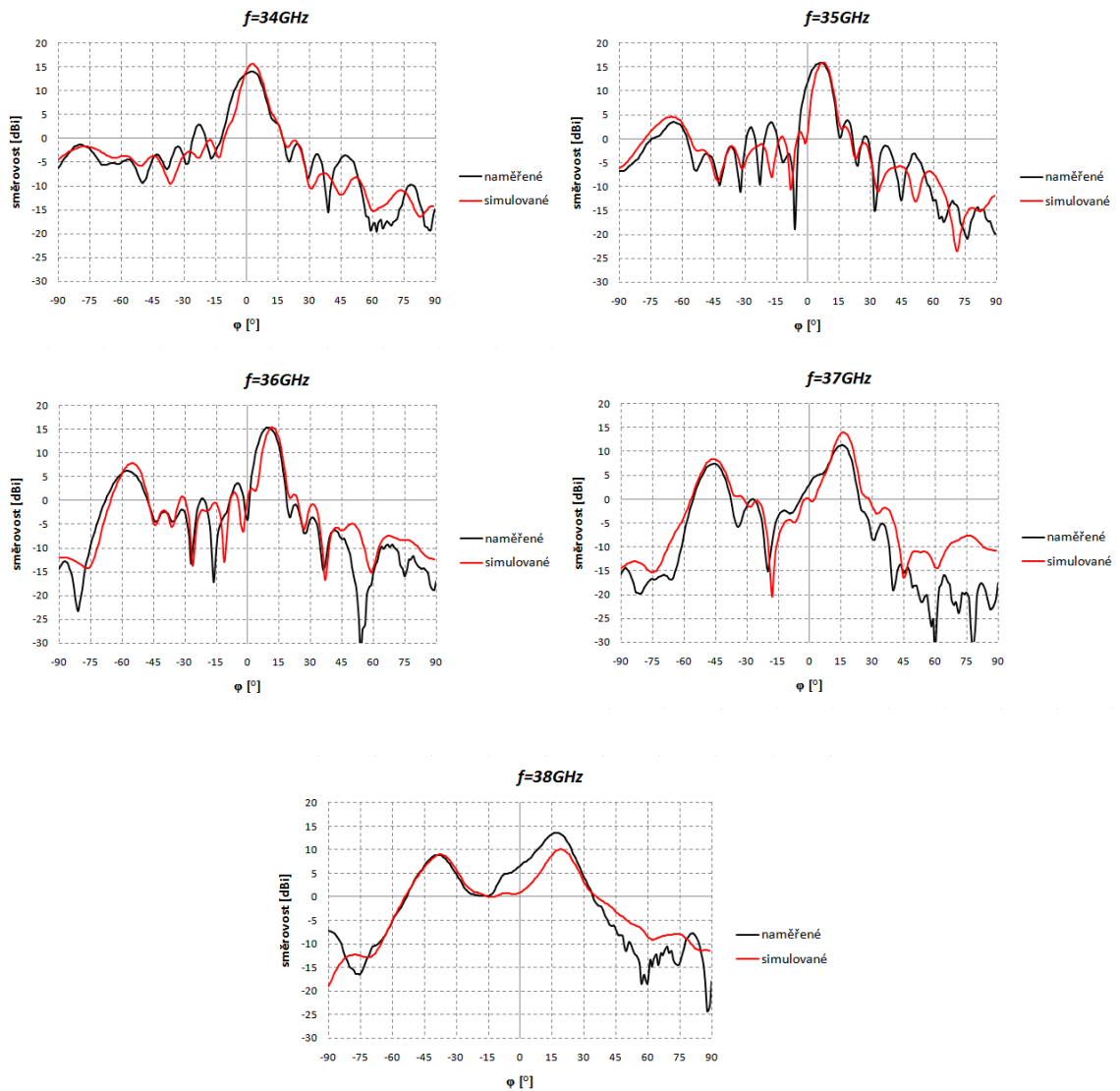
Směrové charakteristiky Vivaldiho antény v rozmezí od 30 do 38 GHz po kroku 1 GHz v rovině E byly změřeny v bezodrazové komoře. Přibližné uspořádání měřícího pracoviště je na Obr. 7.2. Měřená anténa je připevněna na držáku s otočným podstavcem řízeným motorkem. Krok motorku je ovládán pomocí počítače, kde se nastavuje velikost otočení. Z měření není možné určit zisk antény. Zisk lze určit pouze tehdy, měříme-li vůči referenční anténě nebo umístěním dvou stejných antén proti sobě.



Obr. 7.2 Uspořádání měřícího pracoviště.

Směrové charakteristiky Vivaldiho antény v rozsahu frekvencí 30 až 38 GHz jsou na Obr. 7.3. Naměřené vyzařovací charakteristiky zobrazené v jednom grafu jsou na Obr. 7.4.

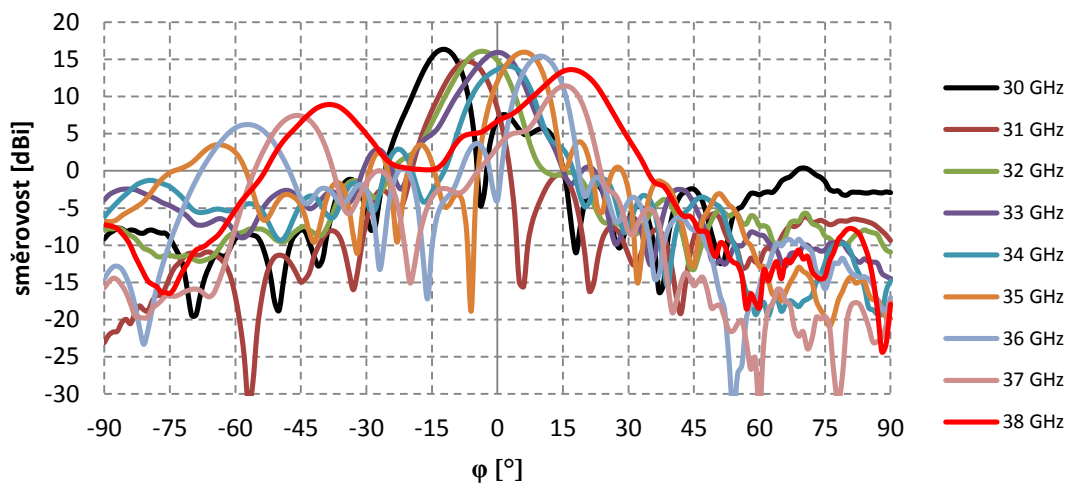




Obr. 7.3 Směrové charakteristiky Vivaldiho antény v pásmu od 30 do 38 GHz.

Naměřené směrové charakteristiky ve velké míře odpovídají simulovaným průběhům. Se změnou frekvence dochází k vychylování hlavního laloku Vivaldiho antény.

Naměřené vyzářovací charakteristiky



Obr. 7.4 Naměřené vyzářovací charakteristiky od 30 do 38 GHz.

Hlavní vyzářovací lalok je vychýlen o více než 30° přes celé frekvenční pásmo. V horním pásmu kmitočtů je vidět nárůst postranních laloků o hodnotách od 5 do 8 dBi. Výsledky se shodují se simulacemi. Tab. 7.1 porovnává dosažené naměřené a simulované zisky antény na kmitočtech od 30 do 38 GHz.

Tab. 7.1 Přehled dosažených zisků Vivaldiho antény.

Frekvence [GHz]	Naměřený zisk [dBi]	Simulovaný zisk [dBi]
30	16.3	11.4
31	14.7	15.9
32	16.1	15.6
33	15.9	15.2
34	14.1	15.7
35	16.0	16.0
36	15.4	15.4
37	11.4	14.0
38	13.6	10.1

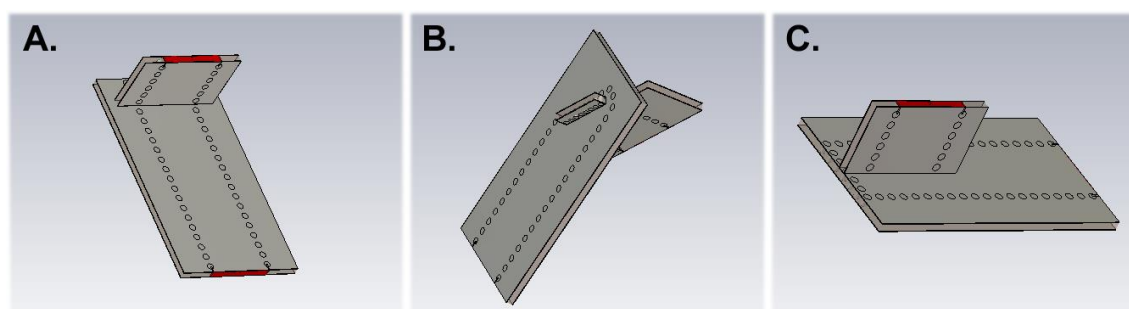
Největší rozdíl zisku je již na frekvenci 30 GHz, naměřená hodnota je o necelých 5 dBi vyšší než simulovaná. V pásmu od 31 do 36 GHz jsou vzájemné rozdíly hodnot menší než 0.5 dBi. K povšimnutí je situace na kmitočtech 37 a 38 GHz, kde přibližně naměřený zisk na $f = 37$ GHz odpovídá simulovanému na $f = 38$ GHz a naopak.

8 NÁVRH 3D VIVALDIHO ANTÉNNÍ ŘADY

8.1 Vertikální SIW přechody

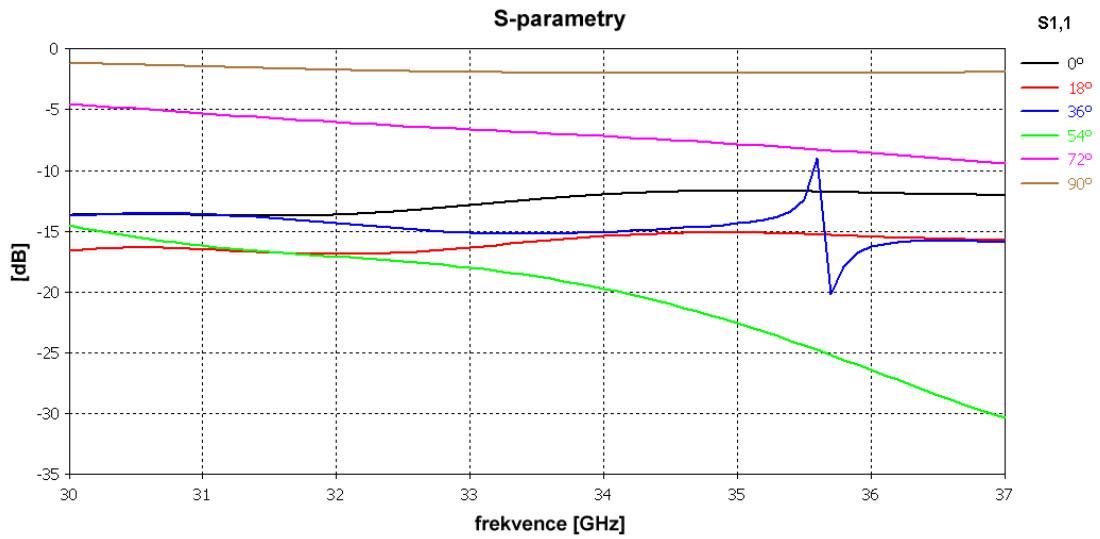
Komponenty vlnovodu pro anténní napájecí sítě, mikrovlnné obvody atd. jsou jednou z nejkritičtějších součástí v konstrukci vysoce výkonných systémů. Tyto součásti musí splňovat přísná kritéria velikosti, váhy, stínění a nákladů na realizaci. SIW technologie se stává atraktivní, protože je schopna nabídnout žádoucí kompromis mezi kovovým vlnovodem a planární strukturou [26].

Tato kapitola představuje modely vertikálních přechodů na platformě vlnovodu integrovaného do substrátu. Pravoúhlý přechod založený na technologii SIW umožňuje realizaci různých 3D architektur planárních obvodů s deskou tištěných spojů a jiné podobné realizace. Tato konstrukce přináší atraktivní výhody, pokud jde o náklady, flexibilitu a integrace. V práci je vymodelováno šest přechodů s vertikálním otočením od 0 do 90° po 18°. Ukázka vymodelovaných přechodů v programu CST Microwave Studio je na Obr. 8.1.

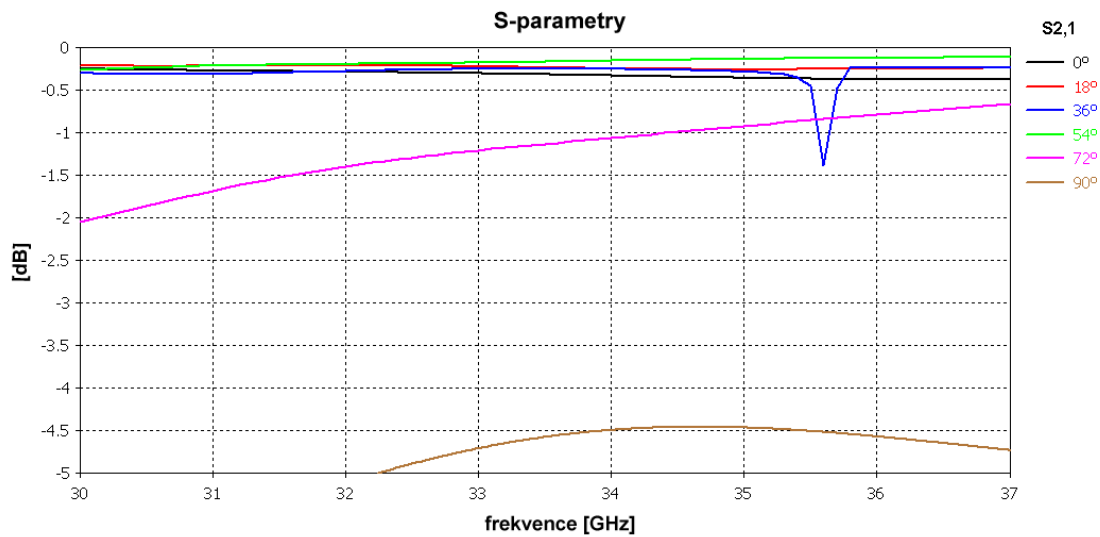


Obr. 8.1 Vertikální SIW přechody a) otočení 0°, b) otočení 54°, c) otočení 90°.

Modely vertikálních přechodů byly analyzovány a jejich výsledky vzájemně porovnány. Sledovaly se přenosové vlastnosti a impedanční přizpůsobení v rozsahu od 30 do 37 GHz. V jednom grafu na Obr. 8.2 je zobrazen koeficient odrazu S_{11} pro všechny typy pootočení. Podobného charakteru je Obr. 8.3, který porovnává přenosové vlastnosti S_{21} simulovaných přechodů.



Obr. 8.2 Koeficient odrazu $|S_{11}|$ vertikálních přechodů.

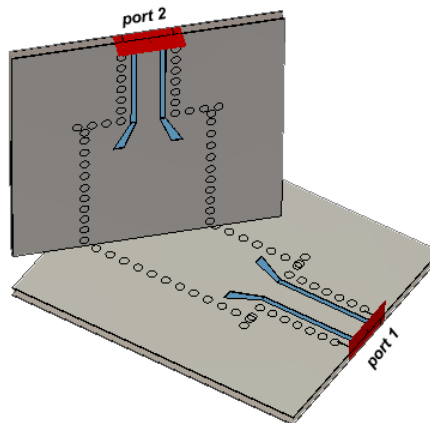


Obr. 8.3 Přenosové vlastnosti $|S_{21}|$ vertikálních přechodů.

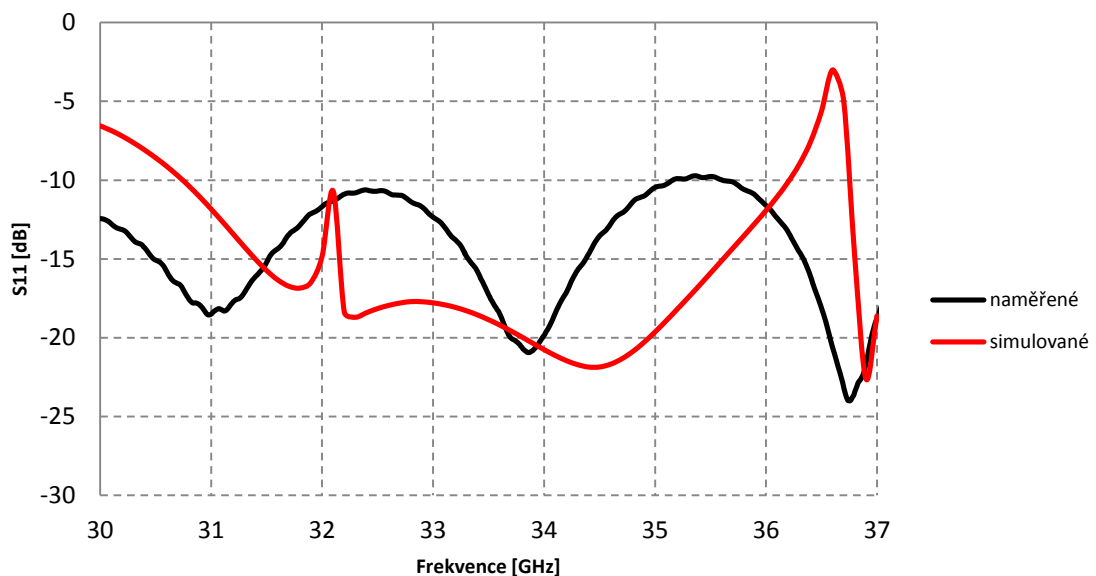
Přechody s otočením do 54° jsou impedančně přizpůsobeny, v jejich případě je koeficient odrazu lepší než 10 dB. U verze s otočením 36° je k vidění anomálie ve tvaru zákmitu na kmitočtu okolo 35.5 GHz. Přechody s 90° a 72° otočením nejsou impedančně přizpůsobeny. Kolmé přechody s otočení do 54° fungují jako přenosové vedení velmi dobře, úbytek je do 0.5 dB přes celé pásmo, na výjimku zákmitu k hodnotě -1.5 dB na frekvenci okolo 35.5 GHz u přechodu s 36° pootočením. Poslední vertikální kolmý přechod přenáší energii s útlumem více než 4.5 dB.

8.2 Realizace vertikálního 45° přechodu

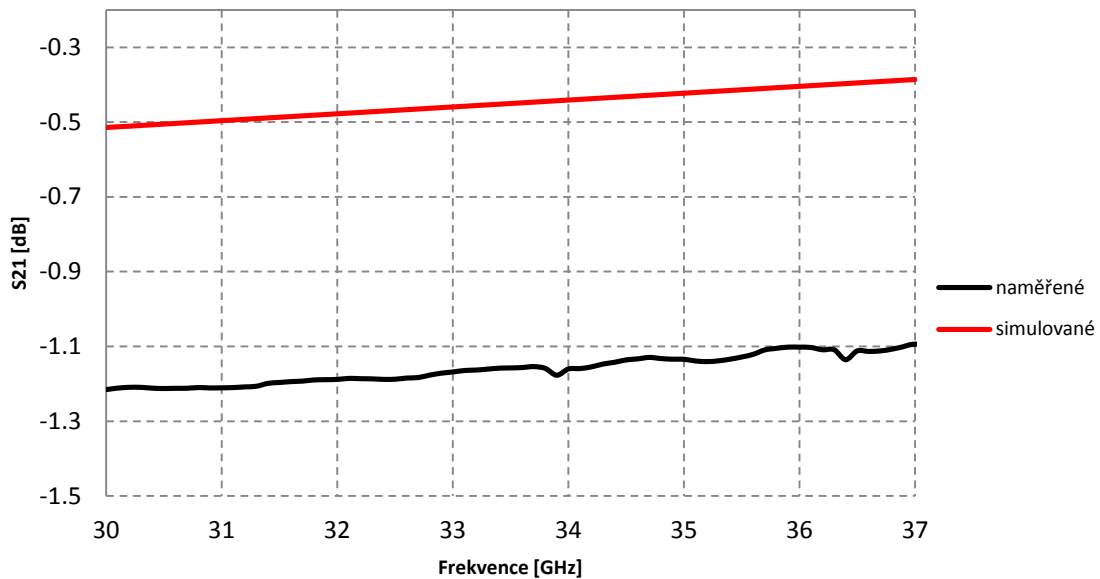
Předešlá kapitola pojednávala o vertikálních přechodech s různou polohou otočení od 0° do 90°. Výsledky prokázaly, že přechody do 54° fungují jako přenosové vedení obstojně (útlum do 0.5 dB). Abychom ověřili, že tomu tak je i v praxi, jeden přechod s otočením 45° se realizoval. Vertikální přechod se doplnil o GCPW-SIW přechod k uchycení 2.92 mm konektoru pracujícím do 40 GHz. Model přechodu je zobrazen na Obr. 8.4. Vektorovým analyzátořem se změřily S-parametry. Měření proběhlo ve frekvenčním pásmu od 30 do 37 GHz. Impedanční přizpůsobení přechodu zachycuje Obr. 8.5, přenosové vlastnosti přechodu jsou na Obr. 8.6.



Obr. 8.4 Model vertikálního 45° přechodu.



Obr. 8.5 Koeficient odrazu $|S_{11}|$ vertikálního 45° přechodu.



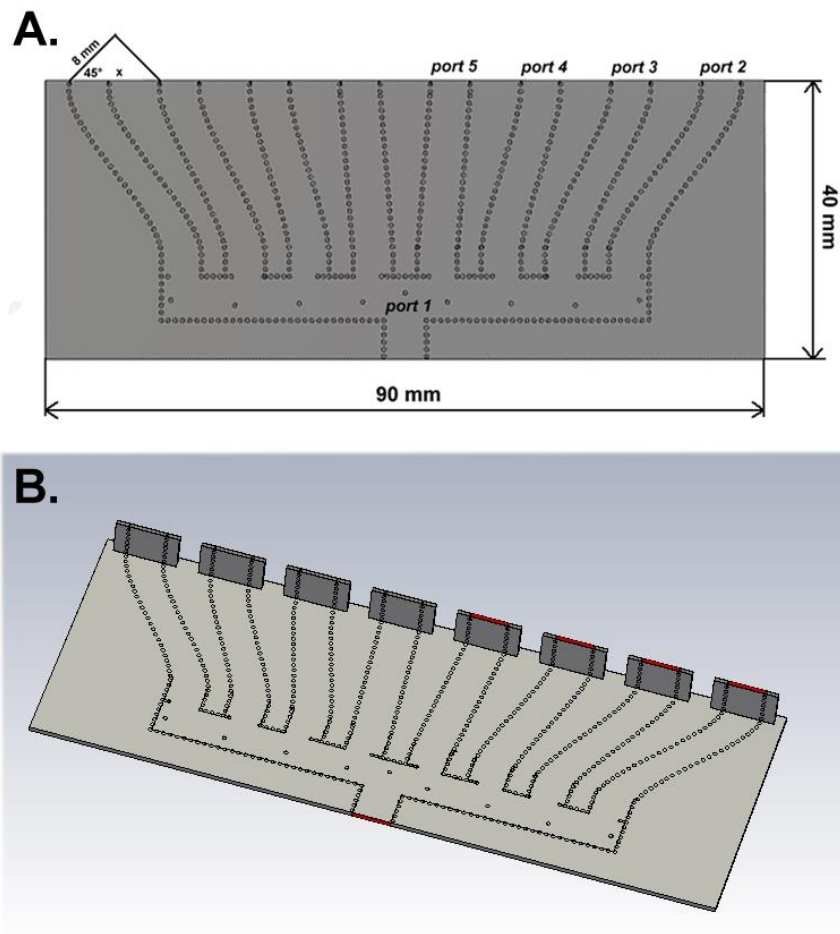
Obr. 8.6 Přenosové vlastnosti $|S_{21}|$ vertikálního 45° přechodu.

Vertikální přechod je impedančně přizpůsoben v celém měřeném pásmu s hodnotou lepší jak 10 dB. Naměřené hodnoty dosahují lepších výsledků než hodnoty simulované, v případě simulovaných výsledků je pásmo užší, přibližně od 30.7 do 36.2 GHz, po této hodnotě je prudký nárůst k hodnotě -3 dB s následným poklesem k hodnotě -22 dB. Přenos zrealizovaného přechodu ve zvoleném kmitočtovém pásmu postupně roste od hodnoty -1.2 dB (30 GHz) k hodnotě -1.1 dB (37 GHz). Od simulace je útlum přenosem zhruba o 0.7 dB horší než v případě měřených hodnot. Vzhledem k tomu, jak výroba přechodu je náročná, jsou výsledky i tak velmi solidní.

Závěrem této kapitoly lze říci, že přechody tohoto typu fungují, při precizních výrobních a konstrukčních podmínkách lze dosáhnout lepších výsledků.

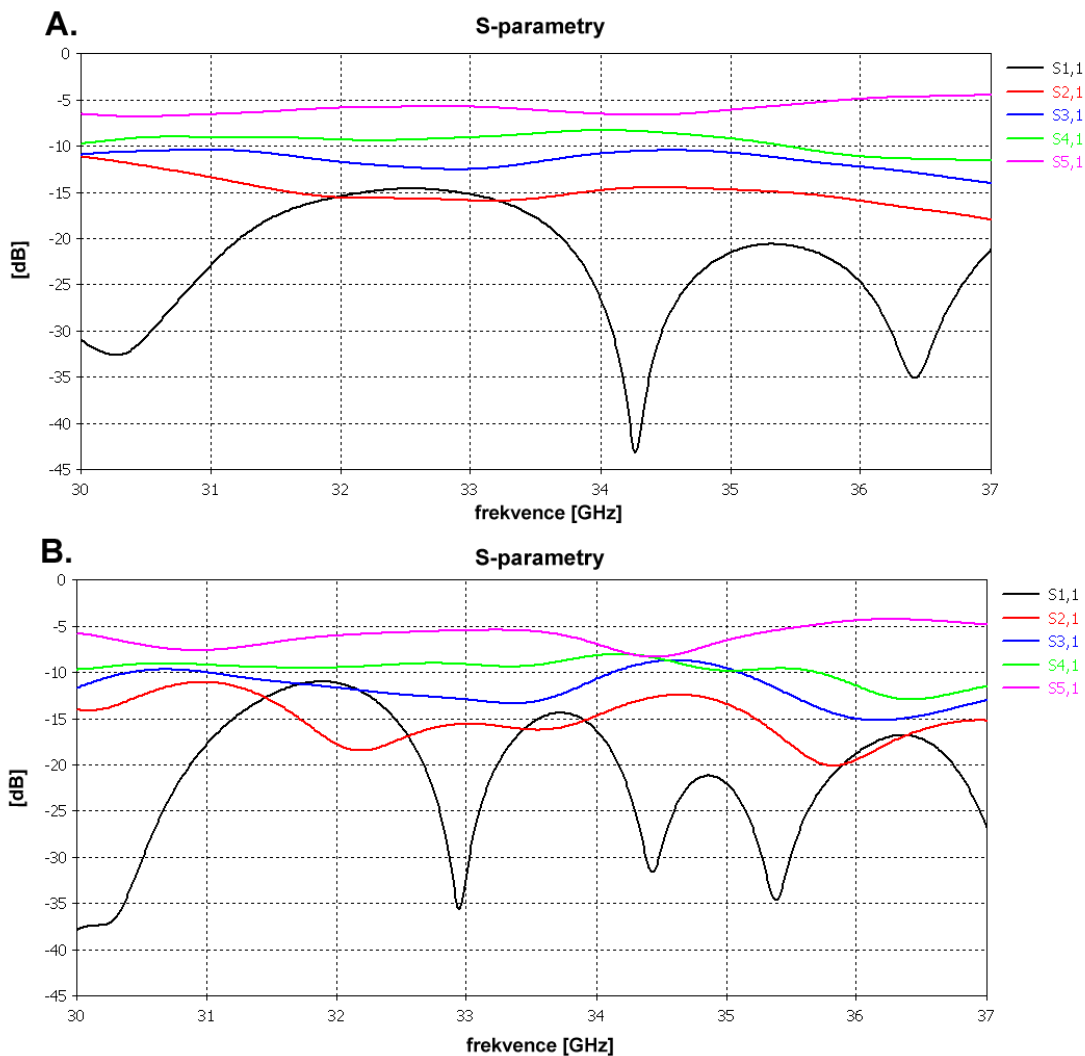
8.3 Návrh napájecí sítě pro 3D anténní řadu

K napájení více 2D Vivaldiho antén je potřeba navrhnout symetrickou strukturu s co nejmenšími ztrátami na vedení a dodržet rozestup mezi Vivaldiho anténami. Vzdálenost mezi nimi nesmí být nižší než šířka jednoho elementu antény, tedy 8 mm (0.866λ). Pokud uvažujeme, že jednotlivé Vivaldiho antény budou do napájecí sítě vloženy pod úhlem 45° , tak lze vypočítat, že rozteč mezi konci napájecích linek (portech) musí být větší než 11.3 mm. Na Obr. 8.7 je tato vzdálenost označena jako písmeno x .



Obr. 8.7 Napájecí síť pro 3D anténní řadu; a) okótovaná struktura, b) model struktury s vertikálním přechodem.

Pro urychlení výpočetního času a menšího výpočetního výkonu se struktury analyzují ve stejné konfiguraci jako na Obr. 8.7. Napájecí síť bez přechodu a síť s rovným vertikálním přechodem. Dle výsledků přenosových vlastností přechodů z předchozí kapitoly jsou rozdíly mezi přechodem s 0° a 45° otočením zanedbatelné. Obr. 8.8 zachycuje S-parametry v pásmu od 30 do 37 GHz analyzovaných napájecích struktur.

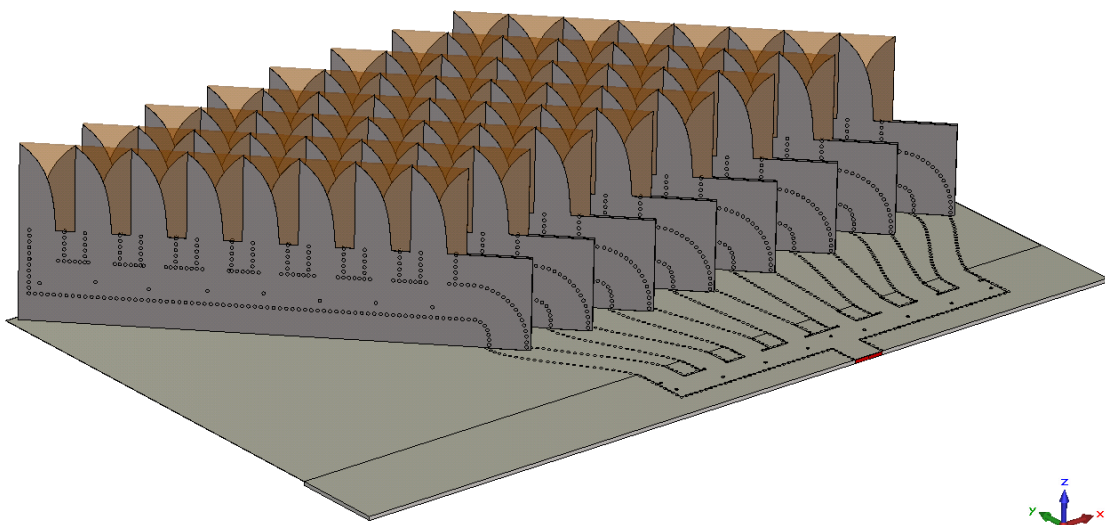


Obr. 8.8 S-parametry napájecí sítě pro 3D anténní řadu; a) napájecí síť bez přechodu, b) napájecí síť s přechodem.

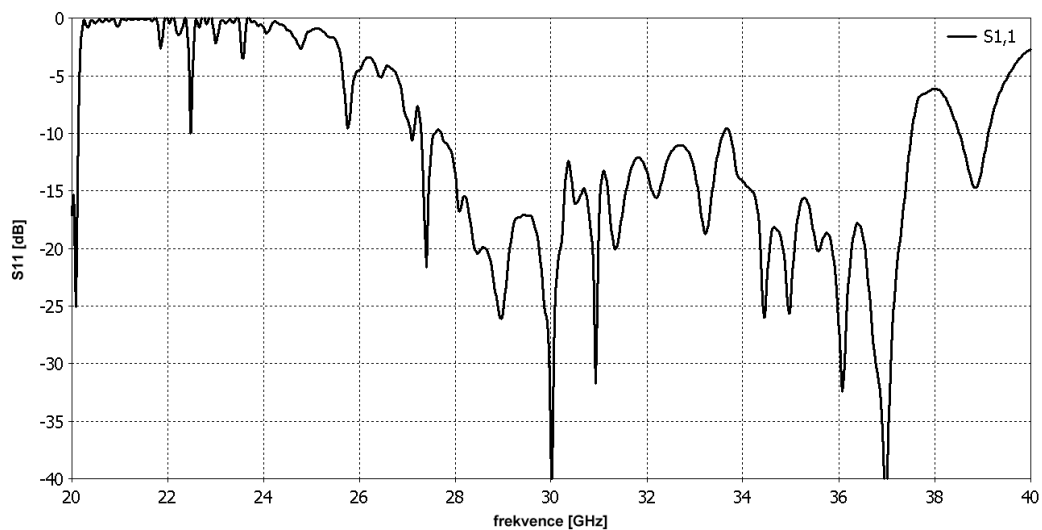
Obě struktury jsou impedančně přizpůsobeny s lepším výsledkem než 10 dB. Pozitivním zjištěním je minimální rozdíl vzájemných výsledků S-parametrů. Přenosy mezi výstupními a vstupním portem se pohybují v rozmezí od -5 do -20dB v závislosti na jejich umístění.

8.4 Simulace 3D Vivaldiho anténní řady

Vložením osmi 2D Vivaldiho anténních řad do navržené napájecí sítě pod úhlem 45° vznikla 3D verze Vivaldiho antény, 3D model je zobrazený na Obr. 8.9. Vivaldiho anténní řada se musela přizpůsobit pro novou napájecí síť. Napájecí port se přemístil na spodní stranu antény, zároveň se touto změnou modifikovala napájecí struktura tvořená vedením SIW k novému napájecímu portu. Impedanční přizpůsobení celé 3D architektury je na Obr. 8.10.

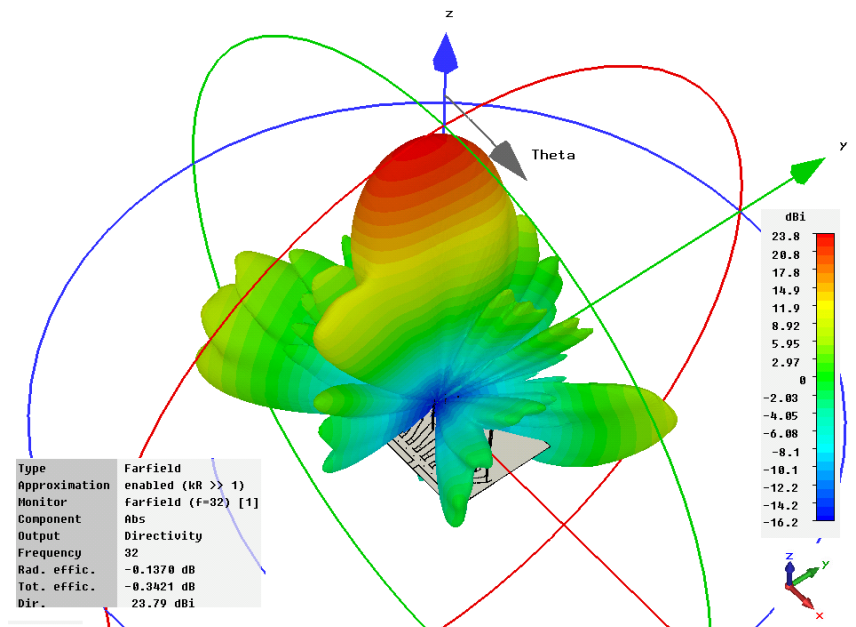


Obr. 8.9 Model 3D Vivaldiho anténní řady.

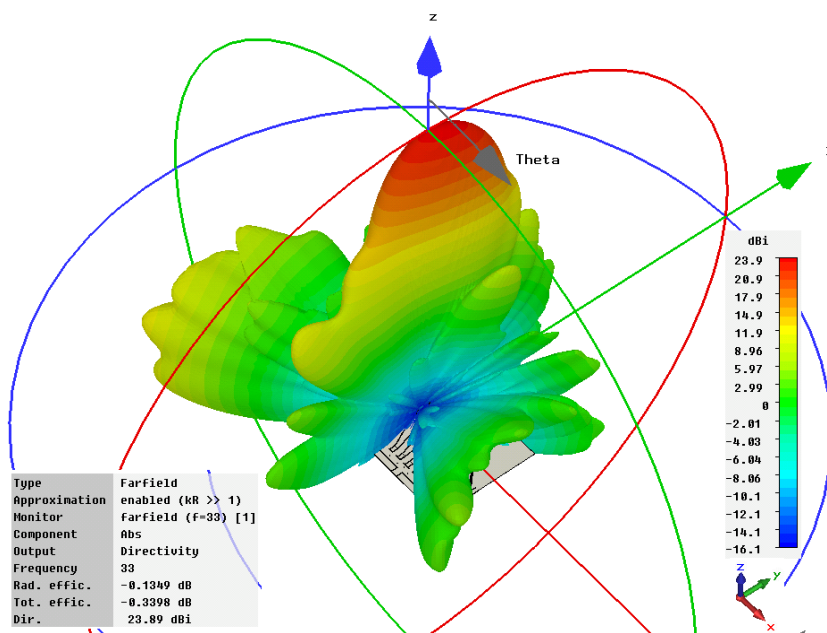


Obr. 8.10 Impedanční přizpůsobení $|S_{11}|$ 3D Vivaldiho antény.

Přizpůsobení antény v rozsahu frekvencí od 27.5 do 37.5 GHz je lepší než 10 dB, to představuje šířku pásma 10 GHz. 3D modely směrových charakteristik na frekvenci 32 a 33 GHz jsou zobrazeny na Obr. 8.11, respektive Obr. 8.12.



Obr. 8.11 3D model směrové charakteristiky 3D Vivaldiho antény na $f = 32$ GHz.



Obr. 8.12 3D model směrové charakteristiky 3D Vivaldiho antény na $f = 33$ GHz.

Z vložených směrových charakteristik vykazuje 3D Vivaldiho anténa zisk necelých 24 dBi. Patrné jsou i značné postranní laloky zářící převážně do jednoho směru. S kmitočtem se vychyluje hlavní vyzařovací svazek, ale nikoliv v rovině E, ale v rovině H. To může být způsobeno chybným rozmístěním 2D Vivaldiho antén v napájecí síti. Antény jsou vůči sobě posunuty o 45° , vhodnou úpravou napájecí sítě se dá vzájemná nesymetrie antén eliminovat.

ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo se seznámit s principem Vivaldiho antén a prostudovat problematiku činnosti vlnovodu integrovaného do substrátu. Následně navrhnout Vivaldiho anténu na bázi SIW s využitím CST Microwave Studia. Z jednoho elementu antény poskládat 2D anténní řadu s ohledem na dané využití a strukturu proměřit. Z 2D řady poskládat 3D anténní řadu a především zohlednit její vyzařovací vlastnosti.

První tři kapitoly představují teoretické poznatky o širokopásmových planárních anténách, typech a možnostech napájení Vivaldiho antén a samotné technologie SIW. S další kapitolou je spojený návrh anténního elementu i celé osmiprvkové struktury. Navržená Vivaldiho anténa s osmi elementy vykazuje nejvyšší zisk 17.3 dBi pro šířku jednoho elementu 8 mm (0.866λ). Při využití antény pro radarové aplikace je potřeba zajistit vychýlení hlavního laloku se změnou frekvence. K tomuto účelu byla navržena a optimalizována nesymetrická napájecí síť s ohledem na nízké přenosové ztráty, stejnou fázi na středním kmitočtu a ideální rozložení amplitud do jednotlivých elementů. Spojením Vivaldiho anténní řady a napájecí strukturou vznikla jako koncept 2D Vivaldiho anténa. V pásmu od 30.5 do 37 GHz je hlavní vyzařovací svazek vychýlen téměř o 32° s minimálním ziskem 14.1 dBi (30.5 GHz, 37GHz) a nejvyšším ziskem 16.1 dBi (31 GHz). Realizovaná Vivaldiho anténa vykazuje nejvyšší zisk na $f = 30$ GHz o hodnotě 16.1 dBi, nejnižší na $f = 37$ GHz (11.4 dBi). Hlavní vyzařovací svazek je vychýlen o více než 30° pro pásmo 30 až 38 GHz. Osmá kapitola je věnována vertikálním přechodům s otočením od 0° do 90° a návrhu 3D Vivaldiho anténní řady. Vertikální 45° přechod se realizoval a proměřily se S-parametry. Přechod v pásmu od 30 do 37 GHz je impedančně přizpůsoben v celé šířce. V měřeném frekvenčním rozsahu je útlum přenosem od -1.2 dB do -1.1 dB.

Výsledkem je realizovaná širokopásmová Vivaldiho anténa, která i přes své nedostatky (velké postranní laloky) je vhodná pro radarové aplikace ke skenování prostoru pod úhlem do 30° . Ověřil se vertikální SIW přechod jako nezbytný komponent pro 3D Vivaldiho anténu. Návrh 3D struktury antény je náročnou záležitostí, simulace prokázaly výsledky v podobě 23.9 dBi zisku hlavního laloku s možností vychýlení vyzařovacího laloku. Anténa vytvořená z několika Vivaldiho anténních řad spojená s vhodným napájením má perspektivu s využitím pro radarové aplikace.

LITERATURA

- [1] ŠEBESTA, J. *Radiolokace a radionavigace. Přednášky*. Skriptum FEKT. Brno: VUT v Brně, FEKT, UREL, 2004
- [2] Teorie radaru. [online]. [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.czradary.cz/radteorie.html>
- [3] *Radar: Frequency bands* [online]. [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://en.wikipedia.org/wiki/Radar>
- [4] RAIDA, Z., et al. Multimediální učebnice: Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika [online]. Brno: FEKT VUT v Brne, [cit. 2015-04-25]. Dostupné z WWW: <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>>.
- [5] BALANIS, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 047166782X.
- [6] ŠPATENKA, V. Širokopásmové planární antény. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 49 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. David Wolanský.
- [7] GARG, R.; BHARTI, P.; BAHL, I.; ITTIPOON, A. *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House Boston 2001.
- [8] POLÍVKA, Milan a kol. Návrh a konstrukce antén: Mikropáskové antény. [online]. s. 43 [cit. 2015-04-25]. Dostupné z: http://old.elmag.org/lib/exe/fetch.php/k317:nka:01pr_a0m17nka_mikropaskove_anteny_polivka.pdf
- [9] PÍTRA, K. Antény pro pásmo milimetrových vln. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 89 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. dr. ing. Zbyněk Raida.
- [10] LUKEŠ, Zbyněk. Vivaldiho anténa: širokopásmová šterbinová anténa. [online]. 30.10.2002 [cit. 2015-04-26]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02042/index.html#2>
- [11] PROCHÁZKA, M. Anténa Vivaldi nové konstrukce. Sdělovací technika. 1998, č. 1, s. 12-14
- [12] SEDLÁČEK, Petr a Tomáš MIKULÁŠEK. Šterbinová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. [online]. 2012, s. 6 [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/sterbinova-antenni-rada-na-bazi-vlnovodu-integrovaneho-do-substratu/>
- [13] XU, Feng a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. 2005, vol.53, NO.1, s. 8.
- [14] UCHIMURA, Hiroshi, Takeshi TAKENOSHITA a Mikiyo FUJII. Development of a "Laminated Waveguide". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. 1998, Vol. 46, NO. 12, s. 6.
- [15] JIRAK, Josef, et. al. Materiály a technická dokumentace. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006. 129s
- [16] YANG, Songnan a Aly E. FATHY. *Substrate Integrated Waveguide Antenna Array* [online]. 12.3. 2009. [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US20090066597>

- [17] DESLANDES, D., WU, K. Analysis and Design of Current Probe Transition from Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 8, p. 2487-2494.
- [18] NAWAZ, Muhammad Imran, Zhao HUILING a Muhammad KASHIF. Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band. [online]. 2014, s. 3 [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.europment.org/library/2014/interlaken/bypaper/CSC/CSC-09.pdf>
- [19] KUBÍN, Petr a Tomáš MIKULÁŠEK. Dielektrická rezonátorová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. [online]. 2013, s. 6 [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: www.elektrorevue.cz/file.php?id=200001180-13d8414d23
- [20] Substrate Integrated Waveguide. [online]. [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/substrate-integrated-waveguide>
- [21] PUSKELY, Jan, Tomáš MIKULÁŠEK a Zbyněk RAIDÁ. Design of a Compact Wideband Antenna Array for Microwave Imaging Applications. [online]. 2013, s. 9 [cit. 2014-12-13]. Dostupné z: http://www.radioeng.cz/fulltexts/2013/13_04_1224_1232.pdf
- [22] MAILLOUX, R.J., *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 2005, ISBN: 1580536891.
- [23] RAIDÁ, Zbyněk a kol. *Mikrovlnné struktury z netradičních materiálů*. Brno, 2011. ISBN 978-80-214-4419-5. Vysoké učení technické v Brně (VUT).
- [24] RT/duroid® 5880 Laminates. 2015. *Rogers Corporation* [online]. [cit. 2015-05-11]. Dostupné z: <http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx>
- [25] DOLPH, L. C. The current distribution of broadside Arrays with optimized the Relationship between Beamwidth and side-lobe level. *Proc. IRE and waves and electrons*, June 1946
- [26] KHATIB, Bassel Youzkatli El, DJERAFI a Ke WU. 2012. Substrate-Integrated Waveguide Vertical Interconnects for 3-D Integrated Circuits. *IEEE*.2(9): 1526 - 1535. DOI: 10.1109/TCPMT.2012.2196516. ISSN 2156-3950.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

λ	Vlnové délka ve vakuu.
λ_0	Vlnová délka ve vzduchu.
λ_g	Vlnová délka SIW.
f	Frekvence.
f_{krit}	Kritická frekvence šíření ve vlnovodu.
ϵ_r	Relativní permitivita.
c	Rychlost šíření světla ve vakuu.
G	Zisk antény.
D_{max}	Činitel směrovosti.
Q	Činitel jakosti.
h	Výška mikrovlnného substrátu.
h_{ef}	Efektivní výška mikrovlnného substrátu.
W_0	Šířka mikrovlnného vedení.
W_{ant}	Šířka antény.
W_1	Šířka překrytí ramen antény.
W_{siw}	Šířka příčné strany vlnovodu.
W_d	Ekvivalentní šířka obdélníkového vlnovodu.
W	Šířka obdélníkového vlnovodu.
L	Fyzická délka antény.
d	Průměr prokovů.
p	Rozteč mezi prokovy.
a	Šířka příčné strany vlnovodu.
M	Parametr zakřivení antény.
N	Parametr zakřivení antény.
L_{ant}	Anténní délka.
d_{ant}	Posun ramene antény.
F	Optimalizovaná vzdálenost.
A	Optimalizovaná vzdálenost.
P	Ladící piny pro optimalizaci.
$dx1$	Parametr vzdálenosti pro analýzu.
$dx2$	Parametr vzdálenosti pro analýzu.

Pin1_x Posuv pinu pro analýzu.

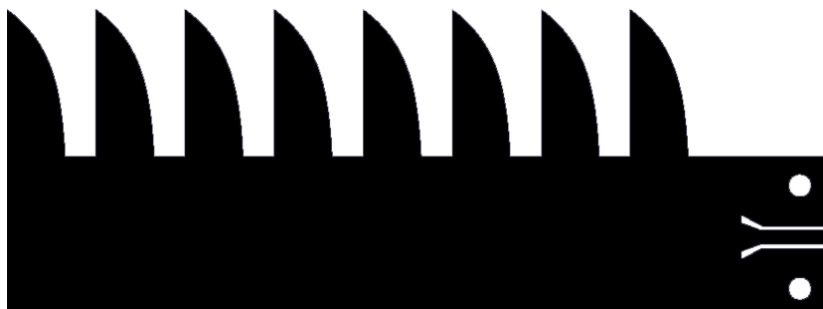
Pin2_x Posuv pinu pro analýzu.

SIW Substrate integrated waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu.

GCPW Grounded Coplanar Waveguide, uzemněný koplanární vlnovod.

TE Transverzálně elektrická vlna

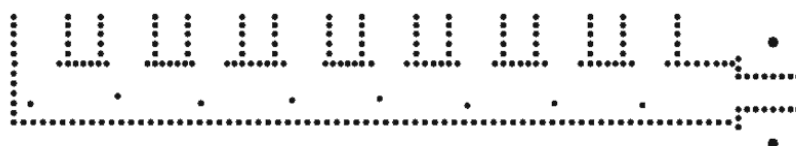
PŘÍLOHA A: DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ



Vrchní strana 2D Vivaldiho antény.



Spodní strana 2D Vivaldiho antény.



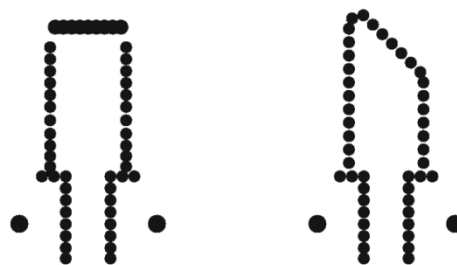
Prokovy k 2D Vivaldiho anténě.



Vrchní strana 45° vertikálního přechodu.



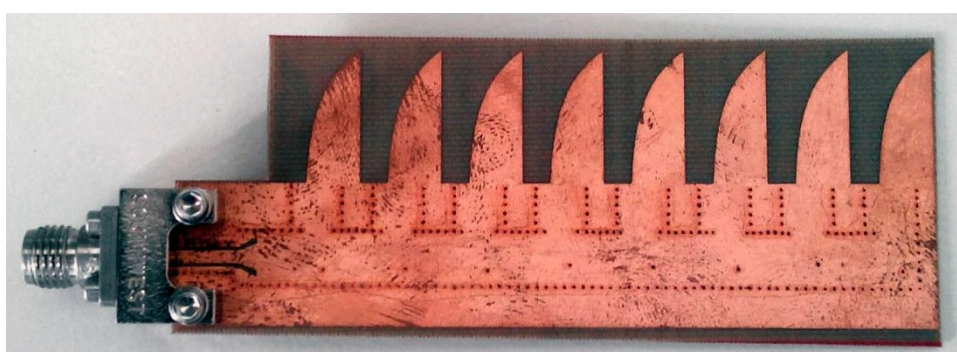
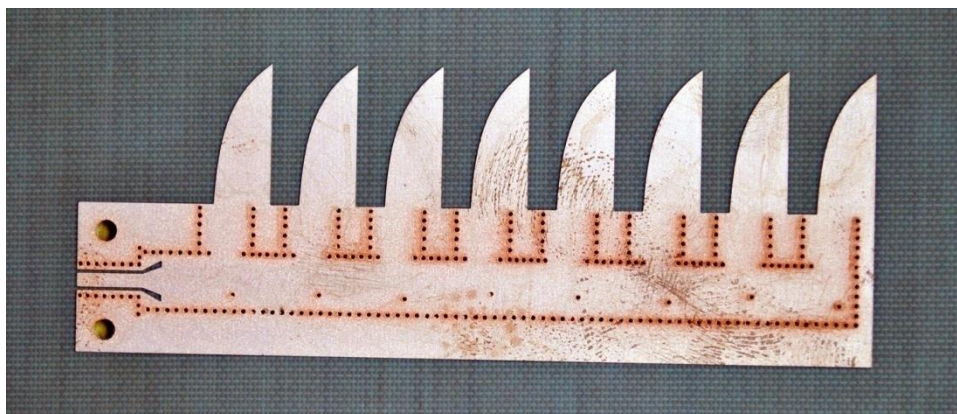
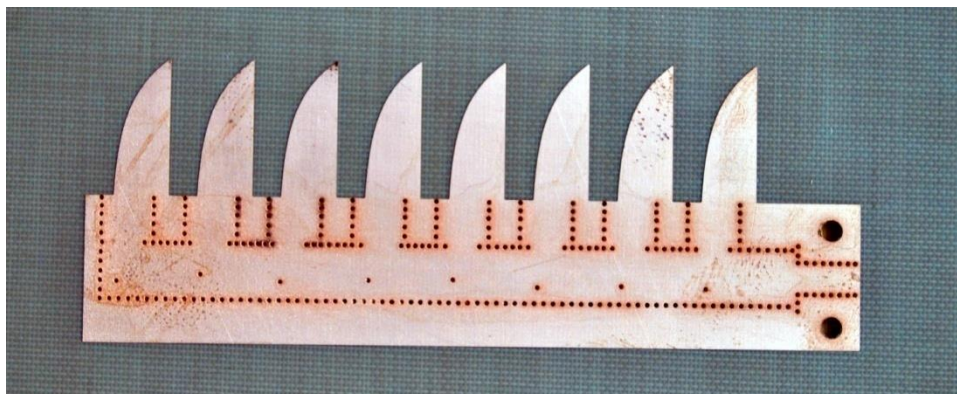
Spodní strana 45° vertikálního přechodu.



Prokovy 45° vertikálního přechodu.

PŘÍLOHA B: FOTOGRAFIE

Vivaldiho anténa



Vertikální 45° přechod

