

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**ČTYŘPRVKOVÁ ANTÉNNÍ ŘADA PRACUJÍCÍ SE
ČTVRTINOU MÓDU**

QUARTER-MODE FOUR-ELEMENT ANTENNA ARRAY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jiří Janoušek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Jiří Janoušek

ID: 164822

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Čtyřprvková anténní řada pracující se čtvrtinou módu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem činnosti čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. Ve vhodně zvoleném softwaru vytvořte numerický model antény. Počítačovou simulací ověřte, zda parametry publikované v [1] odpovídají parametrům vypočítaným.

Substrát Rogers, který použili autoři antény popsané v [1], nahradte trojrozměrnou textilií firmy SINTEX. Anténu optimalizujte pro práci v ISM pásmu 5,8 GHz a realizujte ji. Vlastnosti vyrobené antény proměřte ve volném prostoru a v blízkosti lidského těla. Dosažené parametry textilní antény porovnejte s anténou původní.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CHENG JIN, ZHONGXIANG SHEN, RUI LI, AROKIASWAMI ALPHONES Compact circularly polarized antenna based on quarter-mode substrate integrated waveguide subarray. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, vol. 62, no. 2, p. 963-967.

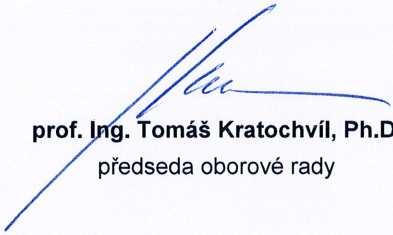
[2] MORO, R., AGNEESESENS, S., ROGIER, H., BOZZI, M. Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology. Electronics Letters, 2012, vol. 48, no. 16.

Termín zadání: 6. 2. 2017

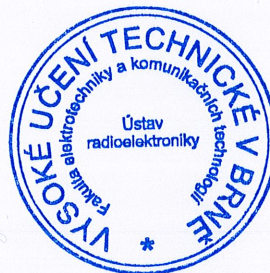
Termín odevzdání: 30.5.2017

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Konzultant:


prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Práce se zabývá problematikou modelu kruhově polarizované čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. Řeší také komplexní strukturu mikropáskové budicí sítě. Cílem práce bylo vytvořit fyzický funkční model této antény a změřit jeho vlastnosti ve volném prostoru a blízkosti lidského těla. Teoretická část práce se zabývá výpočty parametrů dané antény. Praktická část poté řeší modelování a simulace v programu ANSYS HFSS. Fyzický model práce nebyl realizován a byly zjištěny nedostatky v prezentovaném modelu budicí sítě. K těmto nedostatkům byly navrženy možné způsoby řešení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Modifikovaný vlnovod integrovaný do substrátu, pracující se čtvrtinou módu, simulace v ANSYS HFSS, tvoření 3D modelu v ANSYS HFSS, činitel odrazu, osový poměr, efektivní permitivita, t-článkový výkonový dělič, čtvrtvlnný impedanční přizpůsobovací článek, mikropáskové vedení

ABSTRACT

Thesis deals with problematics of Compact Circularly Polarized Antenna Based on Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Sub-Array and process. It also solves a complex structure of microstrip power distribution network. The goal was to create a physical functioning model of this antenna and to measure its attributes in free space and also near the human body. Theoretical part of this work is taking on the calculation of parameters of the proposed antenna. Practical part is then solving modelation and simulations in program ANSYS HFSS. Physical model of the antenna was not created and some flaws were found in the presented model of the microstrip power distribution network. A possible solutions were proposed to eliminate these flaws.

KEYWORDS

Quarter mode substrate integrated waveguide, simulation in ANSYS HFSS, creation of 3D model in ANSYS HFSS, reflection coefficient, axial ratio, effective permittivity, t-junction power divider, quarter-wave impedance transformer, microstrip transmission line

JANOŠEK, Jiří *Čtyřprvková anténní řada pracující se čtvrtinou módu*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav Radioelektroniky, Rok. 43 s. Vedoucí práce byl prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Čtyřprvková anténní řada pracující se čtvrtinou módu“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského 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.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Dále bych také chtěl poděkovat pánům Ing. Petru Kadlecovi Ph.D., Ing. Tomáši Mikuláškov Ph.D., Ing. Miroslavu Cupalovi a Ing. Michalu Mrnkovi za přínosné diskuze na konzultacích.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	9
1 Analýza a rozbor zadání	10
1.1 Čtyřprvková anténní řada	11
1.2 Jeden prvek antény	11
1.3 Substrát	14
1.4 Budicí síť	14
2 Software	17
2.1 ANSYS HFSS	17
2.2 Náročnost na výpočty	17
3 Modelace	18
3.1 Návrh lineární antény	18
3.1.1 Simulace	18
3.2 Návrh čtyřprvkové anténní řady	21
3.2.1 Simulace	22
4 Vlastní model	29
4.1 Návrh lineární antény pro 5.8 GHz	29
4.2 Čtyřprvková anténní řada pracující na 5.8 GHz	31
4.3 Výsledný model	35
5 Výroba a měření výsledného modelu	38
5.1 Návrhy pro případné zlepšení vlastností modelu prezentované antény	38
6 Závěr	39
Literatura	40
Seznam symbolů, veličin a zkratk	41
Seznam příloh	42
A Obsah přiloženého CD	43

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Simulované vektorové rozložení povrchových proudů čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. (a) $\omega t = 0$. (b) $\omega t = (1/2\pi)$. (c) $\omega t = \pi$. (d) $\omega t = (3/2)\pi$. Převzato z [1]	10
1.2	Schema antény, převzato z [1].	12
1.3	(a) Čtvercový SIW rezonátor (b) Rozložení elektrického pole vidu TE ₁₀₁ v tomto rezonátoru a naznačení QMSIW rezonátoru. Převzato z [2]	13
1.4	Konfigurace lineárně polarizované antény tvořené modifikovaným rezonátorem integrovaným do substrátu pracujícím se čtvrtinou módu, převzato z [1].	14
1.5	Příčný řez mikropáskovým vedením, převzato z [4]	14
3.1	Činitel odrazu pro model s jedním substrátem. Převzato [1]	19
3.2	Činitel odrazu pro model s jedním substrátem	19
3.3	Činitel odrazu pro model s oběma substráty	20
3.4	Vyzařovací charakteristika pro model s pouze horním substrátem	20
3.5	Vyzařovací charakteristika pro model se dvěma substráty	21
3.6	Nastavení vybuzení více portů najednou s různými počátečními fázemi v HFSS	22
3.7	Model čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.2 GHz (a) Pohled shora. (b) Budicí síť. (c) Náhled na vnitřní uspořádání antény shora. (d) Náhled na vnitřní uspořádání antény z boku.	23
3.8	Model čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.2 GHz s dokonalým buzením (a) Pohled shora. (b) Pohled na spodní stranu antény (c) Náhled na vnitřní uspořádání antény shora. (d) Náhled na vnitřní uspořádání antény z boku.	24
3.9	Činitel odrazu S ₁₁ antény vyzobrazené na obr. 3.8	25
3.10	Osový poměr antény vyzobrazené na obr. 3.8	25
3.11	3D polární zobrazení antény vyzobrazené na obr. 3.7	26
3.12	Činitel odrazu S ₁₁ antény vyzobrazené na obr. 3.7	27
3.13	Osový poměr antény vyzobrazené na obr. 3.8	27
3.14	3D polární zobrazení antény vyzobrazené na obr. 3.7	28
4.1	Činitel odrazu modelu lineárně polarizované antény realizovaného dle výpočtů	30
4.2	Činitel odrazu modelu lineárně polarizované antény s optimalizovanými rozměry pro dosažení pracovní frekvence 5.8 GHz	31
4.3	Budicí síť finálního modelu čtyřprvkové anténní řady	32
4.4	Přenosy budicí sítě z obr. 4.3	32

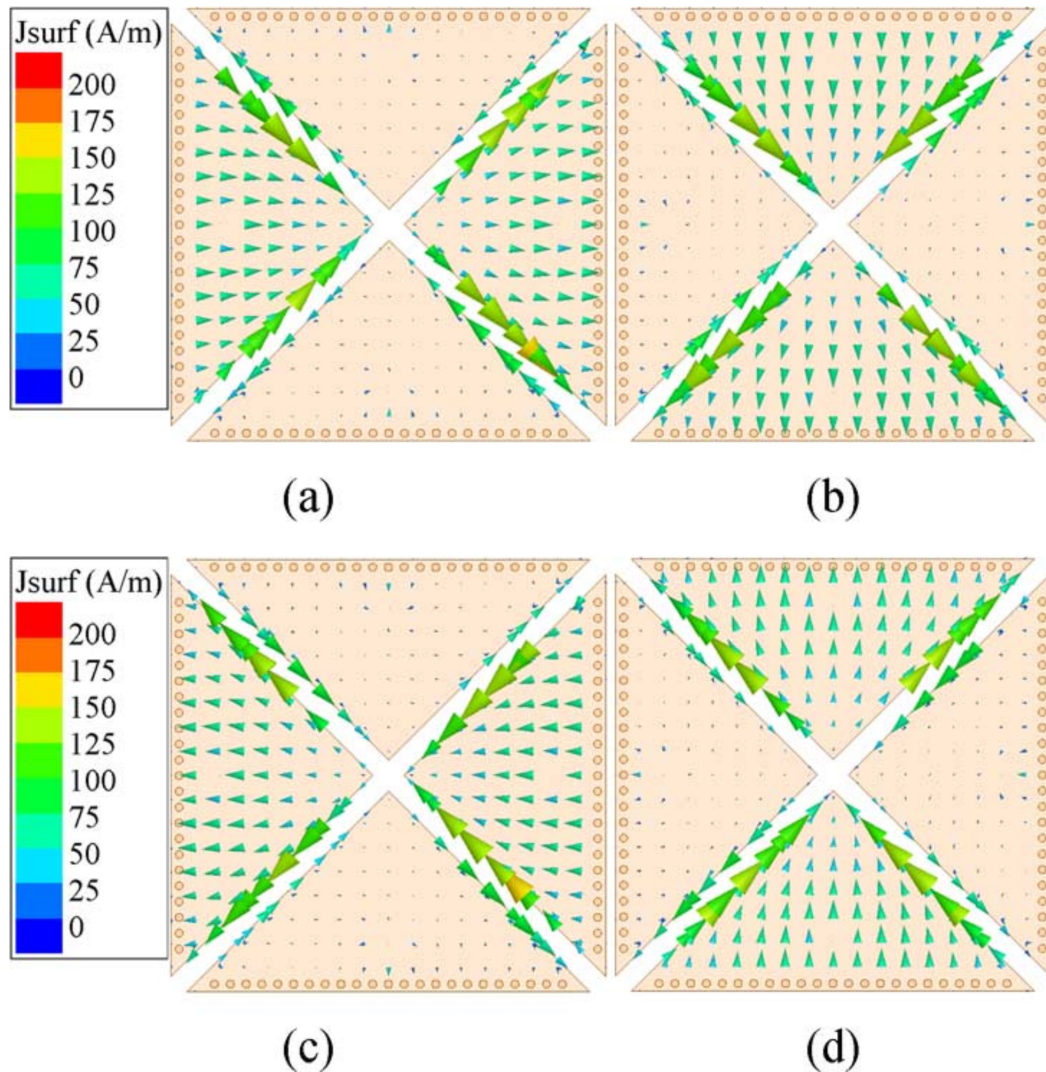
4.5	Osové poměry pro různé hodnoty \mathbf{p}	33
4.6	Činitel odrazu pro různé hodnoty \mathbf{p}	34
4.7	Osové poměry pro různé hodnoty \mathbf{G}	34
4.8	Činitel odrazu pro různé hodnoty \mathbf{G}	35
4.9	Simulované vektorové rozložení povrchových proudů prezentované čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.8 GHz. a) $\omega t = 0$. b) $\omega t = (1/2)\pi$. c) $\omega t = \pi$. d) $\omega t = (3/2)\pi$	36
4.10	3D vyzařovací charakteristika prezentované čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.8 GHz.	37

ÚVOD

Tato práce zpracovává problematiku čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. Pro vytvoření numerického modelu antény a následných simulací byl použit program ANSYS HFSS (dále jen HFSS). Hlavním zdrojem informací byl zejména článek [1] a jeho reference. Tyto informace byly srovnány s dosaženými výpočty matematického modelu z programu HFSS. Substrát Rogers použitý autory z článku [1] nebyl nahrazen z (důvodu nedostupnosti) trojrozměrnou textilií firmy SINTEX jak bylo uvedeno v zadání, nýbrž substrátem typu Arlon AD600 s relativní permitivitou 6.15 pro spodní vrstvu a substrátem Isoclad 933 s relativní permitivitou 2.33 pro vrstvu horní. Anténa měla být poté z původních parametrů 5.2 GHz přeroptimalizována na ISM pásmo 5.8 GHz a výsledný model realizován. Model měl být poté proměřen a výsledky vyhodnoceny.

1 ANALÝZA A ROZBOR ZADÁNÍ

Podle pokynů v zadání bylo jako první důležité zjistit, na jakém principu funguje čtyř-prvková anténní řada pracující se čtvrtinou módu. Princip funkce se zakládá na rotaci elektromagnetického pole, způsobené posuvem fáze buzení jednotlivých sousedících rezonátorů o 90° . Tato rotace způsobí přímo žádanou kruhovou polarizaci.



Obr. 1.1: Simulované vektorové rozložení povrchových proudů čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. (a) $\omega t = 0$. (b) $\omega t = (1/2)\pi$. (c) $\omega t = \pi$. (d) $\omega t = (3/2)\pi$. Převzato z [1]

Posuvu fáze k jednotlivým rezonátorům lze docílit různou délkou přívodního budicího vodiče, který vede ke konkrétní budicí sondě. Konkrétního posuvu fáze o 90° je teoreticky možné docílit rozdílem délek přívodních vodičů o velikosti $\lambda/4$.

Posuv o 90° se tímto způsobem dá zrealizovat pouze v ideálním případě, kdyby byla budicí síť perfektně odstíněna a blízké cesty by se vzájemně neovlivňovaly.

1.1 Čtyřprvková anténní řada

Jedná se v tomto případě o čtyři navzájem se doplňující prvky. Každý prvek antény má trojúhelníkový tvar. Ten, když položíme do prostoru kartézských souřadnic XYZ jednotlivě v rovině např. XY do kruhu za sebou s rozestupem po intervalech 90° , vytvoří po vyplnění 360° předmětné čtyřprvkové schéma antény viz obr. 1.2 Každý ze čtyř prvků tvoří rezonátor tvořený modifikovaným vlnovodem integrovaným do substrátu se dvěma otevřenými magnetickými stěnami a jednou stěnou elektrickou která je tvořena řadou prokůvů. Tento modifikovaný rezonátor vybuduje pouze čtvrtinu módu a je označován jako QMSIW rezonátor (Quarter mode substrate integrated waveguide – vlnovod integrovaný do substrátu pracující se čtvrtinou módu).

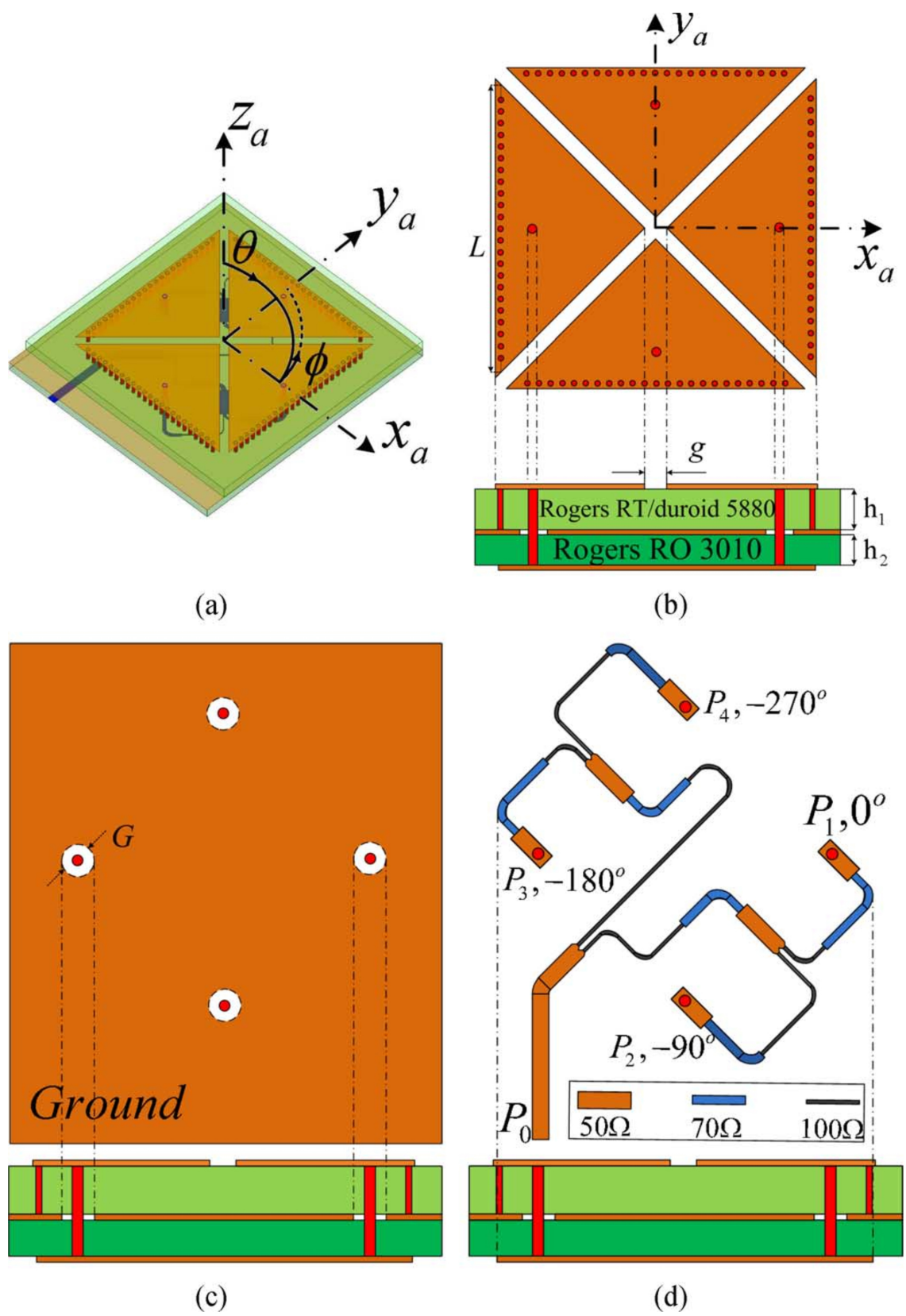
1.2 Jeden prvek antény

Trojúhelníkový tvar jednotlivých prvků zapříčiní možnost vybudování pouze čtvrtiny módu (viz obr. 1.3(b)), což má za následek reálně ztrátu tří čtvrtin elektromagnetického pole konkrétního vidu. Módy (neboli vidy) jsou způsoby uspořádání elektromagnetického pole ve vlnovodu, či rezonátoru. Frekvence pole vybudovaného v rezonátoru může být ovlivněna šířkou a délkou rezonátoru a polohou samotné budicí sondy, která by měla mít střed vzdálen $\frac{\lambda_r}{4}$ od vrcholu O, viz obr. 1.4.

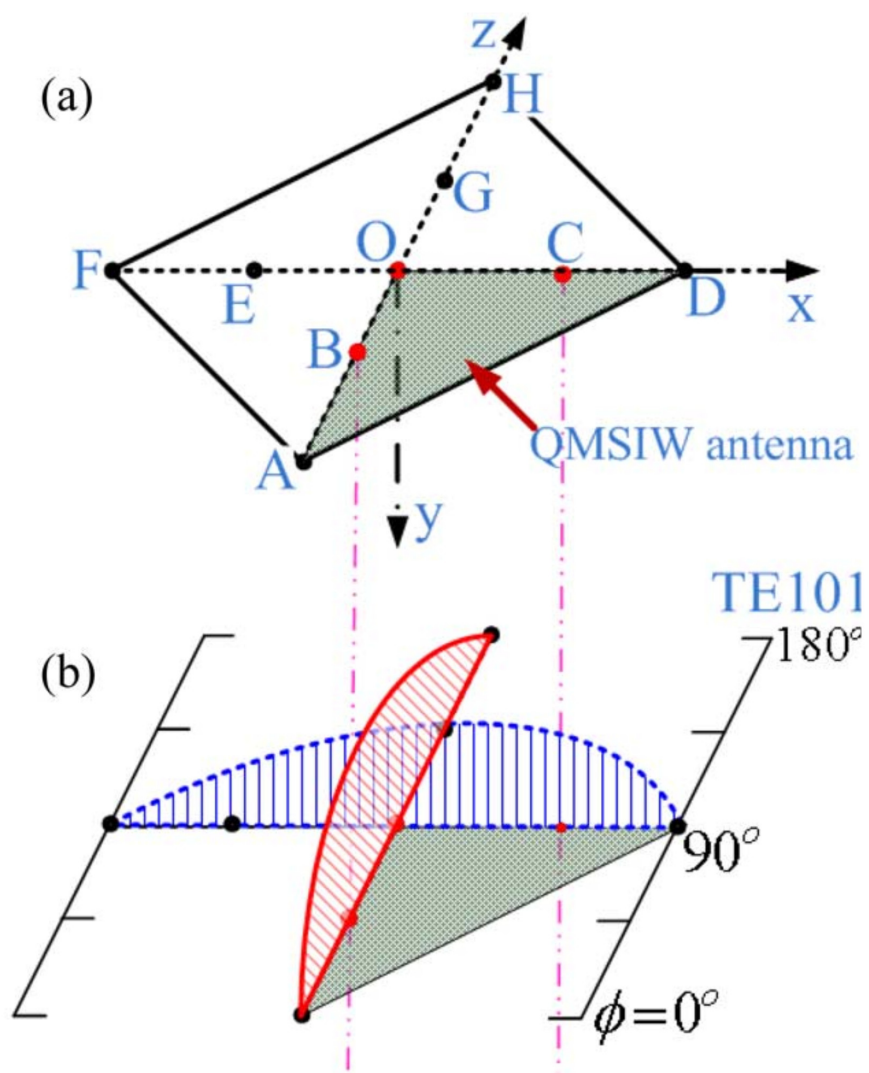
Dalším důležitým prvkem je potom řada prokůvů na straně AB. Ta tvoří elektrickou stěnu která zabraňuje úniku pole nežádoucím směrem. Prokůvy mají průměr $d = 0.5$ mm a vzdálenost středů sousedních prokůvů $s = 1$ mm. Tyto parametry splňují podmínku funkční vodivé stěny. Ta musí mít mezery podstatně menší než je čtvrtina nejnižší pracovní vlnové délky, aby jimi pole nemohlo unikat.

Mezní frekvence vidů tohoto rezonátoru lze potom spočítat za pomoci vztahů 4.1 až 4.5, známe-li délku přepony a a relativní permeabilitu dielektrika, na kterém je zmiňovaný QMSIW rezonátor vyroben.

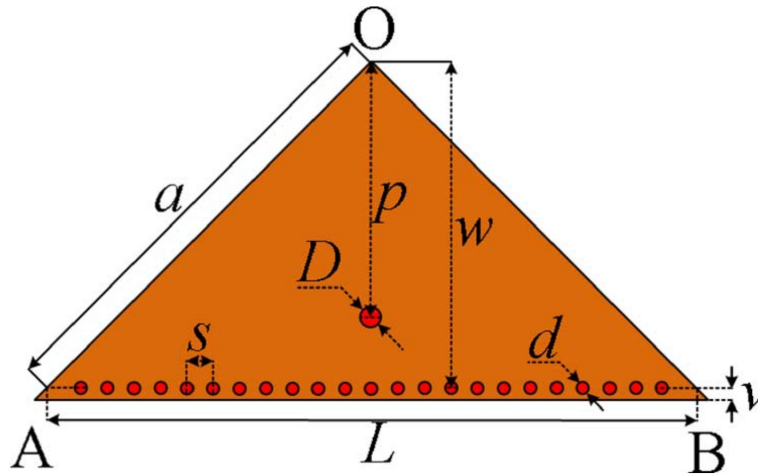
Samotná lineárně polarizovaná anténa nemůže dosáhnout na stejnou frekvenci při zachování kompaktních rozměrů takové šířky pásma jako čtyřprvková anténní řada. Zisk čtyřprvkové anténní řady je však pouhá čtvrtina zisku samotné lineární antény.



Obr. 1.2: Schema antény, převzato z [1].



Obr. 1.3: (a) Čtvercový SIW rezonátor (b) Rozložení elektrického pole vidu TE₁₀₁ v tomto rezonátoru a naznačení QMSIW rezonátoru. Převzato z [2]

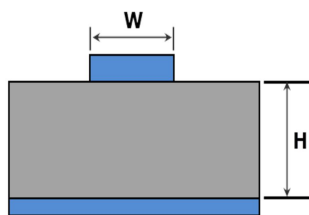


Obr. 1.4: Konfigurace lineárně polarizované antény tvořené modifikovaným rezonátorem integrovaným do substrátu pracujícím se čtvrtinou módu, převzato z [1].

1.3 Substrát

Je dielektrický materiál s definovanými vlastnostmi jako je relativní permitivita, či ztrátový činitel. Díky těmto vlastnostem a výšce samotného substrátu ovlivňuje dielektrický substrát zásadním způsobem parametry antény, která je na substrátu realizována.

1.4 Budicí síť



Obr. 1.5: Příčný řez mikropáskovým vedením, převzato z [4]

Vzhledem k zadání jiných materiálů, než byly použity při modelaci a výrobě v původním článku [1], bylo nutno výpočty přizpůsobit celou strukturu původní prezentované antény. Hlavní změny bylo třeba provést u budicí sítě na spodní straně antény. Vzhledem k tomu, že namísto původního substrátu Rogers RO3010 s výškou

1.27mm a relativní permitivitou $\epsilon_r=11.2$, byl při modelaci použit Arlon AD600 s výškou 1.54mm a relativní permitivitou $\epsilon_r=6.15$, musely se podstatně změnit její rozměry. Uvnitř článku [1] bohužel není žádná zmínka o tom, jak postupovat při návrhu budicí sítě, ani rozměry budicí sítě použité v [1]. Při jejím návrhu byly proto použity rovnice z [6].

Jako první bylo nutno propočítat šířky cest tak, aby bylo dosaženo impedančního přizpůsobení sítě na 50ohmů. K tomu jsou zapotřebí následujících vzorců převzatých z [4]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} * \ln\left(8 * \frac{h}{w} + 0.25 * \frac{w}{h}\right) \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 * \frac{h}{w}}} + 0.04 * \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2\right) \quad (1.2)$$

Význam většiny proměnných by měl být zřejmý z obrázku 1.5. Substrát o výšce h má relativní permitivitu ϵ_r . S pomocí těchto dvou vzorců byla experimentálně určena šířka 50, 70.7 a 100Ω pásků jako 0.442 mm, 1.129 mm a 2.268 mm. Díky tomu bylo možné pro jednotlivé cesty spočítat relativní permeability ze vztahu 1.2. Dalším krokem bylo poté určit délku vlny na jednotlivých úsecích vedení z následujícího upraveného vztahu obecné vlnové délky v prostředí s relativní permitivitou 1.3:

$$\lambda_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff} * f}} \quad (1.3)$$

kde f (v tomto případě 5.8 GHz) je kýžená pracovní frekvence antény . Jelikož je posuv fází jednotlivých QMSIW rezonátorů realizován přímo délkami cest budicí sítě, jsou tyto výpočty nutné.

Budicí síť je realizována jako tři t-článekové děliče 1:1, z nichž první dělí signál na dvě větve, které jsou vzájemně posunuty na 100Ω částech o vzdálenost $\frac{\lambda_r 100\Omega}{2}$, čímž je zrealizován posuv fáze mezi jednotlivými větvemi o 180°. Tyto dvě větve jsou vůči sobě navzájem vůči sobě zrcadleny přes střed a otočeny o 180°. Každá z těchto větví je realizována dalším t-článekem, který opět dělí signál na jednotlivé cesty, které jsou již přímo napojeny na budicí sondy. Tyto 100Ω úseky jsou opět rozdílně dlouhé a to přesně o $\frac{\lambda_r 100\Omega}{4}$, čímž je docílen posuv o 90°.

Vzhledem k tomu, že se budicí cesty realizují 100Ω cestami, je nutné přizpůsobit tyto cesty na charakteristickou impedanci přírodního koaxiálního vedení $Z_0 = 50\Omega$.

Samotné přizpůsobení je realizováno vloženým čtvrtvlnným impedančním přizpůsobovacím článkem s charakteristickou impedancí určenou podle vztahu převzatého z [5]:

$$Z = \sqrt{2} * Z_0 \quad (1.4)$$

Takto namodelovaná síť by potom měla vybudit sousední rezonátory s fázovým rozdílem přesně 90° , což je podmínka pro správnou funkci buzení kruhově polarizovaného elektromagnetického pole. Vzhledem k tomu, že jednotlivé cesty nejsou nijak odstíněny, vzniká mezi nimi vzájemná interference, která ovlivňuje parametry celé budicí sítě. Je proto vhodné, aby byly sousední cesty od sebe maximálně vzdáleny.

V referenčním článku [1] lze pozorovat, že jednotlivé transformační úseky 70.7Ω mají různé délky. Toto si lze vysvětlit tak, že autoři tohoto článku použili různé délky přizpůsobovacího vedení k optimalizaci posuvu fáze mezi jednotlivými budicími sondami. To jsou však jen spekulace. Dalším problémem jsou nejasnosti týkající se výpočtu rozměrů samotné antény, kdy v článku není jasně dáno, jaké vzorce byly použity při získávání parametrů a jak tedy postupovat při aplikaci na jiný substrát a jinou pracovní frekvenci. Článek [2], který naznačuje jak by se výpočty měly provádět uvádí ve svém obsahu vypočítanou tabulku, která po vlastnoručním přepočtu výrazně nekoresponduje s uvedenými použitými parametry, čímž článek vnáší do problematiky nejasnosti.

2 SOFTWARE

2.1 ANSYS HFSS

Je to výpočetní software, který umí řešit elektromagnetické pole v libovolných 3D strukturách a jejich následné vyzařování do okolního prostředí. Program HFSS kombinuje různé výpočetní metody, které umí řešit široké spektrum problémů, např. metodu konečných prvků, integrální formulace, nebo pokročilé hybridní metody.

Tento software byl zvolen proto, že dává uživateli možnost definovat veškeré parametry prostředí, simulace a materiálů. Oproti CST mi přijde jako složitější na obsluhu, avšak poskytuje více možností. Tento názor ale nemůže být úplný, vzhledem k nedostatečným zkušenostem autora s CST.

2.2 Náročnost na výpočty

Časová náročnost výpočtů se dá jistým způsobem snížit správným chápáním principu funkce solverů počítajících s metodou konečných prvků. Čím jednodušší budou prvky, tím jednodušší je výsledná síť a čas výpočtu se tím může zásadně zkrátit. Proto se prvky snažíme modelovat, pokud možno, jako nekonečně tenké plochy, čímž se eliminuje nutnost generování sítě uvnitř objektu.

Další úspory času u výpočtu lze dosáhnout modelováním vodivých částí antény z dokonale vodivého materiálu. Zkreslení je ve výsledku minimální a ve fázi doladování parametrů akceptovatelné. Pro zrychlení výpočtů je zapotřebí výkonný procesor s co největším počtem výpočetních jader a vysokou pracovní frekvencí.

Další z důležitých myšlenek při modelování v tomto programu je princip rozdělení komplexního modelu na elementární funkční prvky a jejich postupné simulace a skládání dohromady. Takovýto přístup ušetří nejvíce procesního času a zároveň poskytuje uživateli důležité dílčí výsledky, které postupně mohou ověřovat, či vyvracet teoretické předpoklady. Software je dostupný ve školních učebnách a na serveru ELMGS.

3 MODELACE

3.1 Návrh lineární antény

Jako první byl namodelován samotný prvek lineární antény, který poté bude tvořit čtvrtinu celku prezentované kruhově polarizované antény. Z tohoto důvodu byl jako první vytvořen model podle [1], který měl ověřit platnost této myšlenky. Není však jasné, zda autoři lineární anténu modelovali pouze na základním substrátu, nebo zda simulovali reálnou situaci, kde je zohledněn i nosný substrát budící sítě pro finální anténu. Níže byly proto zohledněny obě varianty.

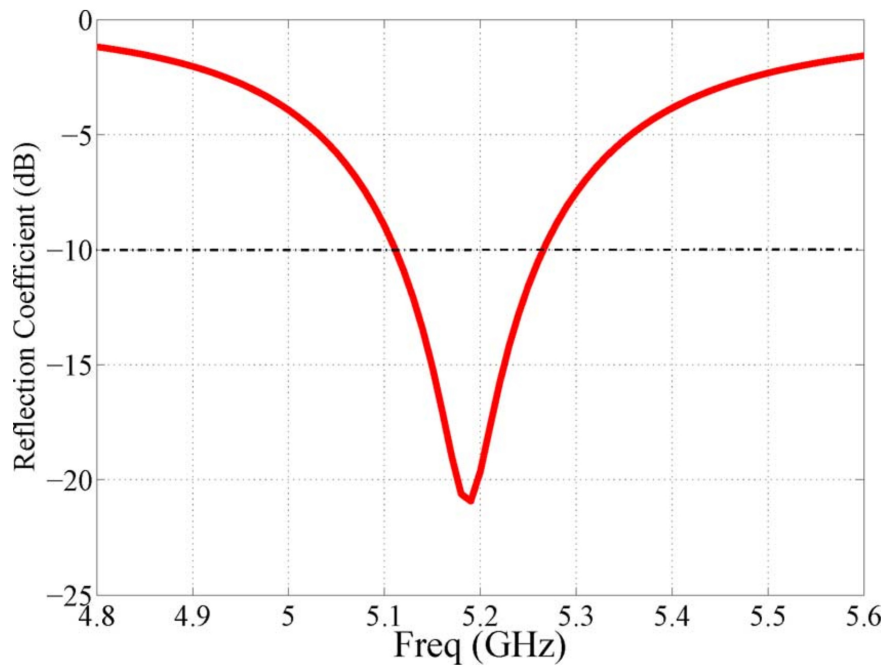
Parametry modelu podle obr. 1.2 a 1.4 byly zadány po vzoru [1] jako $\mathbf{a} = 17.3$ mm, $\epsilon_{r1} = 2.2$ pro substrát Rogers RT5880 s výškou $\mathbf{h1} = 1.57$ mm, $\epsilon_{r2} = 10.2$ pro substrát Rogers RT3010 (v článku [1] chybně uvedeno 11.2) s výškou $\mathbf{h2} = 1.27$ mm, $\mathbf{L} = 24.46$ mm, $\mathbf{d} = 0.5$ mm, $\mathbf{s} = 1$ mm, $\mathbf{D} = 0.8$ mm a $\mathbf{G} = 2.4$ mm, čímž měly být zajištěny stejné podmínky jako ve výše zmiňovaném článku.

3.1.1 Simulace

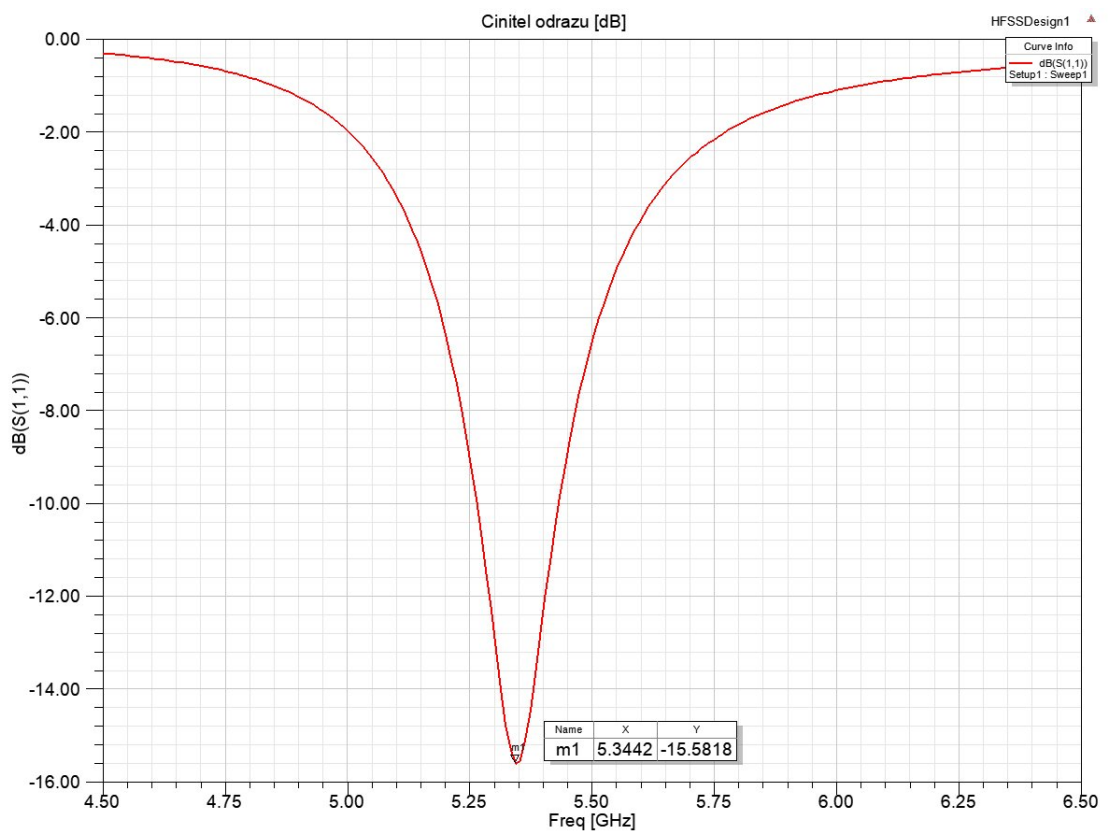
Jako první byla provedena simulace modelu zahrnující pouze vrchní nosný substrát. Tato simulace ukázala výsledek, který se neshoduje s výsledkem simulace z [1], kde je uváděna střední frekvence lineární antény na bázi QMSIW rezonátoru jako 5.18 GHz (viz 3.1). Na obrázku 3.2 můžeme vidět střední frekvenci okolo hodnoty 5.34 GHz.

Simulace se dvěma substráty poté ukázala opět rozdílné výsledky a to výrazně horší při střední frekvenci 5.47 GHz (viz 3.3) se znatelně vyšším činitelem odrazu. Lze tedy předpokládat, že v[1] buď byl opomenut zásadní fakt, nebo autoři uvedli nepravdivé informace.

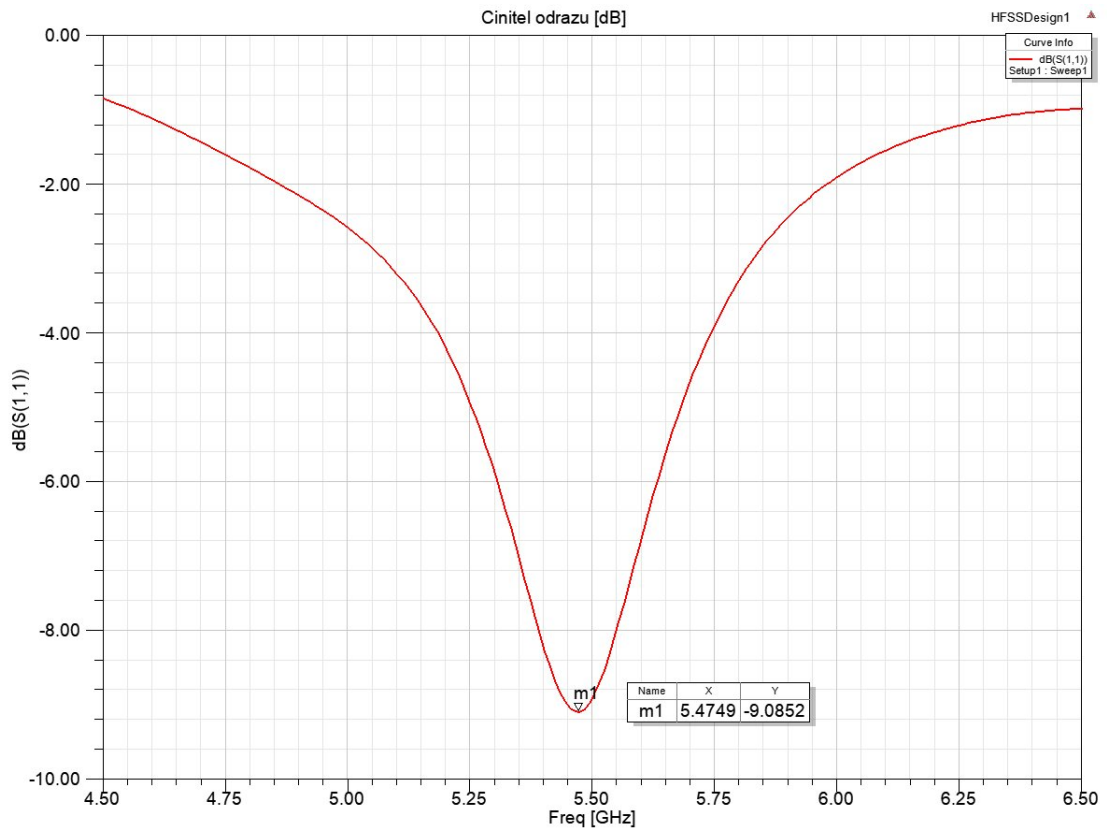
Na vyzařovacích charakteristikách pak byla pozorována výrazná deformace způsobena přidáním spodního substrátu, viz obrázky 3.4 a 3.5.



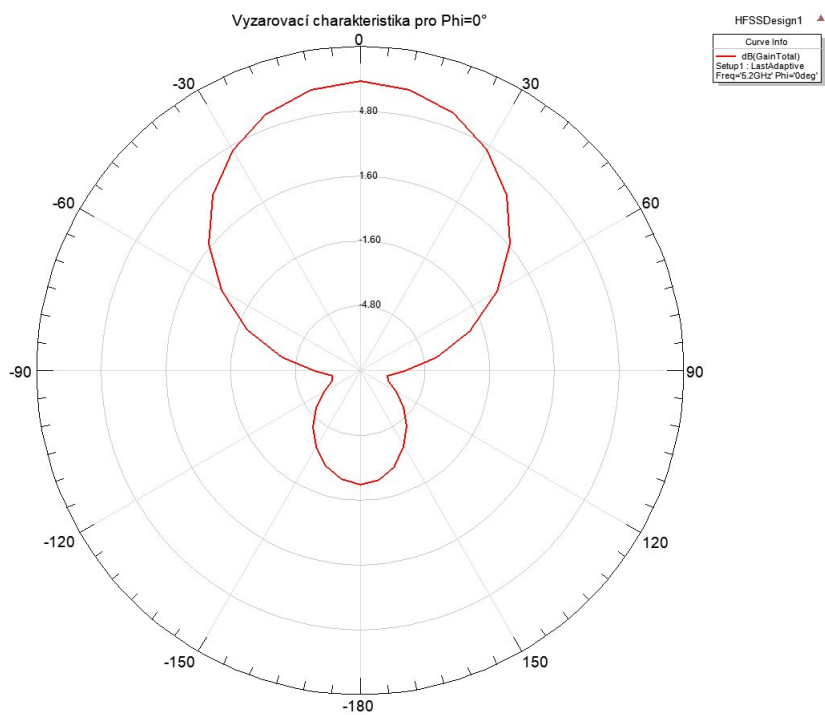
Obr. 3.1: Činitel odrazu pro model s jedním substrátem. Převzato [1]



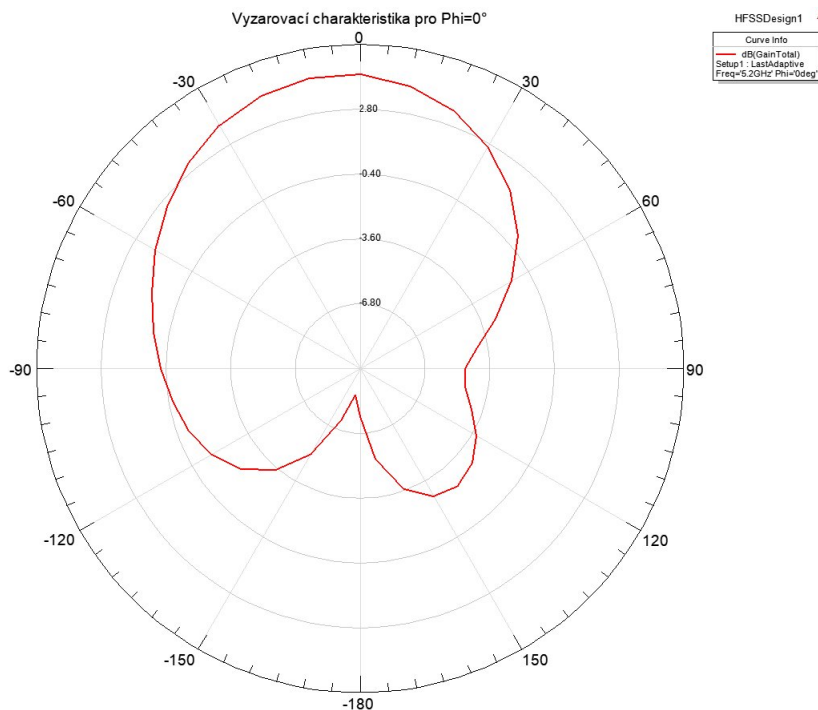
Obr. 3.2: Činitel odrazu pro model s jedním substrátem



Obr. 3.3: Činitel odrazu pro model s oběma substráty



Obr. 3.4: Vyzařovací charakteristika pro model s pouze horním substrátem



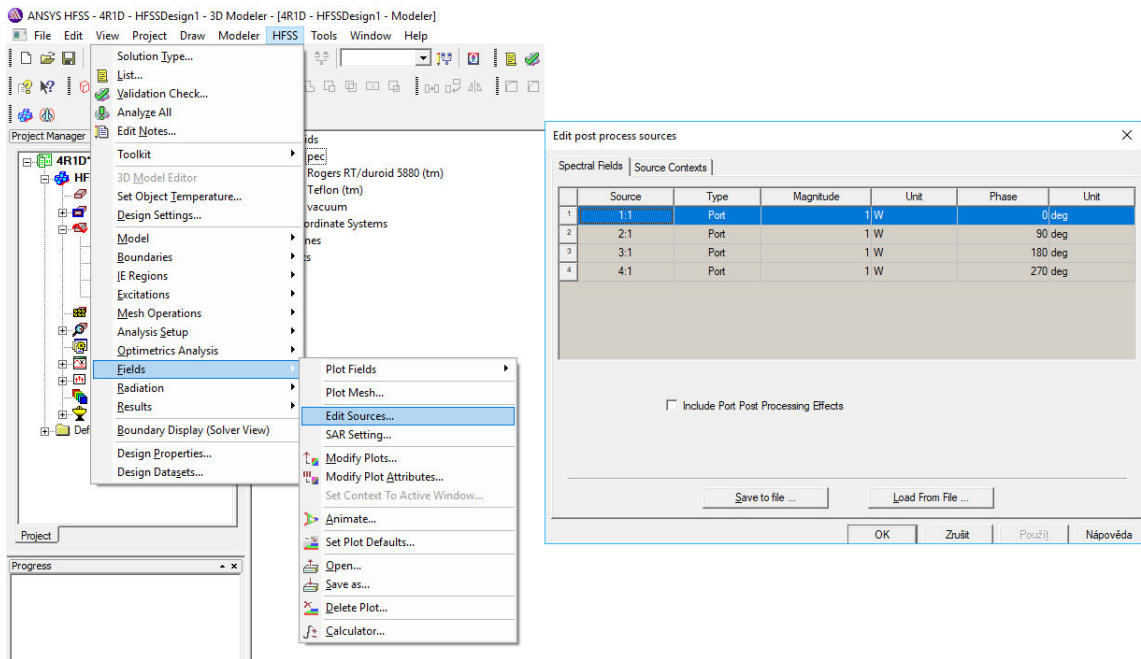
Obr. 3.5: Vyzařovací charakteristika pro model se dvěma substráty

3.2 Návrh čtyřprvkové anténní řady

Po úspěšném namodelování funkční lineární antény, tedy prakticky jednoho prvku, přišlo na řadu složení čtyř těchto prvků do kýžené anténní řady. Mezi jednotlivými prvky je poté mezera, která ovlivňuje vzájemné interference elektromagnetických polí jednotlivých prvků. Zmenšováním a zvětšováním této mezery je poté možno celou strukturu ještě doladit. Veškeré parametry zůstaly identické jako u samotné lineární antény.

Za pomocí vztahů 1.1 a 1.2 byla určena efektivní permitivita pro šířky 100 a $70,7\Omega$ mikropásků a následně určena délka vlny na jednotlivých částech vedení podle vztahu 1.3. Jak již bylo zmíněno v 1.4, čtvrtina hodnoty získané ze vztahu 1.3 byla poté použita při určení délky čtvrtvlnného přizpůsobovacího úseku vedení a také při realizaci posuvu fází na 100Ω částech vedení již přímo k jednotlivým prvkům antény. Takto navrženou anténu můžeme vidět na obrázku 3.7.

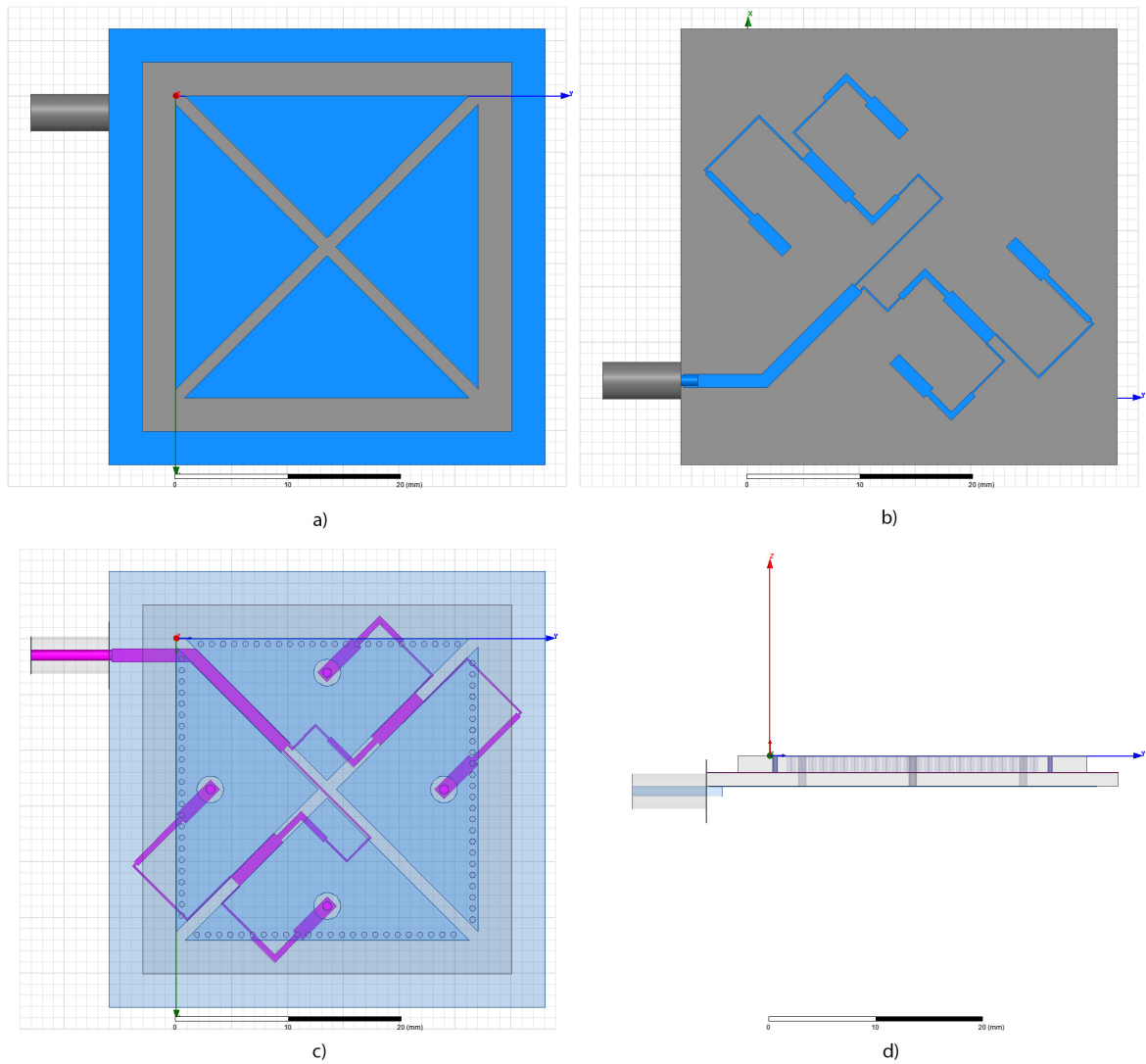
Pro porovnání byla vytvořena i verze modelu s pouze horním substrátem Rogers RT5880 a ideálním napájením koaxiálními sondami, kdy byl fázový posuv realizován přímo v nastavení vybuzení jednotlivých portů v HFSS a všechny 4 porty vybuzeny signálem se stejnou amplitudou viz 3.6



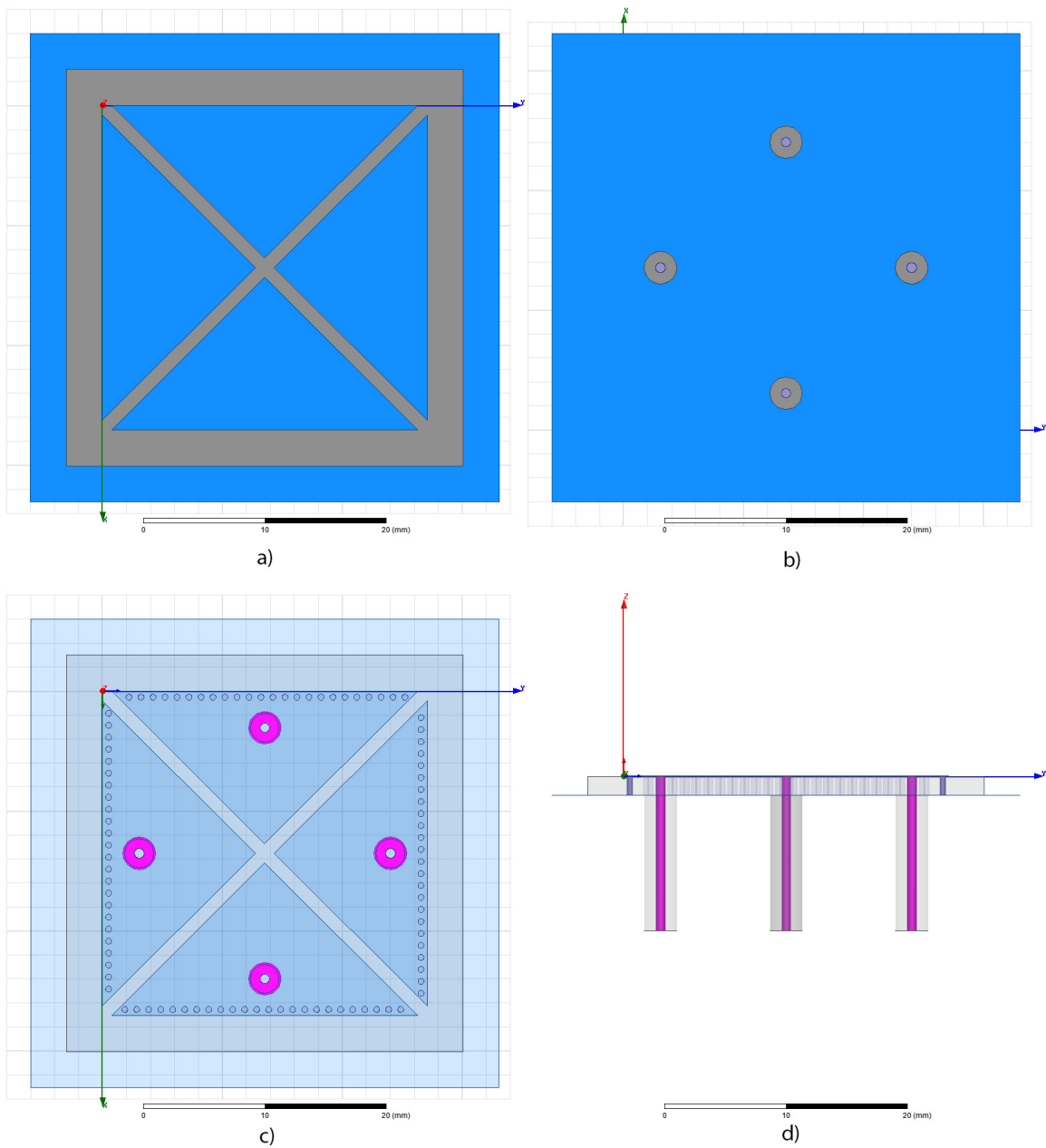
Obr. 3.6: Nastavení vybuzení více portů najednou s různými počátečními fázemi v HFSS

3.2.1 Simulace

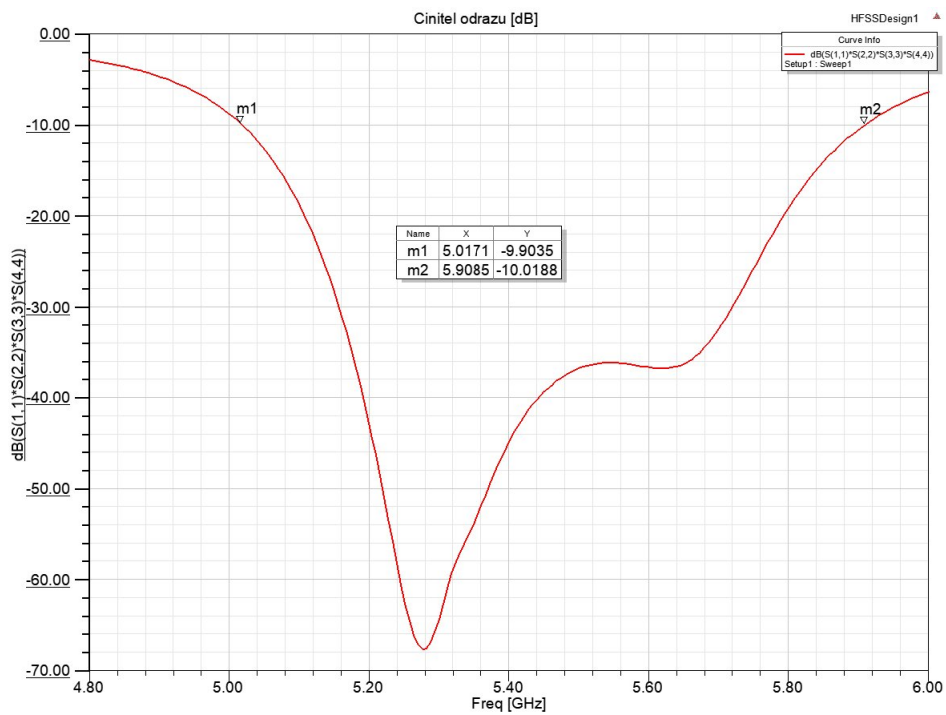
V první řadě proběhly simulace modelu pouze s horním substrátem. Simulován byl činitel odrazu, osový poměr a vyzařovací charakteristiky. Výsledky simulace vyšly přesně podle předpokladů s činitelem odrazu 3.9, který se pod -10 dB pohyboval v pásmu širokém 891 MHz a osovým poměrem 3.10 blížícím se v celém tomto pásmu k 0 dB. Ideální kruhová polarizace pak byla vizualizována 3D modelem vyzařovací charakteristiky 3.11.



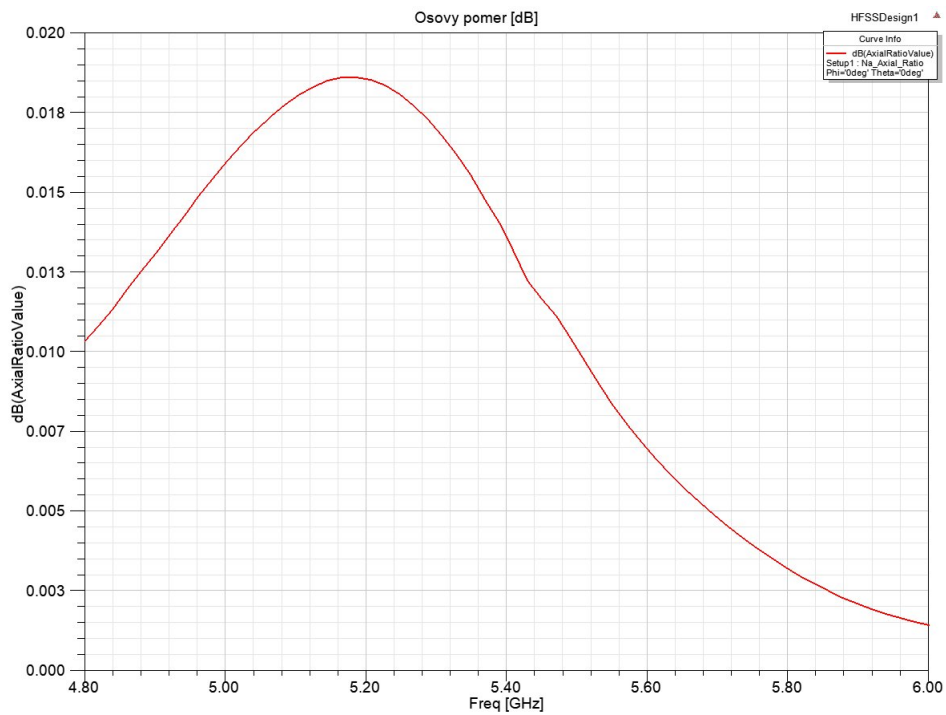
Obr. 3.7: Model čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.2 GHz
 (a) Pohled shora. (b) Budicí síť. (c) Náhled na vnitřní uspořádání antény shora. (d)
 Náhled na vnitřní uspořádání antény z boku.



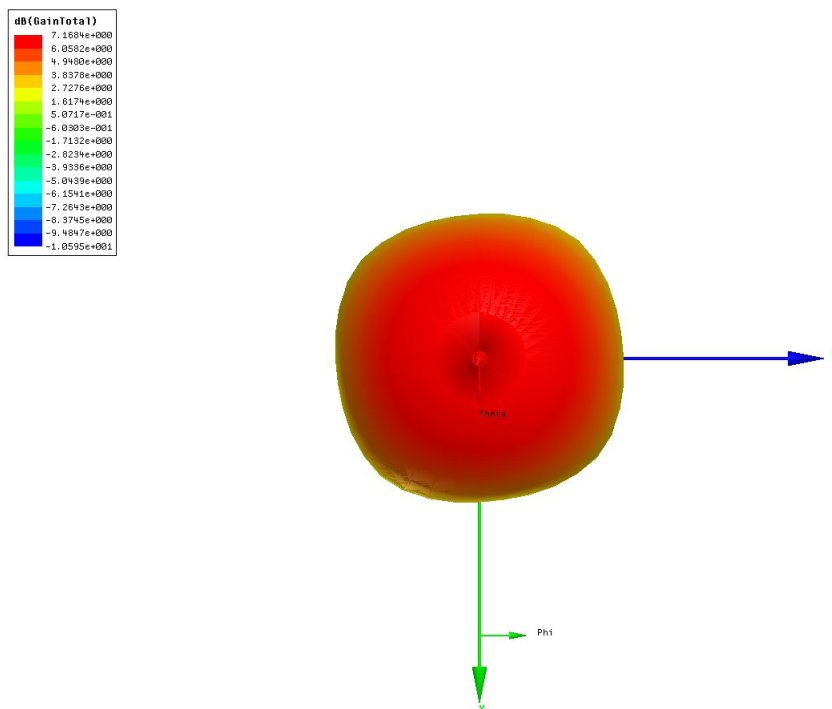
Obr. 3.8: Model čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.2 GHz s dokonalým buzením (a) Pohled shora. (b) Pohled na spodní stranu antény (c) Náhled na vnitřní uspořádání antény shora. (d) Náhled na vnitřní uspořádání antény z boku.



Obr. 3.9: Činitel odrazu S11 antény vyzobrazené na obr. 3.8

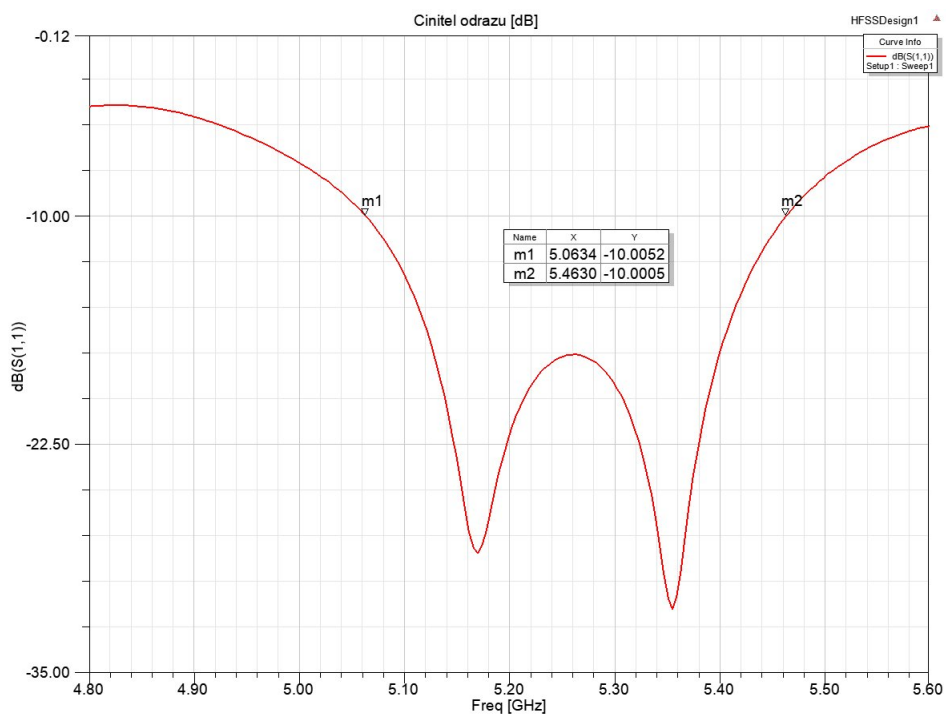


Obr. 3.10: Osový poměr antény vyzobrazené na obr. 3.8

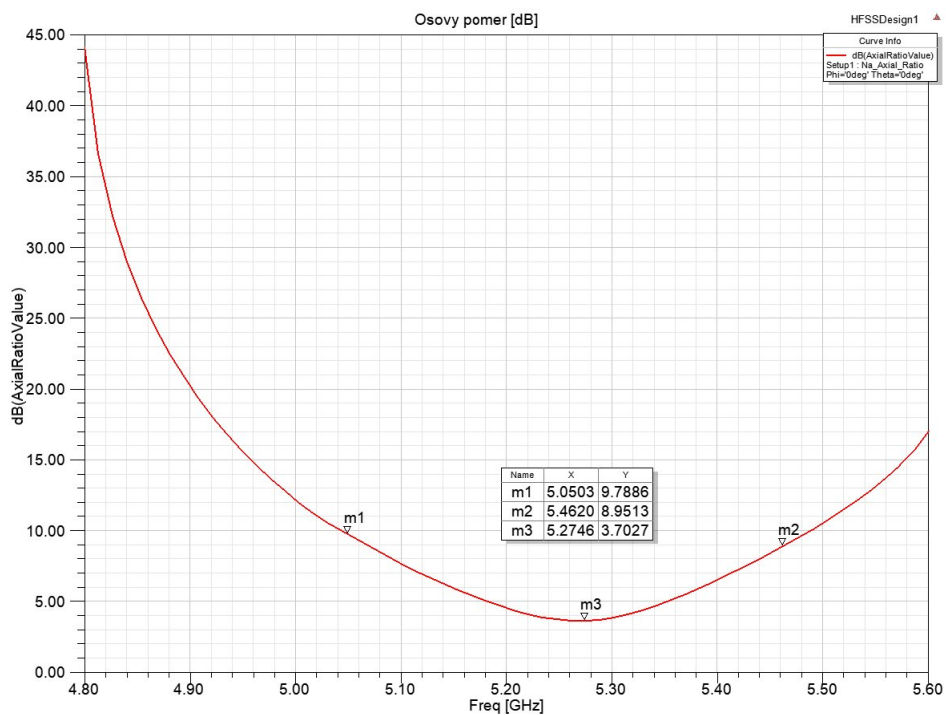


Obr. 3.11: 3D polární zobrazení antény vyzobrazené na obr. 3.7

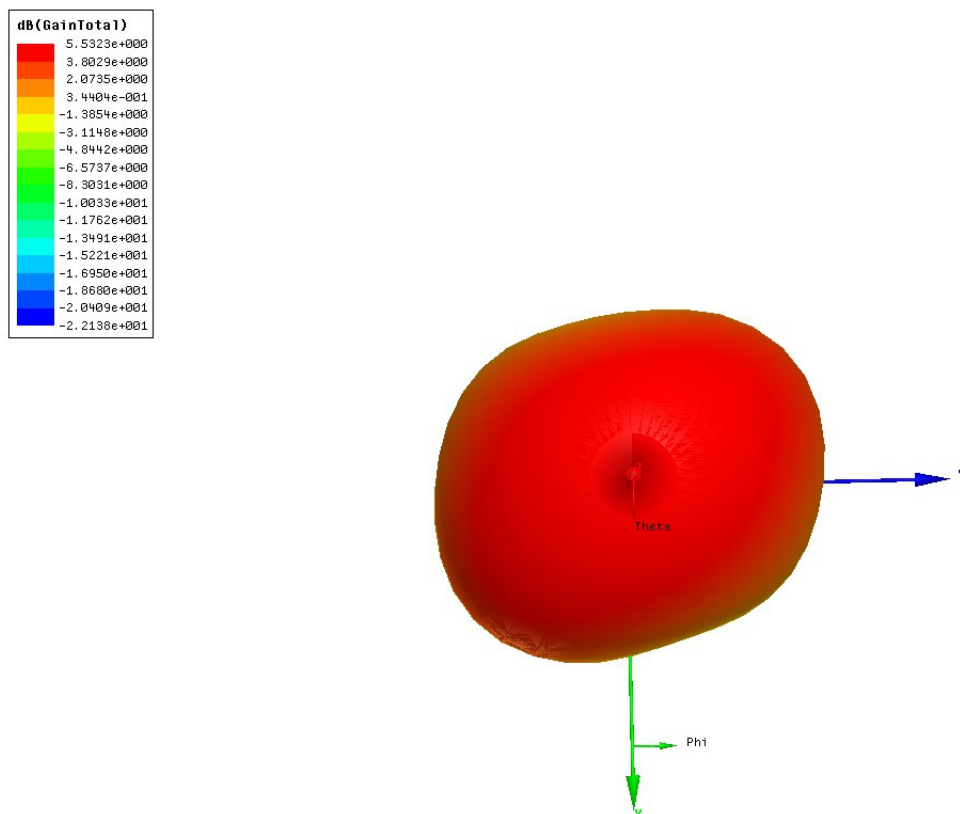
V případě modelu s oběma substráty však došlo k podstatnému zúžení šířky pásma činitele odrazu 3.12 pod -10 dB a to konkrétně na 408 MHz. Zásadně se zhoršil také osový poměr 3.13, který se v celém tomto pásmu pohyboval od 9.8 dB do 3.7 dB, což je zcela nevyhovující. Deformaci osového poměru lze také přímo pozorovat na 3D polárním zobrazení na obr. 3.14. Tato deformace je nejspíše způsobena neideálními rozměry budicí sítě i přesto, že byla navrhována podle teoretických předpokladů uváděných v kapitole 1. Velmi důležitý je také fakt, že anténa se jako celek posunula s pracovní frekvencí blíže k požadovaným 5.2 GHz.



Obr. 3.12: Činitel odrazu S11 antény vyzobrazené na obr. 3.7



Obr. 3.13: Osový poměr antény vyzobrazené na obr. 3.8



Obr. 3.14: 3D polární zobrazení antény vyzobražené na obr. 3.7

4 VLASTNÍ MODEL

4.1 Návrh lineární antény pro 5.8 GHz

Jako první bylo potřeba určit potřebné rozměry antény pro nový model, který by pracoval na substrátu Isoclad 933 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2.33$ pro vrchní vrstvu a s budící sítí realizovanou na substrátu Arlon AD600 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 6.15$ na pracovní frekvenci 5.8 GHz. K tomu je třeba užít vzorců ze článku [2] a určit tak zejména délku strany \mathbf{a} (viz obr.1.4) která samotná stačí pro určení mezní frekvence.

Do tabulkového procesoru Excel byly proto naimplementovány následující modifikované rovnice převzaty z[2]:

$$L_{effSIW} = L - 1.08 * \frac{D_1^2}{V_3} + 0.1 * \frac{D_1^2}{L} \quad (4.1)$$

Kde D_1 je průměr proků tvořících elektrickou stěnu, V_3 značí vzdálenost mezi středy sousedních proků v této řadě a L je šířka rezonátoru viz rovnice převzata z [2]. 1.4

$$L_{effHMSIW} = L_{effSIW}/2 + \Delta L \quad (4.2)$$

Čímž získáme efektivní délku HMSIW[2] (Half mode substrate integrated waveguide - vlnovod integrovaný do substrátu pracující se čtvrtinou módu). proměnnou ΔL lze potom získat ze vztahu převzatého z [2]:

$$\Delta L = h * \left(0.05 + \frac{0.30}{\epsilon_r}\right) * \ln\left(0.79 \frac{L_{effSIW}}{4h^3} + \frac{52L_{effSIW} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2.77\right) \quad (4.3)$$

Kde h je výška substrátu na kterém HMSIW leží a ϵ_r je relativní permitivita tohoto substrátu. Nutno podotknout, že do tohoto vzorce je třeba dosazovat hodnoty v milimetrech, jelikož jinak by byl výsledek závorky logaritmu záporný, což nelze. Dále je pak údajně možné použít následující vztah převzat z [2]:

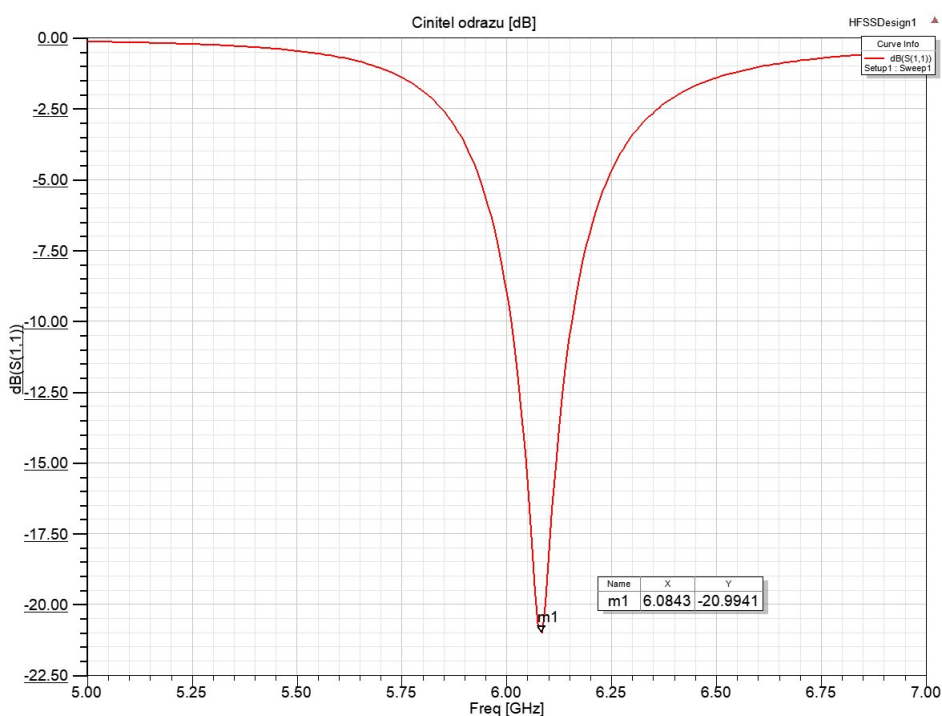
$$L_{effQMSIW} = L_{effHMSIW} \quad (4.4)$$

Dále je v [2] uvedeno, že vzhledem k malé výšce h substrátu je nejnižším vybuzeným módem $TE_{QMSIW101}$. Hodnota mezní frekvence tohoto módu je poté dána vztahem převzatým z [2]:

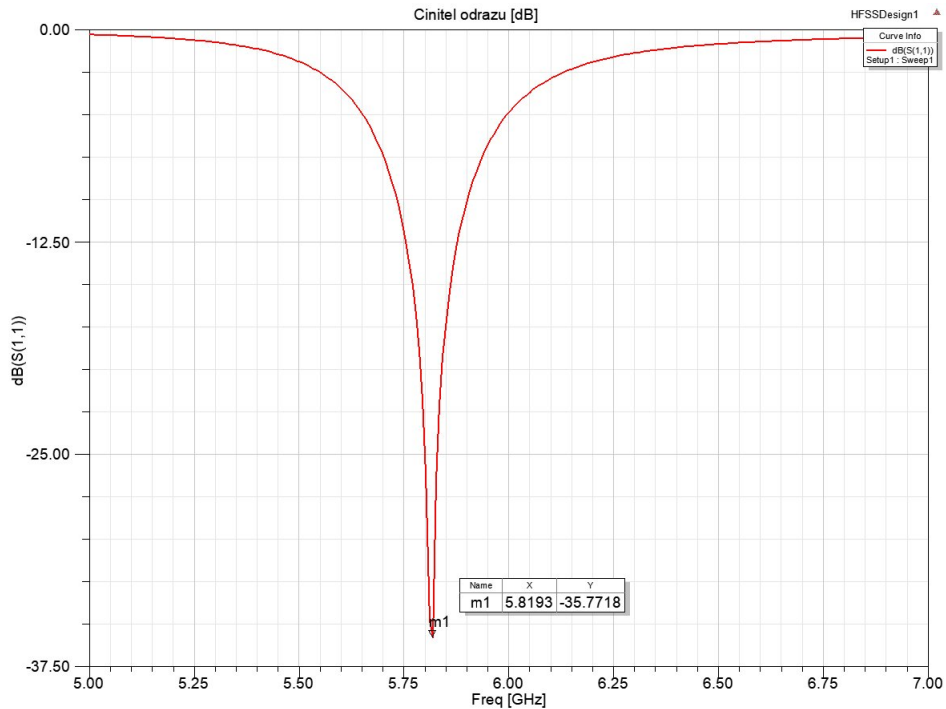
$$f_{mnpQMSIW} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{2L_{effQMSIW}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{2L_{effQMSIW}}\right)^2} \quad (4.5)$$

kde $m = p = 1, 2, \dots$. Při ověřování platnosti výše zmiňovaných vzorců však bylo zjištěno, že hodnoty v tabulce II v článku [2] se neshodují s hodnotami získanými ručním přepočtem. Výsledek z [2] udává pro $f_{QMSIW101} = 5.132$ GHz, přičemž po dosažení totožných hodnot, které udávají v tomto článku je výsledek $f_{QMSIW101} = 5.525$ GHz což je o 8 % více než u referenčního výsledku. Přepočet byl poté proveden ještě jednou pomocí vzorců ze článku [3], ze kterého rovnice čerpá [2] ale rozdíly ve výsledcích oproti těm při použití výše uvedených vzorců byly zanedbatelné.

Vzhledem ke tomuto zjištění a kvůli faktu, že udávaná pracovní frekvence lineárně polarizované antény z článku [1] je o 6 % nižší než reálně vychází v simulacích výše, je jasné, že vzorce nejsou zcela směrodatné pro samotou lineárně polarizovanou anténu, ale spíše rezonanční frekvence samotného QMSIW rezonátoru určují přibližně a to s chybou 5-10 %. Proto bylo v případě návrhu lineárně polarizované antény pracující na bázi QMSIW nutné rozměry antény doladit experimentálně a to zejména délku strany \mathbf{a} , od které se pracovní frekvence odvíjí.



Obr. 4.1: Čítil odrazu modelu lineárně polarizované antény realizovaného dle výpočtů



Obr. 4.2: Čítil odrazu modelu lineárně polarizované antény s optimalizovanými rozměry pro dosažení pracovní frekvence 5.8 GHz

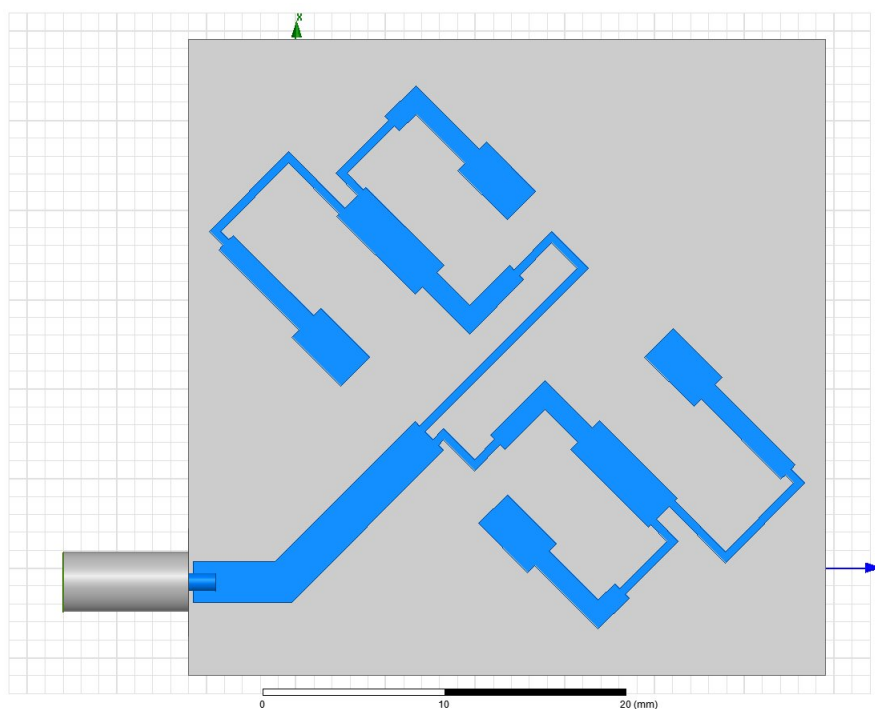
4.2 Čtyřprvková anténní řada pracující na 5.8 GHz

Vzhledem k tomu, že pro určování pracovní frekvence QMSIW čtyřprvkové anténní řady postup výpočtu funguje lépe, byl vytvořen model již finální čtyřprvkové anténní řady podle přibližného výpočtu s parametry $\mathbf{L} = 14.79$ mm, $\mathbf{p} = 8.47$ mm (což je čtvrtina vlnové délky pro $\epsilon_r = 2.33$ na 5.8 GHz), $\mathbf{h1} = \mathbf{h2} = 1.54$ mm, $\mathbf{d} = 0.5$ mm a $\mathbf{s} = 1$ mm (parametry znázorněny na obr. 1.4, h1 a h2 jsou poté výšky substrátů).

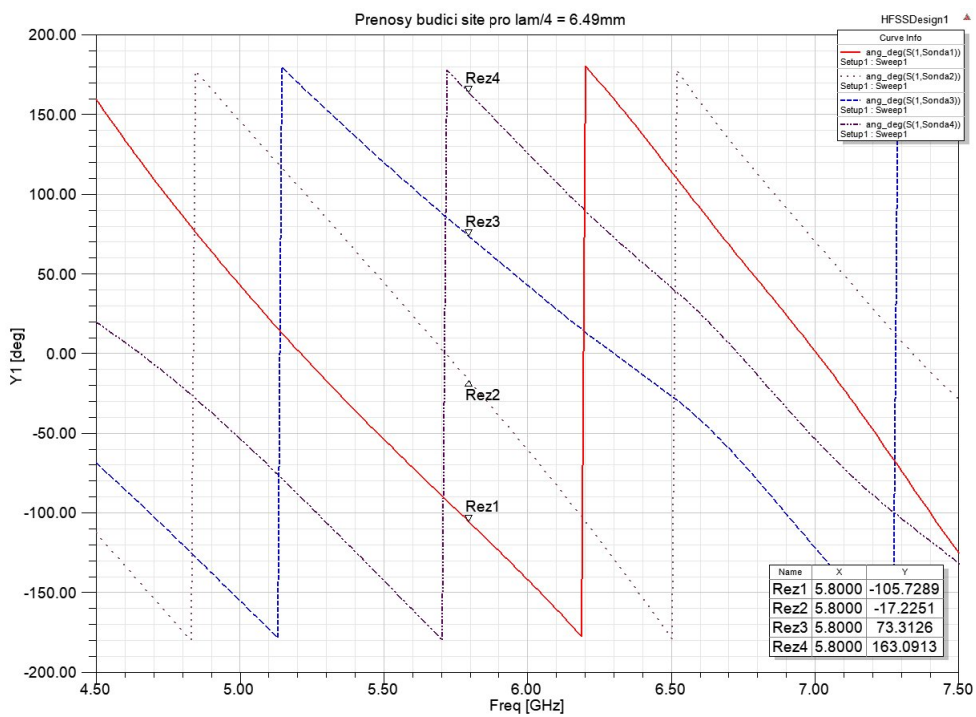
Parametry budicí sítě byly určeny s pomocí rovnic 1.1, 1.2 a 1.3. Délka jednotlivých vodičů byla určována jako elektrická délka pro signál procházející středem vodiče. Model budicí sítě s těmito parametry lze pozorovat na obr. 4.3.

Takto namodelovaná budicí síť, která se k potřebným posuvům fáze řídila hodnotou 6.49 mm (což je $\lambda/4$ vlnové délky pro mikropásek široký 0.44 mm (odpovídá 50Ω) na substrátu Arlon 600D), pak byla simulována bez horní části antény, což mělo za cíl získat jasnou představu o posuvu fáze mezi budicím portem a jednotlivými koaxiálními sondami. Simulace přinesla výborné výsledky, shodující se až na malou odchylku ($\pm 1.5^\circ$) s teoretickým předpokladem viz obr. 4.4.

Bylo tedy možné pokračovat s výsledným modelem s přidáním horními QMSIW rezonátory. Výsledky pro $\mathbf{p} = 8.47$ mm byly neuspokojivé a proto bylo přistoupeno k experimentům s polohou sondy \mathbf{p} a také s velikostí otvoru \mathbf{G} v zemní desce.



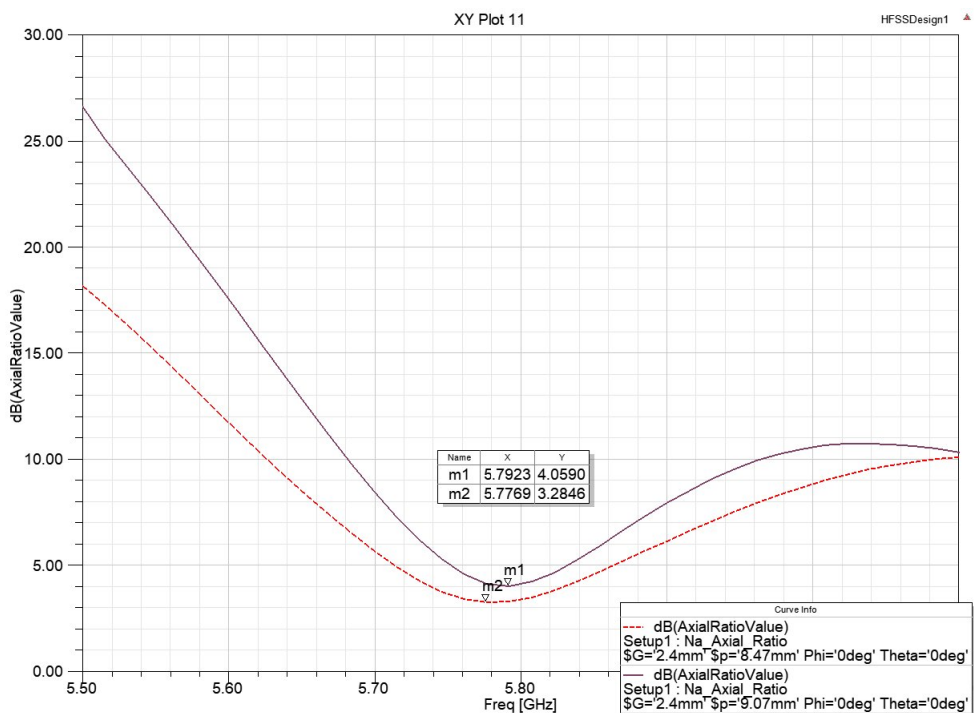
Obr. 4.3: Budicí síť finálního modelu čtyřprvkové anténní řady



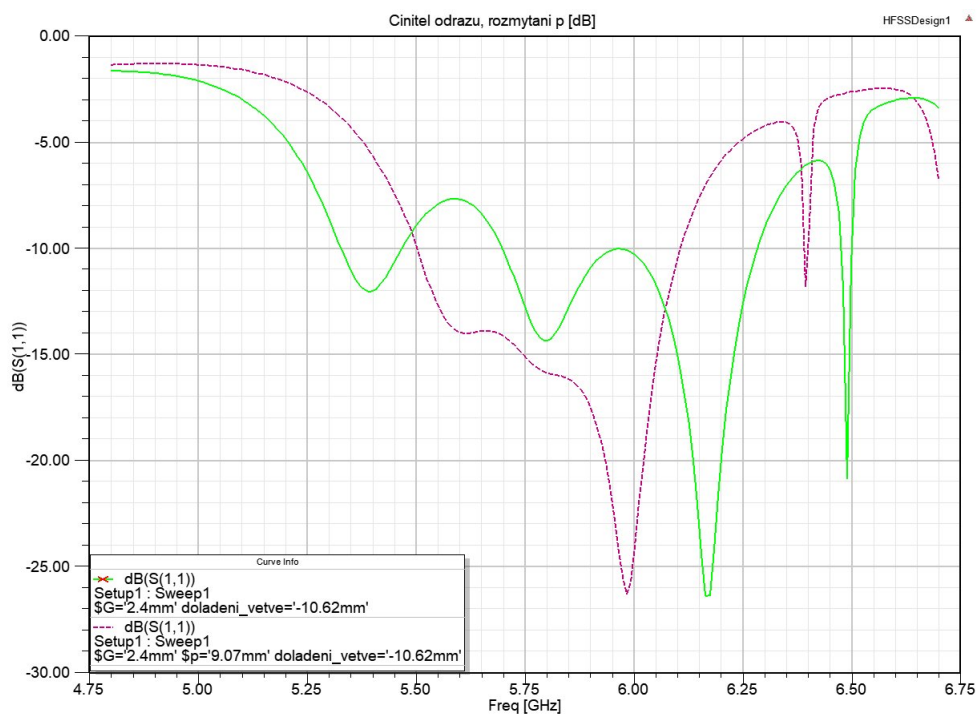
Obr. 4.4: Přenosy budicí sítě z obr. 4.3

V těchto experimentech bylo zjištěno, že čím větší je vzdálenost p od vrcholu O , tím má anténa menší činitel odrazu na pracovní frekvenci, což je žádoucí, avšak dojde ke zúžení pásma. Dojde také k mírnému zhoršení osového poměru antény.

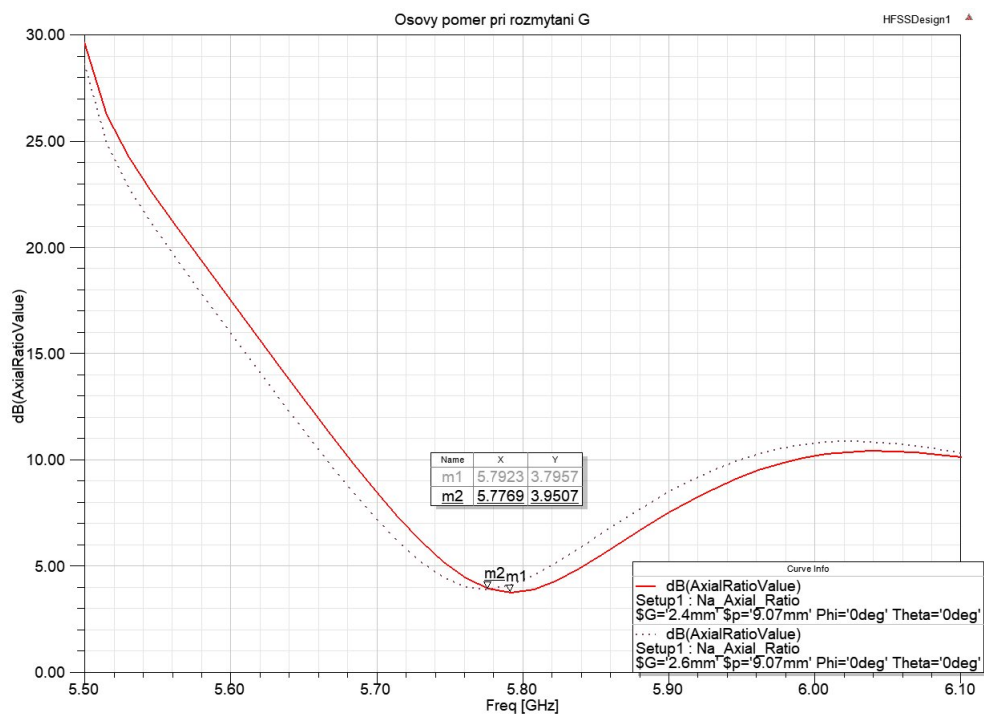
Při experimentech s průměrem otvoru G v zemnicí desce bylo zjištěno, že s rostoucím průměrem G se zlepšuje činitel odrazu i osový poměr. Budící sondy však lze od vrcholu O vzdalovat jen omezeně, stejně tak zvětšovat průměr G . Otvor v zemnicí desce je totiž poté příliš blízko samotným proklovům.



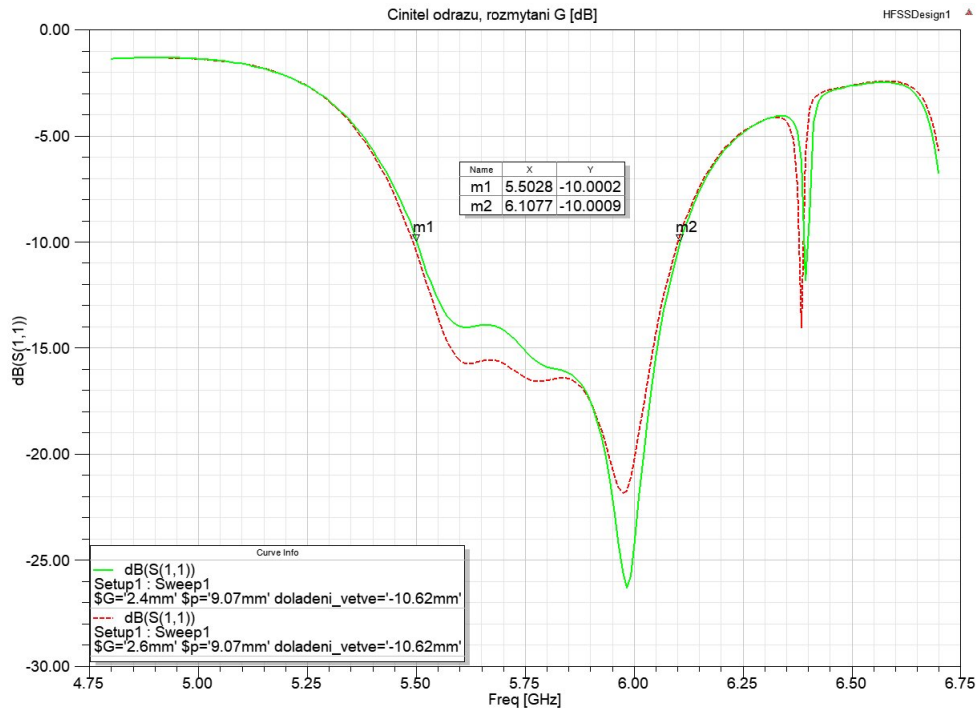
Obr. 4.5: Osové poměry pro různé hodnoty p



Obr. 4.6: Činitel odrazu pro různé hodnoty p



Obr. 4.7: Osové poměry pro různé hodnoty G

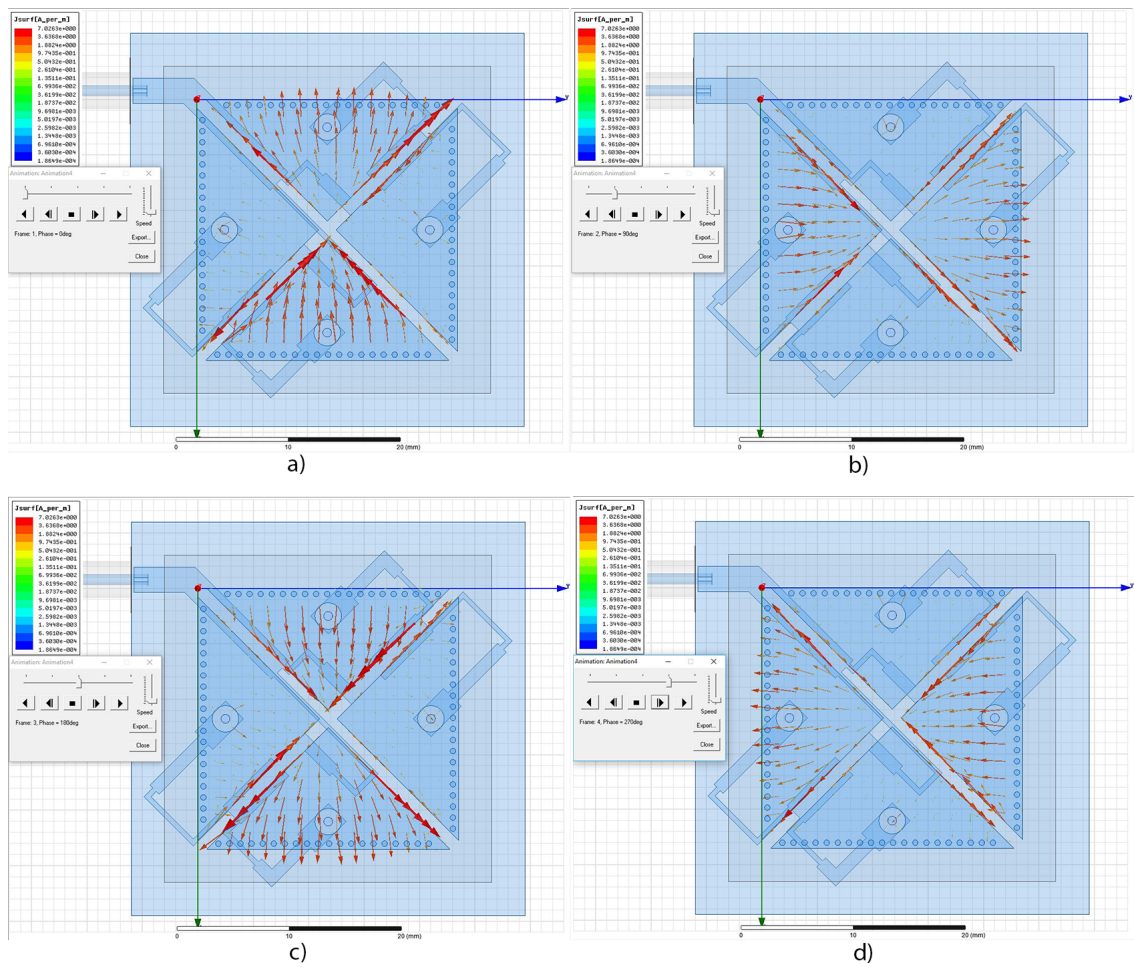


Obr. 4.8: Činitel odrazu pro různé hodnoty G

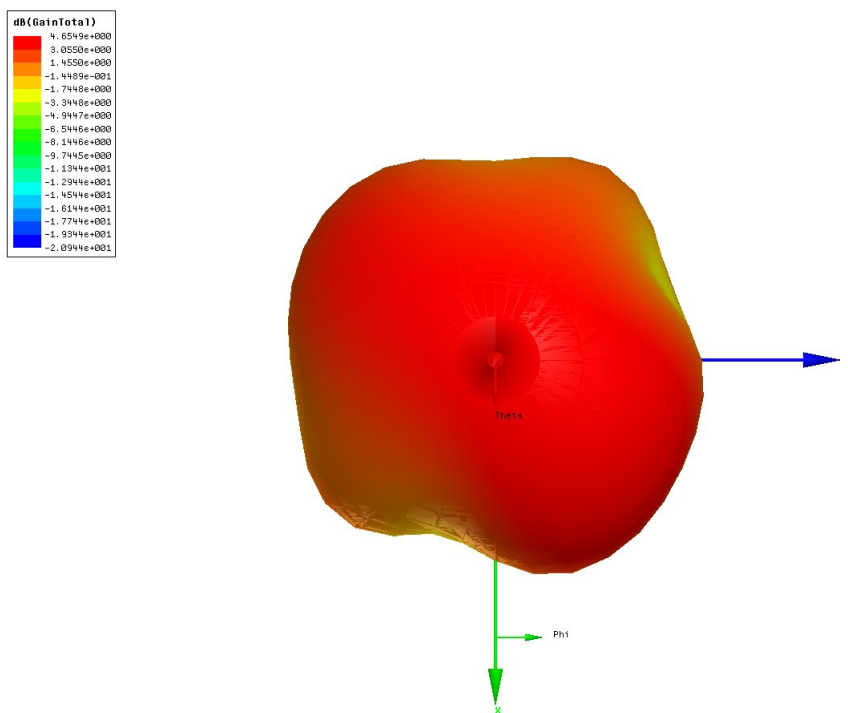
4.3 Výsledný model

Jednotlivé rezonátory výsledného modelu jsou tedy fázově vybudeny přesně podle teoretických předpokladů a ve shodě s modelem antény ze článku [1]. Toto dokazují obrázky 4.4 a 4.9. Bylo však pozorováno, že rezonátory orientované na obr. 4.9 vertikálně, vybudeny kratšími úseky, jsou vybudeny větším výkonem, než rezonátory orientované horizontálně.

Příčinu výsledného zhoršeného osového poměru prezentované antény proto můžeme jasně označit. Vzhledem k tomu, že osový poměr se u předložené antény určuje jako poměr vyzářeného výkonu antény v rovinách XZ/YZ a obě roviny jsou v tomto případě vybudeny nestejným výkonem, rotace pole sice probíhá, avšak osový poměr nikdy nemůže dosáhnout hodnot blízcím se 1, tedy 0 dB. Vizualizace tohoto problému je přímo patrná na obr. 4.10.



Obr. 4.9: Simulované vektorové rozložení povrchových proudů prezentované čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.8 GHz. a) $\omega t = 0$. b) $\omega t = (1/2)\pi$. c) $\omega t = \pi$. d) $\omega t = (3/2)\pi$.



Obr. 4.10: 3D vyzařovací charakteristika prezentované čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu na 5.8 GHz.

5 VÝROBA A MĚŘENÍ VÝSLEDNÉHO MODELU

Struktura antény je dosti komplikovaná. Sestává ze dvou různých substrátů, které je třeba velmi přesně slícovat. Stěny struktury je třeba prokovit, což je technologicky problematická operace. Anténa je navíc podle parametrické analýzy dosti citlivá na dodržení vysoké přesnosti při výrobě. Aby byla výroba úspěšná, bylo by optimální zadat ji externí firmě. A na to jsme bohužel neměli dost času.

5.1 Návrhy pro případné zlepšení vlastností modelu prezentované antény

Z důvodů popsaných výše nebyl výsledný model vyhotoven a tím pádem nemohlo být provedeno ani měření. Předpokládané výsledky by se při dodržení přesnosti u výroby pravděpodobně blížily výsledkům simulací z kapitoly 4.2. Pokud by vlastnosti antény byly měřeny v blízkosti lidského těla, případě přiložení antény přímo na kůži, došlo by k zásadním změnám vlastností navržené budicí sítě a to by mělo za následek úplné rozladění antény. Proto by bylo vhodnější realizovat budicí síť namísto mikropáskového vedení spíše jako stripline, čímž by se však ještě více zkomplikovala výroba.

Faktem také je, že dělení výkonu t-článekovým děličem není v tomto případě příliš vhodné. Proto by bylo lepší realizovat děliče, přítomny v budicí síti, spíše např. Wilkinsonovým děličem výkonu, který má obecně lepší vlastnosti. Wilkinsonův dělič je také možno v případě potřeby snadno z dělicího poměru 1:1 jednoduchými výpočty přepočítat na jakýkoli jiný libovolný dělicí poměr, čímž by mohl být kompenzován problém s nerovnoměrným buzením rezonátorů.

6 ZÁVĚR

V první kapitole probíhá seznámení studenta s principem činnosti čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu. Hlavním cílem bylo pochopení principu dosažení rotace vyzařovaného pole u této antény. K tomu byl vysvětlen princip funkce jednoho prvku antény a zejména způsob vybuzení jednotlivých prvků budicí sítě.

Ve druhé kapitole byla popsána volba ANSYS HFSS jako programu, ve kterém byly zpracovány veškeré modely a simulace. Je zde prezentováno také zdůvodnění této volby a doplňující myšlenky, které byly při návrhu dodržovány.

Třetí kapitola konfrontuje výsledky publikované v [1] a srovnává je s vlastními dílčími dosaženými výsledky simulací a výpočtů. Jsou zde také ukázány jisté nejasnosti v rozdílných výsledcích určení pracovní frekvence lineárně polarizované antény pracující se čtvrtinou módu.

Čtvrtá kapitola obsahuje postup při výpočtech, návrhu a modelaci vlastního modelu čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu a její budicí sítě. Dále pak také veškeré důležité výsledky simulací spojené s modelem. Jsou zde také vyzobrazeny, vyhodnoceny a zdůvodněny některé jeho nedostatky.

V páté kapitole jsou uvedeny důvody absence fyzické výroby a následného měření finálního vlastního modelu navrhované antény. Dále jsou zde prezentovány autorovy návrhy pro případné zdokonalení designu budicí sítě a její modifikace pro zachování funkčnosti antény v případě přiložení na kůži.

LITERATURA

- [1] JIN, Cheng, Zhongxiang SHEN, Rui LI a Arokiaswami ALPHONES. Compact Circularly Polarized Antenna Based on Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Sub-Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation [online]. 2014, 62(2), 963-967 [cit. 2017-05-24]. DOI: 10.1109/TAP.2013.2291574. ISSN 0018926x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6670691/>
- [2] JIN, Cheng, Rui LI, Arokiaswami ALPHONES a Xiaoyue BAO. Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Its Application to Antennas Design. IEEE Transactions on Antennas and Propagation [online]. 2013, 61(6), 2921-2928 [cit. 2017-05-24]. DOI: 10.1109/TAP.2013.2250238. ISSN 0018926x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6472032/>
- [3] QINGHUA LAI, C. FUMEAUX, WEI HONG a R. VAHLDIECK. Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [online]. 2009, 57(8), 1996-2004 [cit. 2017-05-25]. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2025429. ISSN 00189480. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5166451/>
- [4] Pasternack microstrip calculator - kalkulátor parametrů mikropáskového vedení [online]. © Pasternack Enterprises, Inc. 1999–2017 [cit. 2017-05-26] <https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip.aspx>
- [5] NOVÁČEK, Zdeněk. Elektromagnetické vlny, antény a vedení: přednášky. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2006. ISBN 8021433019.
- [6] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 802142222X.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

SIW	Substrate integrated waveguide – Vlnovod integrovaný do substrátu
HMSIW	Half mode substrate integrated waveguide – Vlnovod integrovaný do substrátu pracující s polovinou módu
QMSIW	Quarter mode substrate integrated waveguide – Vlnovod integrovaný do substrátu pracující se čtvrtinou módu
ϵ_r	Permitivita
ϵ_r	Relativní permitivita
ϵ_{eff}	Efektivní permitivita
μ	Permeabilita
$f_{mnpQMSIW}$	Mezní frekvence TE_{mnp} vidu čtyřprvkové anténní řady pracující se čtvrtinou módu
Ω	Impedance
ω	Úhlová frekvence
G	Průměr otvoru v zemnicí vrstvě viz obr. 1.4
p	Vzdálenost středu budící sondy od vrcholu O viz obr. 1.4
h1	Výška horního substrátu viz obr. 1.2 (b)
h2	Výška spodního substrátu viz obr. 1.2 (b)
L	Šířka jednoho prvku antény viz obr. 1.4
d	Průměr jednotlivých prokůvů zemnicí stěny viz obr. 1.4
s	Vzdálenost středů sousedících prokůvů zemnicí stěny viz obr. 1.4
f	Frekvence [Hz]

SEZNAM PŘÍLOH

A Obsah přiloženého CD

43

A OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

/	kořenový adresář přiloženého CD
	obrazky použité obrázky
	text zdrojové textové soubory
		literatura.tex
		prilohy.tex
		reseni.tex
		uvod.tex
		zaver.tex
		zkratky.tex
	pdf verze hotové práce PDF verze finální odevzdané práce