

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

FLÍČKOVÝ REFLEKTOR S ELEKTRONICKÝM ŘÍZENÍM SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY

REFLECT-ARRAY WITH ELECTRONIC BEAM STEERING

DIPLOMOVÁ PRÁCE

DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Bílek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Ondřej Bílek

ID: 154680

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Flíčkový reflektor s elektronickým řízením směrové charakteristiky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s konceptem planárního reflektoru, který sestává z flíčkových elementů vázaných aperturou k mikropáskovému vedení s varaktory [1]. Funkčnost konceptu ověřte počítačovou simulací.

Podle ověřeného konceptu navrhnete reflektorovou strukturu pro ISM kmitočet 24,125 GHz. Navrženou reflektorovou strukturu optimalizujte, vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] RIEL, M., LAURIN, J.J. Design of an electronically beam scanning reflectarray using aperture-coupled elements, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, vol. 55, no. 5, p. 1260-1266.

[2] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL, I., ITTIPIBOON, A. Microstrip Antenna Design Handbook, Norwood: ArtechHouse, 2001.

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 16. 5. 2017

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Konzultant:

prof. 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

Cílem diplomové práce je návrh, optimalizace, výroba a následné proměření vlastností reflektoru s elektronickým řízením směrové charakteristiky pro frekvenci 24,125 GHz pásma ISM. Změna směru hlavního laloku reflektoru je řešena pomocí skupiny varikapů řízených napětím. Vyrobený reflektor se skládá z matice dvou řad, z nichž každá obsahuje 3 buňky. K návrhu reflektoru byl použit plně vlnový simulační program CST Microwave Studio ve verzi 2015.

KLÍČOVÁ SLOVA

Reflektorová řada, planární anténa, řízení směrové charakteristiky, buzení aperturou, varikapy.

ABSTRACT

The diploma thesis is aimed to design, optimize, produce and subsequently measure the properties of the reflector with the electronic steering direction for the frequency of the 24,125 GHz band ISM. The problem chosen is solved by a group of voltage-controlled varicaps. The reflector consists of a matrix of two rows, each containing 3 cells. The reflector was designed by full-wave software CST Microwave Studio 2015.

KEYWORDS

Reflect-array, planar antenna, beam steering, aperture-coupled patch, varicaps.

BÍLEK, O. *Fličkový reflektor s elektronickým řízením směrové charakteristiky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 63 s. Vedoucí diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svůj diplomovou práci na téma Flíčkový reflektor s elektronickým řízením směrové charakteristiky 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 prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za cenné a podnětné rady a podporu při vedení 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 Rozbor reflektoru	2
1.1 Princip řízení fáze	2
1.2 Popis laditelné buňky	4
1.3 Reflektorové pole	7
1.4 Ověření funkčnosti reflektoru	9
1.4.1 Varikapy	9
1.4.2 Rozbor buňky reflektoru	11
1.4.3 Reflektorové pole	13
2 Návrh buňky reflektoru pro frekvenci 24 GHz	19
2.1 Určení rozměrů mikropáskového vedení	19
2.2 Napájecí obvody	22
2.3 Určení rozměrů flíčku na substrátu	24
2.4 Určení rozměrů aperturové štěrbině	27
3 Návrh reflektorové řady 24 GHz	29
3.1 Úvod	29
3.2 Nastavení generování diskretizační sítě	30
3.3 Okrajové podmínky	32
3.4 Výsledky simulací	33
3.4.1 Směrové charakteristiky	33
3.4.2 Rozložení povrchových proudů reflektoru	36
4 Realizace reflektoru a jeho řízení	39
4.1 Realizace reflektoru	39
4.2 Řízení reflektoru	42
4.3 Měření reflektoru	44
5 Závěr	46

Literatura	48
Seznam symbolů, veličin a zkratk	49
Seznam použitých součástí	51

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Lineární pole o počtu N zářičů, rovnoměrně umístěných podél přímky, kde rovinná vlna dopadá pod úhlem θ vzhledem k normále reflektoru. [5]....	3
Obr. 1.2 Boční pohled na složení reflektoru (měřítko obrázku neodpovídá skutečným rozměrům). Převzato z [1].	4
Obr. 1.3 Schématické zobrazení reflektoru (měřítko obrázku neodpovídá skutečným rozměrům). Převzato z [1].	5
Obr. 1.4 Závislost změny fáze odražené vlny na budícím napětí. Převzato z [1].....	5
Obr. 1.5 Závislost amplitudy odražené vlny na budícím napětí. Převzato z [1].....	6
Obr. 1.6 Závislost změny amplitudy odražené vlny na budícím napětí při změnách výkonu. Převzato z [1].	6
Obr. 1.7 Závislost změny fáze odražené vlny na budícím napětí při změnách výkonu. Převzato z [1].	7
Obr. 1.8 Pohled na anténní strukturu v H-rovině, převzato z [1].	7
Obr. 1.9 H-rovina zisku na frekvenci 5,5 GHz pro 5 různých nastavení úhlu směrové charakteristiky pro rovinu definovanou úhly $\theta = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$. Převzato z [1].	8
Obr. 1.10 Maximální zisk reflektoru čtyř různých nastavení směru hlavního laloku.	8
Obr. 1.11 Závislost kapacity na napětí varikapu série MGV-100-20. Převzato z [7].	9
Obr. 1.12 Závislost impedance na frekvenci varikapu v rozmezí kapacit 0,2 až 1,7 pF. 10	
Obr. 1.13 Závislost změny fáze na frekvenci varikapu v rozmezí kapacit 0,2 až 1,7 pF.	11
Obr. 1.14 Model jedné buňky reflektoru z programu CST.....	12
Obr. 1.15 Model reflektorového pole v programu CST.	13
Obr. 1.16 Schéma reflektorové řady pro azimutální nastavení hlavního laloku.....	14
Obr. 1.17 Schéma reflektorové řady pro popis nastavení elevace laloku.	14
Obr. 1.18 Závislost výkonu odražené vlny na frekvenci.	15
Obr. 1.19 Směrová charakteristika v horizontální rovině.	16
Obr. 1.20 Směrová charakteristika ve vertikální rovině.	17
Obr. 1.21 3D vyzářovací charakteristika reflektoru pro mezní nastavení horizontální roviny ve směru a) doprava, b) doleva.	18
Obr. 1.22 3D vyzářovací charakteristika reflektoru pro mezní nastavení vertikální roviny ve směru a) vzhůru, b) dolů.	18
Obr. 2.1 Model mikropáskového vedení.	19

Obr. 2.2 Parametrická analýza modelu s mikropáskem délky L_1 .	20
Obr. 2.3 Parametrická analýza modelu s mikropáskem délky L_2 .	21
Obr. 2.4 Změna kapacity na modelu s mikropáskem délky L_1 .	21
Obr. 2.5 Srovnání impedance pro model s L_1 (červený průběh), a pro model s L_2 (černý průběh).	22
Obr. 2.6 Schéma náhradního obvodu napájecího vedení.	22
Obr. 2.7 Model filtru napájecího vedení.	23
Obr. 2.8 S-parametry modelu vedení po přidání radiálního pahýlu.	23
Obr. 2.9 Řez buňkou reflektoru (tloušťka vrstev neodpovídá skutečnosti).	24
Obr. 2.10 Schéma modelu pro optimalizaci rozměrů flíčku a štěrbin.	24
Obr. 2.11 Graf parametrické analýzy rozměru b .	26
Obr. 2.12 Graf parametrické analýzy rozměru a .	26
Obr. 2.13 Graf parametrické analýzy délky štěrbin L_{slot} .	27
Obr. 2.14 Graf parametrické analýzy šířky štěrbin W_{slot} .	27
Obr. 2.15 Graf změny velikosti rozměru t_v .	28
Obr. 2.16 Výsledné přizpůsobení flíčku po optimalizaci.	28
Obr. 3.1 Schéma buňky reflektoru.	29
Obr. 3.2 Diskretizační síť v řezu xy při použití lokální diskretizace.	30
Obr. 3.3 Diskretizační síť vypočítaná funkcí subgridding pro řezy osami a) yz, b) xz, c) xy.	31
Obr. 3.4 Srovnání vzdáleností reflektoru a budícího portu.	32
Obr. 3.5 Srovnání odraženého výkonu zemní plochy a reflektoru.	33
Obr. 3.6 Závislost změny vyzařovací charakteristiky při změně frekvence dopadající vlny.	33
Obr. 3.7 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,00 GHz.	34
Obr. 3.8 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,10 GHz.	35
Obr. 3.9 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,20 GHz.	35
Obr. 3.10 3D vyzařovací charakteristika reflektoru na frekvenci 24,20 GHz, a) krok 0,1 pF, b) krok 0,2 pF, c) krok 0,3 pF, d) krok 0,4 pF.	36
Obr. 3.11 Rozložení povrchových proudů pro fázi 0° .	36
Obr. 3.12 Rozložení povrchových proudů pro fázi 30° .	37
Obr. 3.13 Rozložení povrchových proudů pro fázi 60° .	37
Obr. 3.14 Rozložení povrchových proudů pro fázi 90° .	37
Obr. 3.15 Rozložení povrchových proudů pro fázi 120° .	38
Obr. 3.16 Rozložení povrchových proudů pro fázi 150° .	38

Obr. 4.1 Gerbrový soubor pro výrobu prvního substrátu s flíčky.....	39
Obr. 4.2 Gerbrový soubor pro výrobu druhého substrátu vrchní strana.	40
Obr. 4.3 Gerbrový soubor pro výrobu druhého substrátu spodní strana.....	40
Obr. 4.4 Fotografie reflektoru – vrchní strana s flíčky.	41
Obr. 4.5 Fotografie reflektoru – spodní strana mikropáskové vedení s varikapu.....	41
Obr. 4.6 Schéma zapojení pro napájecí obvod reflektoru.....	42
Obr. 4.7 Vnitřní uspořádání řídicí jednotky.....	43
Obr. 4.8 Přední strana řídicí jednotky.....	43
Obr. 4.9 a) Bistatický RCS, b) monostatický RCS, c) semi-monostatický RCS.....	44

SEZNAM TABULEK

Tab. 1 Základní rozměry modelu reflektoru.....	11
Tab. 2 Výsledky simulací směrové charakteristiky pro horizontální i vertikální rovinu na frekvenci 5,2 GHz.....	16
Tab. 3 Zvolené rozměry počáteční simulace.....	25
Tab. 4 Optimalizované rozměry flíčku a štěrbin.....	29
Tab. 5 Výsledky simulací pro řízení vychylování hlavního laloku.....	34

ÚVOD

Diplomová práce je zaměřena na studium reflektoru s elektronickým řízením směrové charakteristiky popsaného v doporučené literatuře [1], který pracuje v pásmu C. Cílem práce je ověřit funkčnost tohoto konceptu a následně navrhnout, optimalizovat a realizovat reflektor pracující v pásmu ISM 24,125 GHz. K návrhu byl použit plně vlnový program CST Microwave Studio 2015.

V poslední době byla studiu mikropáskových reflektorů přikládána velká pozornost, protože nabízí mnoho výhod oproti konvenčním reflektorům. Hlavní výhody jsou nízká výrobní cena, malá hmotnost, absence rozsáhlé sítě napájení pro směřování svazku a dosažení velkého zisku. Výhodou je také absence pohybového ústrojí, kterým je řízen konvenční reflektor s řízenou směrovostí.

Poprvé byl tento princip použit jako armádní radarový systém pro rychlé skenování radarového paprsku za účelem detekce letadel a střel. Tento typ radarů je nyní široce využíván nejen v armádě, ale i v civilní sféře. Princip fázové řady se používá také v akustice, jako ultrazvukové zobrazovací systémy v lékařství, pro průzkum ropy a plynu (reflexní seismologie) nebo pro vojenské sonarové systémy.

1 ROZBOR REFLEKTORU

1.1 Princip řízení fáze

V teorii antén znamená obvykle fázová řada mikropáskových zářičů elektronické řízení směrové charakteristiky, aniž by se s konstrukcí pohybovalo. Základní princip funguje na přivedení budícího signálu k jednotlivým zářičům se správným vztahem fáze mezi sebou. Příspěvky vyzařování zářičů se sčítají a dochází k výsledné změně nasměrování hlavního laloku do požadovaného směru. Ve fázovém poli je nejčastěji přiveden signál do zařízení zvaném fázový posouvač, který je řízen např. počítačem. Pro dosažení velkého zisku se musí řada skládat z velkého počtu malých zářičů (až tisíce). Proto je tento koncept vhodný pro použití na vysokých frekvencích mikrovlnných pásem, ve kterých jsou jednotlivé zářiče velmi malé.

Fázové řady můžeme rozdělit na 3 typy. Prvním je pasivní elektronická skenovaná řada – PESA (*Passive electronically scanned array*), kde jsou anténní prvky připojeny k jedinému vysílači a přijímači. PESA jsou nejběžnějším typem fázové řady.

Dalším typem je aktivní řada s fázovým uspořádáním – AESA (*Active electronically scanned array*), v němž každý prvek řady má vlastní vysílači, či přijímací jednotku řízenou počítačem. Jedná se o pokročilejší technologii umožňující na rozdíl od PESA vyzařovat více paprsků rádiových vln na více frekvencích v různých směrech současně.

Posledním typem je konformní řada (*conformal array*), kde jsou jednotlivé zářiče umístěny na zakřiveném povrchu. Fázové posouvače kompenzují různé délky drah vln v důsledku měnící se polohy povrchu, což umožňuje vyzařování rovinné vlny. Používají se v letadlech a raketách, kde je nutné kvůli aerodynamice integrovat řadu do povrchu. [2] [3]

Pro popsání základních vlastností anténních řad budeme pracovat s přijímací řadou, která je zobrazena na obr. 1.1. Můžeme s výhodou využít princip reciprocity antén, kdy vlastnosti antén jsou shodné jak při vysílání tak při přijímání signálu. Rovinná vlna dopadá na lineární řadu pod úhlem θ . Vlnoplocha je definována tak, že všechny body mají stejné hodnoty amplitudy a fáze signálu. [5]

Máme řadu o N zářičích, vzdálenými mezi sebou o d , na kterou dopadá rovinná vlna pod úhlem θ , poté můžeme proud na n -tém zářiči popsat rovnicí: [4]

$$i'_n = Ae^{jnkd \sin\theta}, \quad (1)$$

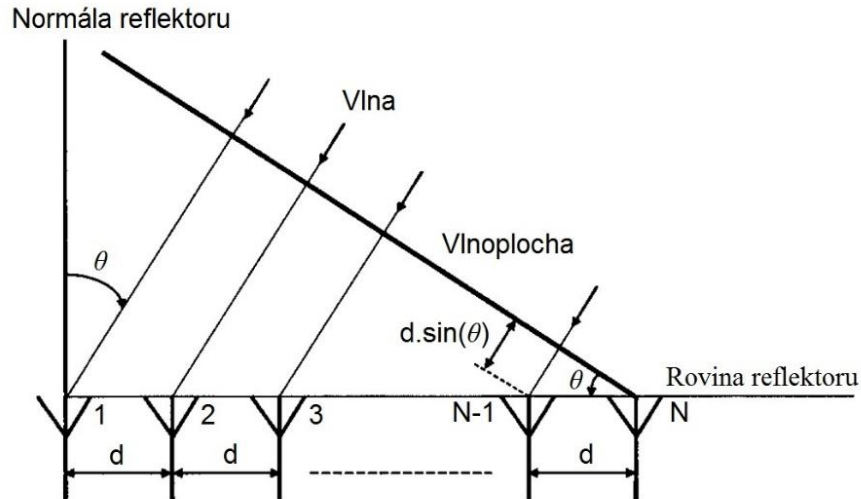
kde A je komplexní konstanta popisující okamžitou amplitudu a fázi vlny a k je vlnové číslo podle:

$$k = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} [-], \quad (2)$$

kde f je frekvence [GHz], c je rychlost světla ve vakuu [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$] a λ je vlnová délka [m].

Pokud má každý zářič svou velikost, fázi a vzdálenost, můžeme jej sečíst a vzniká AF (skupinová funkce záření), což je funkce záření vyjadřující princip násobení charakteristik: [4]

$$AF(\varphi, \theta) = Ae^{j.k.\Delta d} = \sum(a_n \cdot e^{j\Psi_n}) \cdot e^{j.k.\Delta d} \quad (3)$$



Obr. 1.1 Lineární pole o počtu N zářičů, rovnoměrně umístěných podél přímky, kde rovinná vlna dopadá pod úhlem θ vzhledem k normále reflektoru. [5]

Rozdíl fáze mezi dvěma zářiči vedle sebe lze popsat vztahem: [4]

$$\Delta\Psi = kdsin\theta \ [^\circ] \quad (4)$$

Tento fázový rozdíl koresponduje s časovým posuvem přichozí rovinné vlny τ , který lze popsat rovnicí: [4]

$$\tau = \frac{d}{c \sin\theta} \ [s] \quad (5)$$

Mikropásková reflektorová řada je typ planárního reflektoru, který kombinuje výhodné vlastnosti mikropáskových flíčkových polí s řízenou fází spolu s planárními reflektory. Tento typ reflektoru můžeme popsat stejnými parametry jako planární anténní řadu.

Celá anténní struktura navíc obsahuje budící trychtýřovou anténu, která ozařuje reflektorové pole, jak je uvedeno v [1].

Uvážíme-li uspořádání podle obr. 1.2, bude celková impedance mikropáskového vedení u štěrbinu sériovou kombinací impedancí Z_1 a Z_2 . Současnou změnou budícího napětí V_R na obou varikapech buňky se mění impedance Z_t , a tím dochází ke změně činitele odrazu Γ_t od zakončovací impedance Z_t [1]

$$\Gamma_t \left(\Gamma_t = \frac{Z_t - 50}{Z_t + 50}, i = t, 1, 2 \right) \ [-] \quad (6)$$

Abychom dosáhli pro impedanci Z_t rozsahu fáze 180° , je varikap zapojen v sérii s pahýlem o délce L_s .

Impedance diody je definována jako [8]

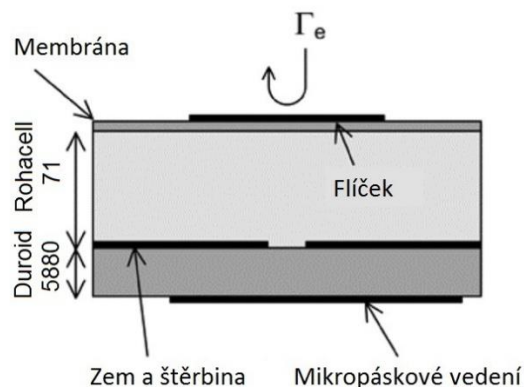
$$Z_d = R_d + jX_d [\Omega] \quad (7)$$

Změnou budicího napětí V_R měníme kapacitu diody C_T , a vytváříme tím reaktanci kapacitního charakteru (kapacitanci) X_d .

Abychom dosáhli u činitele odrazu rovinné vlny od flíčku Γ_e rozsahu fáze 360° , musí být rozsah fáze pro činitel odrazu Γ_1 roven 180° . Činitel Γ_e je funkcí budicího napětí V_R na varikapech. Fázový rozdíl mezi Γ_1 a Γ_2 (činitel odrazu na vstupu vedení o délkách L_1 a L_2) musí být 180° , čehož dosáhneme prodloužením vedení L_2 o čtvrtinu vlnové délky vůči L_1 . Navržený prvek je lineárně polarizovaný s vlnou E-roviny kolmou k ose šterbiny [1].

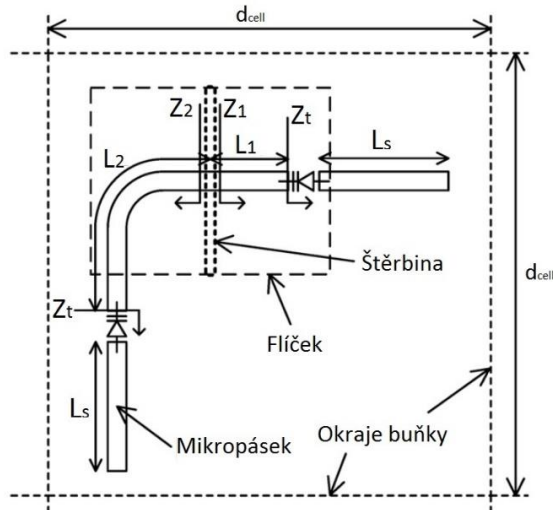
1.2 Popis laditelné buňky

Reflektor navržený v [1] pracuje na frekvenci $f_0 = 5,4$ GHz. Mikropáskový flíček má rozměry $19,5 \text{ mm} \times 15,2 \text{ mm}$ a je natištěn na $25 \mu\text{m}$ silné membráně o relativní permitivitě $\epsilon_r = 3,4$. Mezi membránou a zemní deskou se šterbinami je umístěna pěna Rohacell 71 tloušťky 3 mm. Díky relativní permitivitě $\epsilon_r = 1,11$ má vlastnosti podobné vzduchové mezeře. Na vrchní straně substrátu Duroid 5880 tloušťky 0,5 mm a $\epsilon_r = 2,2$ je zemní plocha, na které je vyleptána aperturová napájecí šterbina. Všechny vrstvy jsou k sobě připevněny lepící fólií. Schéma jednotlivých vrstev z bočního pohledu je zobrazeno na obr. 1.2 [1].



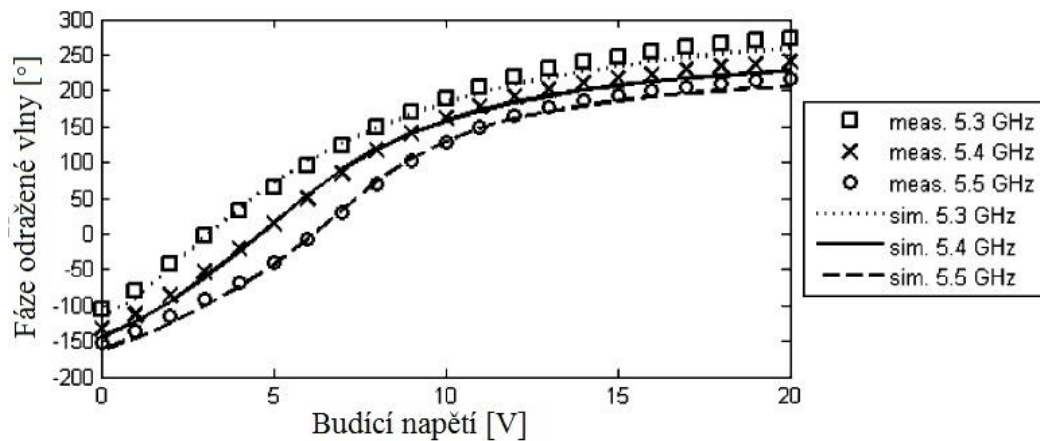
Obr. 1.2 Boční pohled na složení reflektoru (měřítko obrázku neodpovídá skutečným rozměrům).
Převzato z [1].

Flíček budí pomocí apertury mikropáskové vedení o impedanci $Z_0 = 50 \Omega$. Mikropáskové vedení je kapacitně zatíženo dvojicí varikapů řízených napětím V_R , jak je zobrazeno na obr. 1.3 [1]. Díky varikapům může být plynule měněna fáze odražené vlny na jednotlivých flíčcích a tím měněn směr vyzařování v H-rovině v rozsahu až 40° [1].



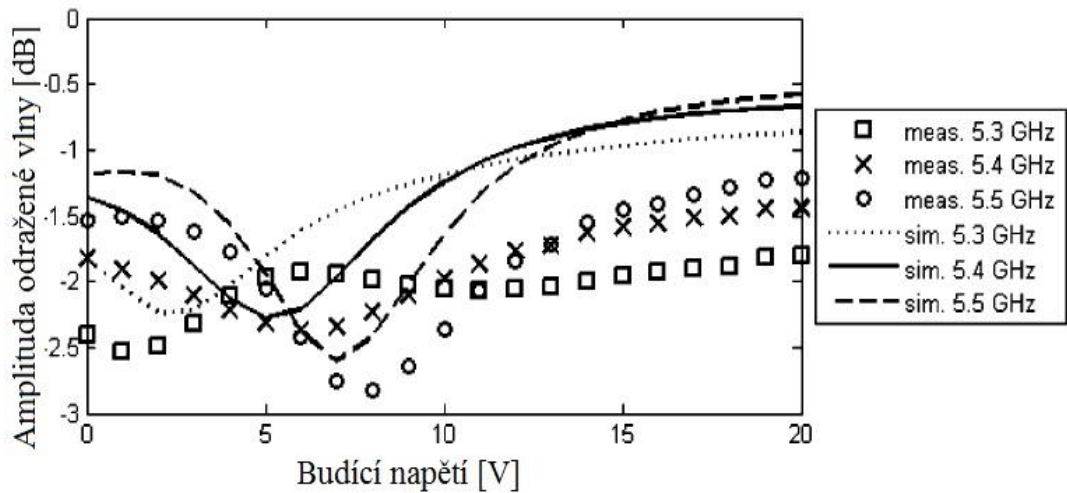
Obr. 1.3 Schématické zobrazení reflektoru (měřítko obrázku neodpovídá skutečným rozměrům).
Převzato z [1].

Závislost změny fáze odražené vlny na budícím napětí je vynesena v grafu na obr. 1.4. [1]



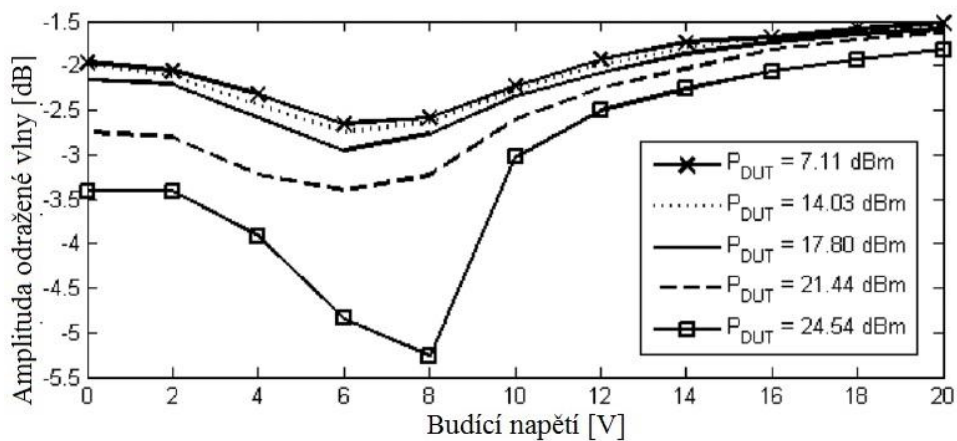
Obr. 1.4 Závislost změny fáze odražené vlny na budícím napětí. Převzato z [1].

Graf na obr. 1.5 [1] zobrazuje závislost amplitudy odražené vlny na budícím napětí. Výsledky porovnání amplitudy odražené vlny z měření a simulací se liší z důvodů odlišností výroby v porovnání s modelem. Při měření byl dosažen rozsah změny fáze odražené vlny 373° při maximální ztrátě 2,4 dB na frekvenci 5,4 GHz [1].



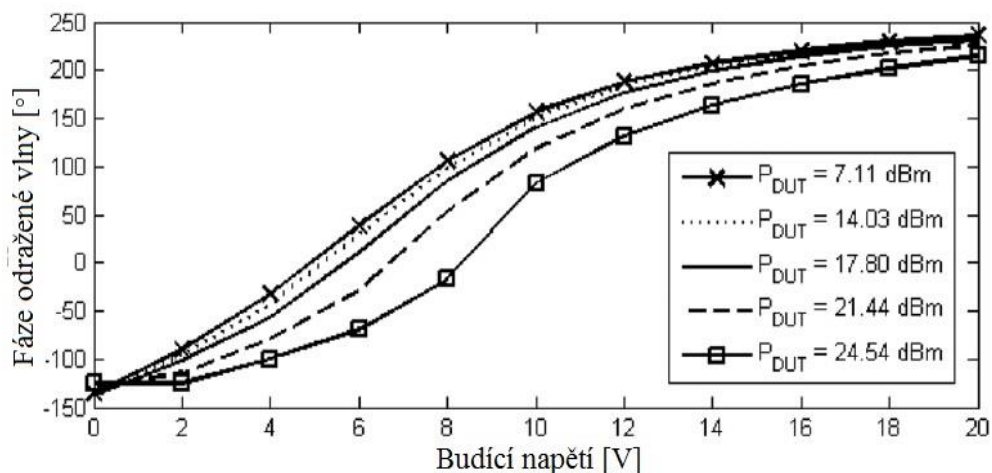
Obr. 1.5 Závislost amplitudy odražené vlny na budícím napětí. Převzato z [1].

Následuje srovnání závislosti výkonu odražené vlny na budícím napětí varikapů, zobrazeno na obr. 1.6. Autoři práce [1] zjistili, že při frekvenci 5,4 GHz by neměl výkon dopadajících vln překročit 21,7 dBm, což odpovídá maximální hustotě výkonu 113 W/m^2 . Pokud je splněna tato podmínka, maximální útlum reflektoru zůstává pod hranicí 3,5 dB. Pro tyto vysoké výkony dochází k pozitivnímu vychýlení RF signálu, pokud je budící napětí nastaveno na nižší hodnoty, jak je patrné z grafu na obr. 1.6. Tento jev je zapříčiněn zvýšenou vodivostí diod.



Obr. 1.6 Závislost změny amplitudy odražené vlny na budícím napětí při změnách výkonu. Převzato z [1].

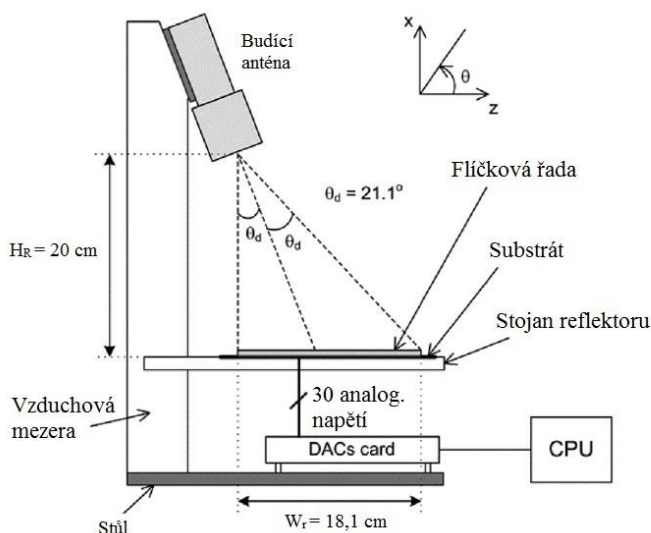
Na obr. 1.7 je vykreslena závislost fáze odražené vlny na budícím napětí při rozdílných výkonech. Vyššího výkonu na reflektoru by mohlo být dosaženo pomocí varikapů, které by bylo možné nastavit na vyšší budící napětí.



Obr. 1.7 Závislost změny fáze odražené vlny na budícím napětí při změnách výkonu. Převzato z [1].

1.3 Reflektorové pole

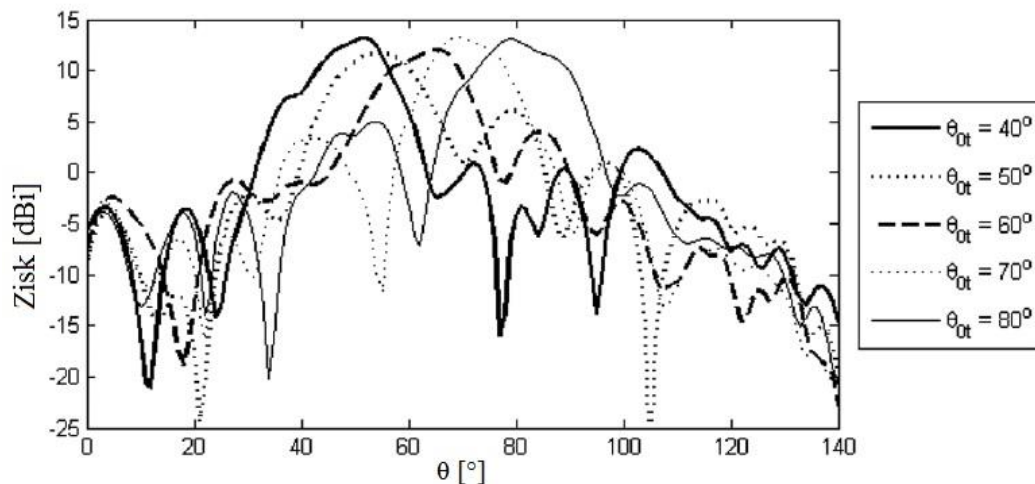
Reflektorové pole sestává z matice 5×6 prvků, což odpovídá rozměrům $181 \text{ mm} \times 217 \text{ mm}$. Schématická struktura kompletní antény je zobrazena na obr. 1.8 [1]. Reflektor je ovládán pomocí soustavy D/A převodníků řízených počítačem. Každá dvojice varaktorů na jedné buňce je ovládána budícím napětím, což znamená zajistit 30 různých zdrojů napětí. Díky malé velikosti reflektoru byla při měření anténa natočena o úhel 21° od hlavního směru v H-rovině pro vyvarování se blokování odražených vln.



Obr. 1.8 Pohled na anténní strukturu v H-rovině, převzato z [1].

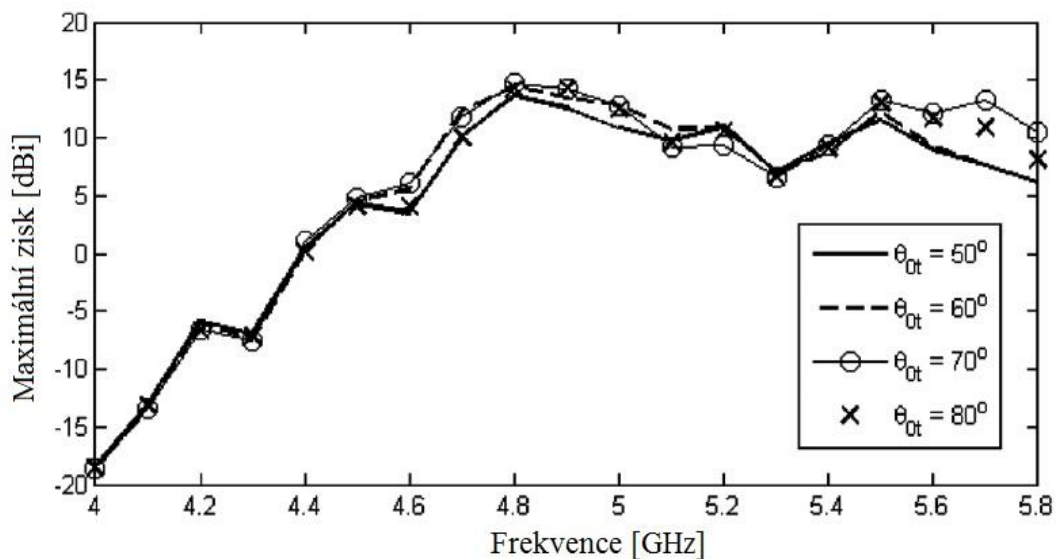
Pro určení požadované fáze odrazu od každého prvku pro požadovaný směr vyzářování musí být vyzářování budící antény směřováno na střed reflektoru. Za účelem

stanovení požadovaného budicího napětí varikapů na každé buňce musíme předpokládat, že fáze odražené vlny od reflektoru není závislá na úhlu dopadu vlny na reflektor. Tento poznatek byl prokázán v [6] pro případ variabilní velikosti mikropáskového flíčku. Použití tohoto předpokladu vede ke zjednodušení modelu. Vyzařovací charakteristika pro pět různých natočení hlavního laloku je zobrazena na obr. 1.9 [1]. Z grafu je patrné, že se zisk pro jednotlivé natočení hlavního laloku liší až o 2 dB.



Obr. 1.9 H-rovina zisku na frekvenci 5,5 GHz pro 5 různých nastavení úhlu směrové charakteristiky pro rovinu definovanou úhly $\theta = 0^\circ$, $\phi = 90^\circ$. Převzato z [1].

Závislost změřeného maximálního zisku pro ϕ polarizaci na frekvenci je nakreslena na obr. 1.10 [1]. V grafu jsou vyneseny průběhy pro čtyři různá natočení hlavního laloku vyzařovací charakteristiky. Na frekvenci 5,5 GHz bylo dosaženo nejvyšší hodnoty zisku 2,5 dB. Reflektor je schopný řídit směrování v rozmezí 5,1 až 5,7 GHz.



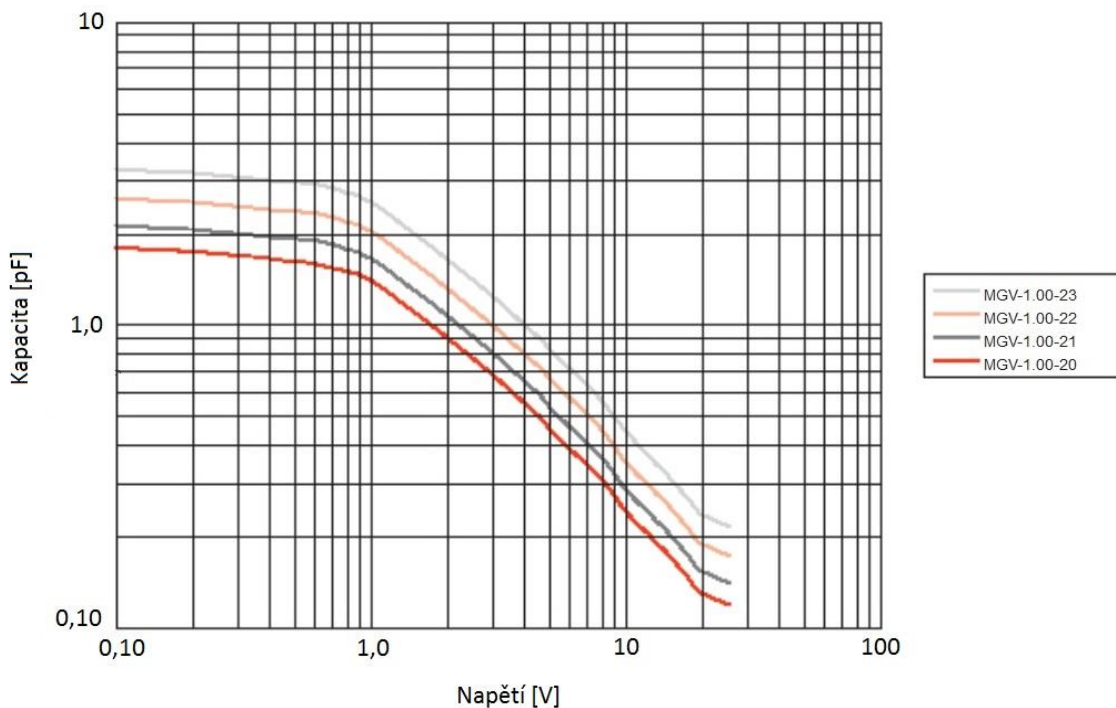
Obr. 1.10 Maximální zisk reflektoru čtyř různých nastavení směru hlavního laloku.

1.4 Ověření funkčnosti reflektoru

Následující kapitola popisuje simulaci reflektoru z kapitoly č. 1 v programu CST Microwave Studio. Simulacemi je ověřena funkčnost modelu. První část kapitoly popisuje princip fungování varikapů jako řídicích prvků reflektoru. Následuje podkapitola s rozбором jedné buňky reflektoru. V poslední části je představen model, který obsahuje 30 buněk reflektoru v matici 5×6 .

1.4.1 Varikapy

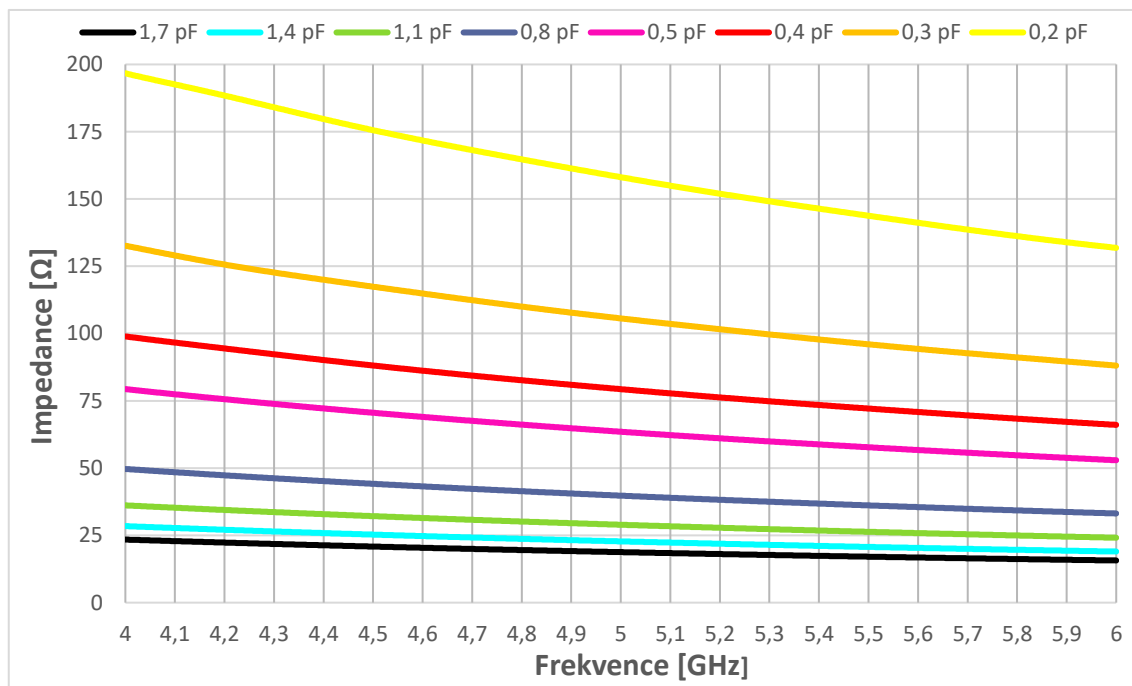
Kapacitní diody (varikapy) jsou nejdůležitějším prvkem reflektoru, protože umožňují natáčení hlavního laloku vyzařovací charakteristiky do zvoleného směru, a to jak v horizontální tak i vertikální ose. V základním modelu reflektoru jsou podle [1] použity varikapy Aeroflex-Metelics MGV-100-20 s rozmezím celkové kapacity C_T od 1,70 pF do 0,27 pF při rozsahu napětí V_R od 0 do 20 V. Závislost kapacity na napětí je zobrazena na obr. 1.11 [7]. Z grafu je patrný lineární průběh závislosti kapacity na napětí v rozmezí 1 až 20 V. Mezní hodnota kapacity převzatá z [7] neodpovídá hodnotě kapacity z grafu obr. 1.11. Z tohoto důvodu bude dále počítáno s kapacitou 0,27 pF pro ověření výsledků. V pokračování práce bude ověřen rozsah potřebných kapacit součástek pro reflektor pracující na frekvenci 24,125 GHz (ISM pásmo).



Obr. 1.11 Závislost kapacity na napětí varikapu série MGV-100-20. Převzato z [7].

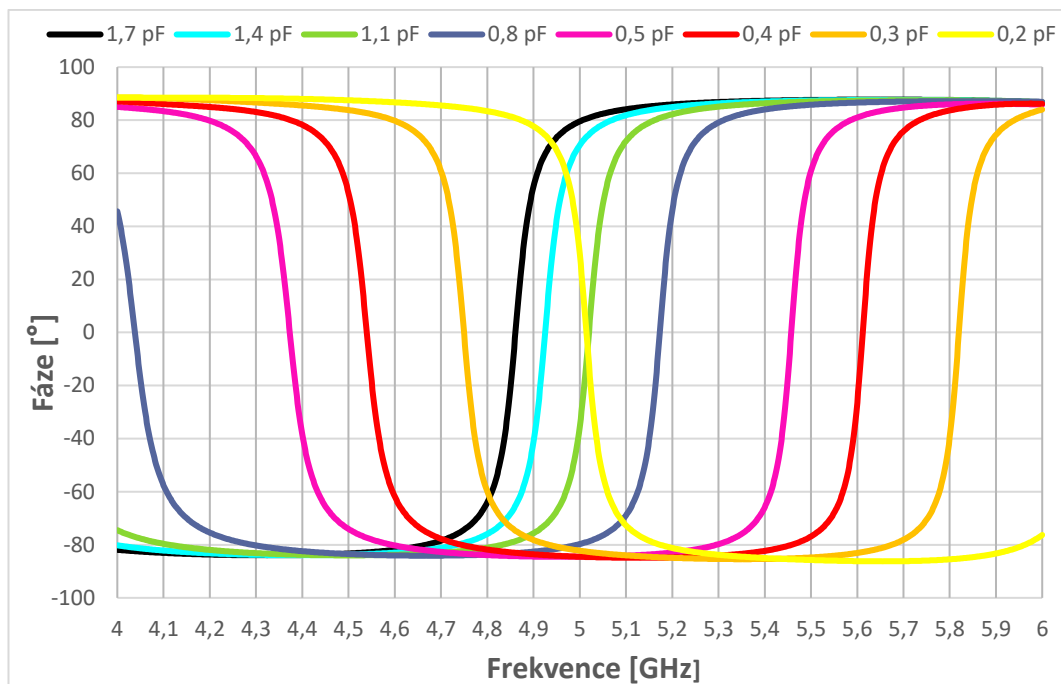
Pro zjištění chování varikapu byl vytvořen zjednodušený model sestávající z mikropásku délky L_2 nebo L_1 , s mikropáskem délky L_S , mezi nimiž byl vložen model diody (*lumped element*) zastupující varikap. Šířka vedení odpovídá impedanci 50Ω . Podle katalogových listů výrobce je typický odpor varikapu $R_S = 1,45 \Omega$ při napětí $V_R = 4 \text{ V}$.

Závislost impedance této soustavy na frekvenci při změnách kapacity na varikapu je vynesena v grafu na obr. 1.12. V tomto případě je použit na delší mikropásek L_2 . Změny impedance pro kratší mikropásek L_1 jsou téměř totožné, a proto nebyly vyneseny grafem. Je patrné, že při poklesu kapacity dochází k nárůstu impedance nepřímo úměrně a neplatí pro ně lineární závislost.



Obr. 1.12 Závislost impedance na frekvenci varikapu v rozmezí kapacit 0,2 až 1,7 pF.

Změny impedance způsobují změny fáze vlny na vedení mikropásků, jak je zobrazeno na obr. 1.13. Opět se jedná o mikropásek L_2 . Se vzrůstající frekvencí se fáze mění v rozsahu od -84° do 88° pro kapacitu 1,70 pF, naopak z kladné fáze na zápornou přechází varikap nastaven na kapacitu 0,20 pF pro frekvenci 4,9 GHz. Tatáž simulace byla provedena na vedení délky L_1 , které je kratší právě o 90° . To má za následek přesně opačné změny fáze, než je uvedeno u pásku L_2 při totožných frekvencích.



Obr. 1.13 Závislost změny fáze na frekvenci varikapu v rozmezí kapacit 0,2 až 1,7 pF.

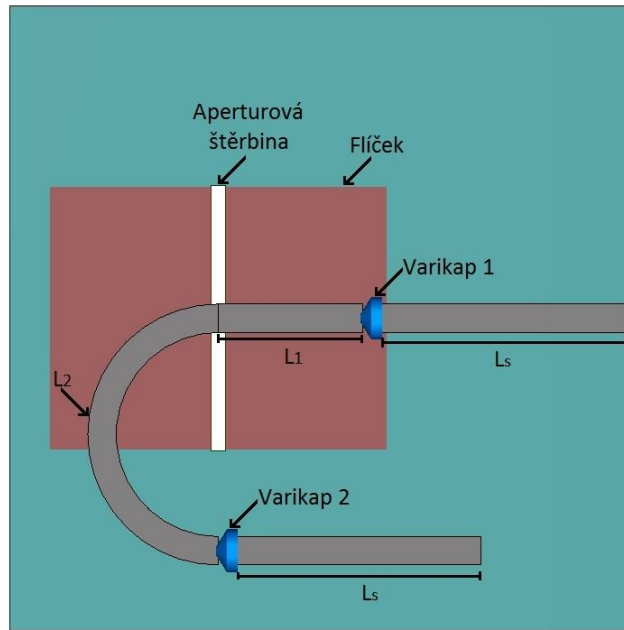
1.4.2 Rozbor buňky reflektoru

V předchozí kapitole byl popsán princip a výsledky autorů prací [1] a [8]. V této kapitole bude proveden rozbor návrhu v plně vlnovém simulačním programu CST Microwave Studio 2015. Model buňky přímo vychází z modelu předchozí kapitoly, ale bylo nutné změnit rozvržení mikropáskového vedení na zadní straně reflektoru.

Původní schéma z obr. 1.3 [1] nebylo možné přesně vymodelovat z důvodů velké délky úseků L_1 , L_2 a L_s , které přesahovaly rozměry buňky. Proto bylo vedení délky L_2 upraveno do tvaru půlkruhu. Tato změna nemá téměř žádný vliv na vlastnosti vedení, a zároveň dovoluje použití více buněk vedle sebe. Jak ukazuje obr. 1.14, flíček spolu se štěrbinou není umístěn přesně uprostřed, ale je posunut o 6 mm v ose x od středu buňky. Důležité rozměry modelu jsou uvedeny v tabulce 1, které byly převzaty z [8].

Tab. 1 Základní rozměry modelu reflektoru.

Komponenty	Rozměr [mm]
Velikost buňky (<i>dcell</i>)	36,20
Flíček	19,50 x 15,20
Štěrbina	15,40 x 0,86
L_1	8,38 x 1,55
L_2	18,60 x 1,55
L_s	14,25 x 1,55



Obr. 1.14 Model jedné buňky reflektoru z programu CST.

Model flíčkového reflektoru navázaného aperturou na mikropáskové vedení skrývá výhodu simulace flíčku nezávisle na vedení a naopak. Do prostoru štěrbiny na zemní desce byl vložen objekt stejné velikosti, jakou má štěrbina, a byl nastaven jako vakuum. Tato drobnost zlepšuje diskretizaci modelu, a tudíž zlepšuje výsledky simulací. Pro zjednodušení modelu byly vynechány lepicí pásy, které spojují jednotlivé vrstvy k sobě. Všechny pahýly jsou navrženy na impedanci 50Ω , a proto bylo nutné spočítat šířku vedení pomocí soustavy rovnic [9]:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right] \quad [-] \quad (8a)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad [-] \quad (8b)$$

Zde ϵ_r má hodnotu 2,2 a za Z_0 charakteristickou impedanci vedení dosadíme 50Ω . Na základě hodnot proměnných A a B můžeme určit šířku vedení. Pokud je $A > 1,52$, píšeme:

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad [-] \quad (9a)$$

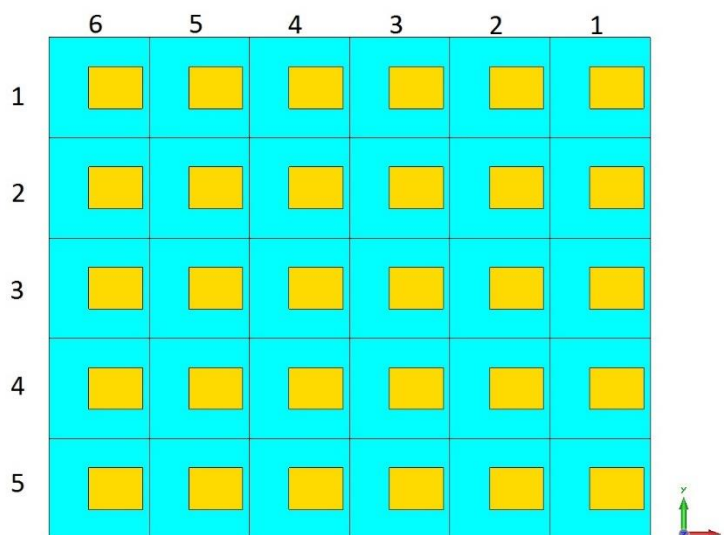
Pokud je $A \leq 1,52$, píšeme:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad [-] \quad (9b)$$

Zde w označuje šířku počítaného mikropásku, h je tloušťka dielektrického substrátu (0,5 mm). Šířka mikropásku w pro impedanci 50Ω odpovídá hodnotě 1,55 mm.

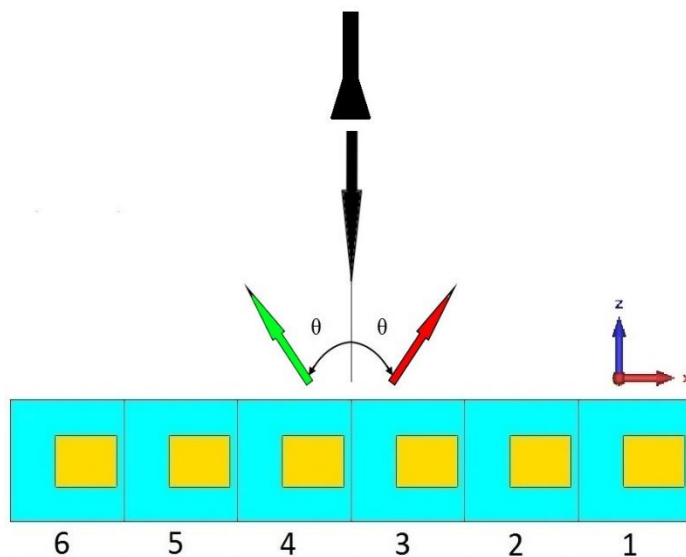
1.4.3 Reflektorové pole

Pro ověření fungování směřování hlavního laloku ve vyzářovací charakteristice bylo nutné vytvořit pole buněk tvořících reflektor. Model reflektoru složený z matice buněk 5×6 je zobrazen na obr. 1.15.



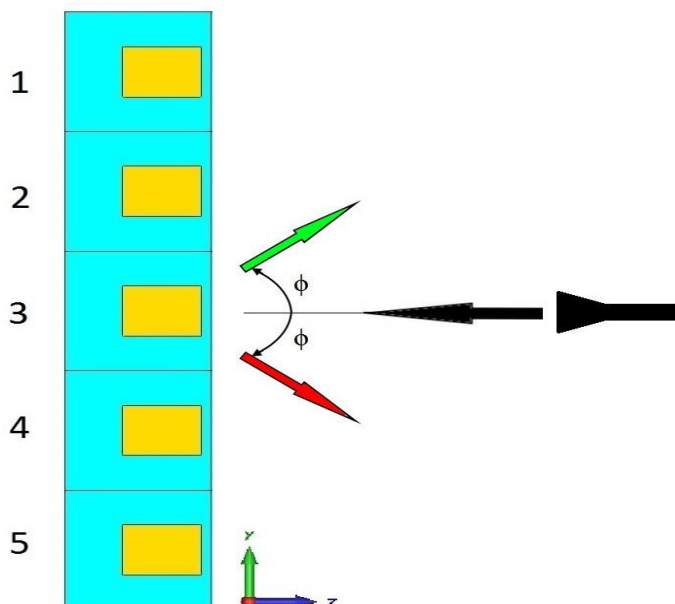
Obr. 1.15 Model reflektorového pole v programu CST.

Řízení směrové charakteristiky hlavního laloku je založeno na rozdílu kapacit sousedních buněk, což způsobuje fázové zpoždění vlny a vychýlení laloku do zvoleného směru. Pro řízení azimutu jsou podstatné sloupce matice buněk. Na obr. 1.16 je zobrazen jeden řádek obsahující šest buněk. Pokud chceme nastavit směr odražené vlny ve směru červené šipky, je nutné nastavit varikapu buňky č. 1 na maximální použitelnou kapacitu $C_T = 1,70$ pF. Na vedlejší buňku č. 2 nastavíme kapacitu nižší o určitý krok označený konstantou S_C . Maximální krok lze v azimutu nastavit na $S_C = 0,30$ pF. Buňka č. 6 bude nastavena na nejnižší kapacitu $C_T = 0,27$ pF. Pokud požadujeme natočení laloku ve směru zelené šipky, opakujeme předchozí postup s nastavením nejvyšší kapacity na buňce č. 6 a nejnižší na buňce č. 1. Zjednodušeně řečeno, kterým směrem chceme zamířit lalok, v tom směru bude i nejvyšší kapacita.



Obr. 1.16 Schéma reflektorové řady pro azimutální nastavení hlavního laloku.

Stejný princip je využit při elevačním nastavení hlavního laloku směrové charakteristiky, zobrazené na obr. 1.17. Hlavní rozdíl je pouze v počtu buněk. V předchozím případě šlo o nastavování šesti sloupců, nyní nastavujeme pět řad buněk reflektoru. Opět platí, že pokud chceme nastavit lalok ve směru zelené šipky, nejvyšší kapacita musí být nastavena na buňce č. 1.

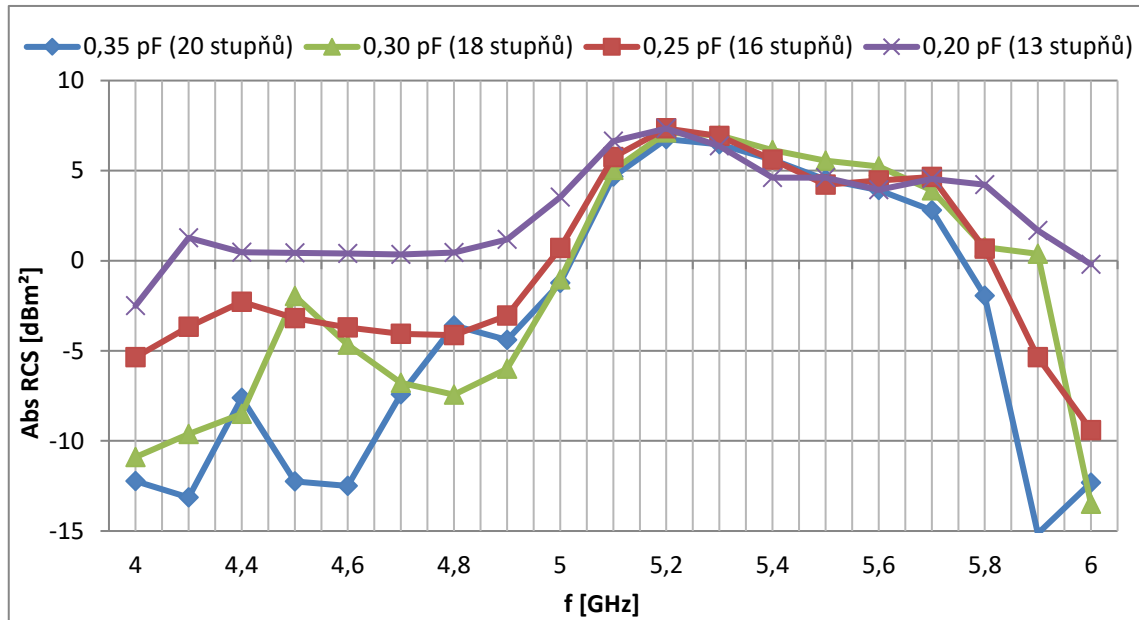


Obr. 1.17 Schéma reflektorové řady pro popis nastavení elevace laloku.

Výkon odražené vlny v simulacích CST se mění s frekvencí. Jak je patrné z grafu na obr. 1.18, reflektor funguje pro všechna nastavení kapacity od frekvence 5,1 GHz do 5,7 GHz. Šířka pásma pro pokles o 3 dB odražené vlny je přibližně 300 MHz (5,7 %) pro všechna čtyři nastavení. Úzká šířka pásma je způsobena poměrně velkou

citlivostí mikropáskového vedení s varikapky na změnu velikosti vlnové délky. Nejlepších výsledků z hlediska řízení svazku a odraženého výkonu bylo dosaženo na 5,2 GHz.

Reflektor byl ve všech simulacích v této kapitole buzen rovinnou vlnou. Při použití rovinné vlny jako zdroje signálu se výsledné směrové charakteristiky udávají v dBm nebo dBm² módu RCS.



Obr. 1.18 Závislost výkonu odražené vlny na frekvenci.

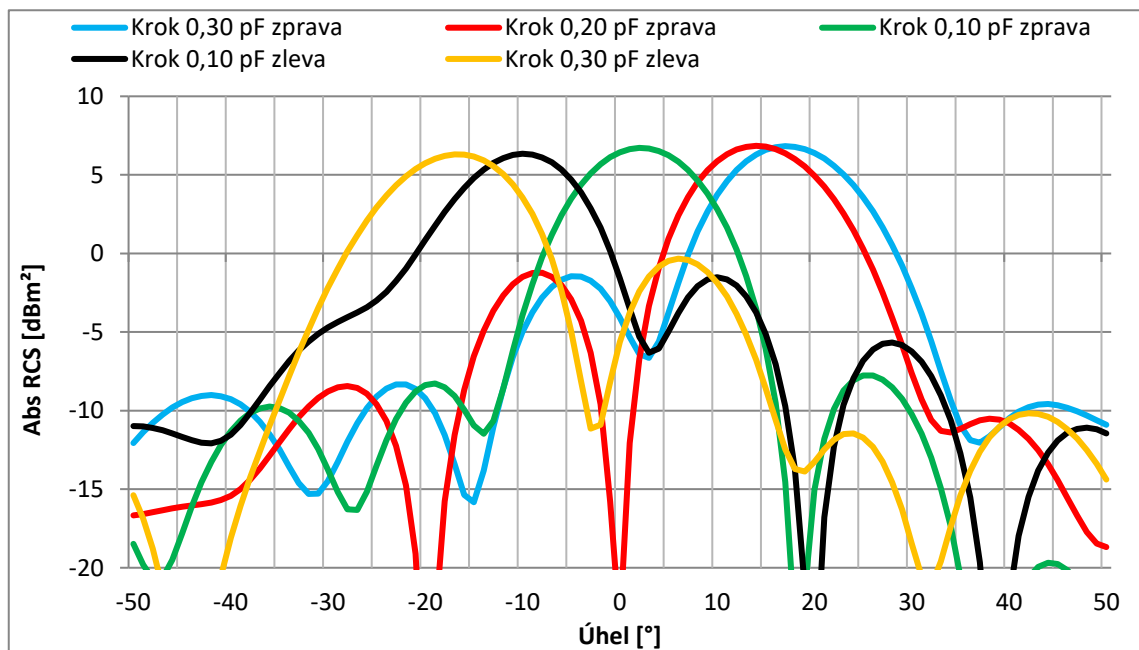
Výsledky simulací v CST pro frekvenci 5,2 GHz se nacházejí v tabulce 2. Jak je z tabulky patrné, nejvyšší odražený výkon je pro obě roviny při kroku 0,25 pF a natočení 16° od hlavní osy. Z výsledků je patrné, že hlavní lalok směrové charakteristiky lze v horizontální rovině nastavit na 17° v jednom směru, tudíž celkový rozsah činí dvojnásobek, tedy 34°. Na vertikální rovině lze nastavit odražený paprsek v celkovém rozsahu 40°. Rozdíl mezi oběma rovinami je způsoben rozdílným počtem buněk mezi řádky a sloupci matice reflektoru. Díky většímu počtu buněk je nejvyšší možný krok horizontální roviny 0,30 pF. Nejvyšší možný krok vertikální roviny je 0,35 pF.

Tab. 2 Výsledky simulací směrové charakteristiky pro horizontální i vertikální rovinu na frekvenci 5,2 GHz.

Krok [pF]	Horizontální rovina (azimut)		Vertikální rovina (elevace)	
	Úhel [°]	Výkon RCS [dBm ²]	Úhel [°]	Výkon RCS [dBm ²]
0,05	2	6,72	2	6,83
0,10	6	6,14	5	6,90
0,15	11	6,27	9	7,05
0,20	14	6,85	13	7,33
0,25	16	7,01	16	7,34
0,30	17	6,83	18	7,11
0,35	-	-	20	6,75

Na obr. 1.19 se nachází graf směrové charakteristiky v horizontální rovině (azimut) pro tři nastavení kapacity směřování doprava a dvě pro levou stranu. Krok zprava znamená nastavení nejvyšší kapacity $C_T = 1,7$ pF na sloupec č. 6 modelu z obr. 1.15. Analogicky krok zleva znamená nastavení maximální kapacity na sloupec č. 1.

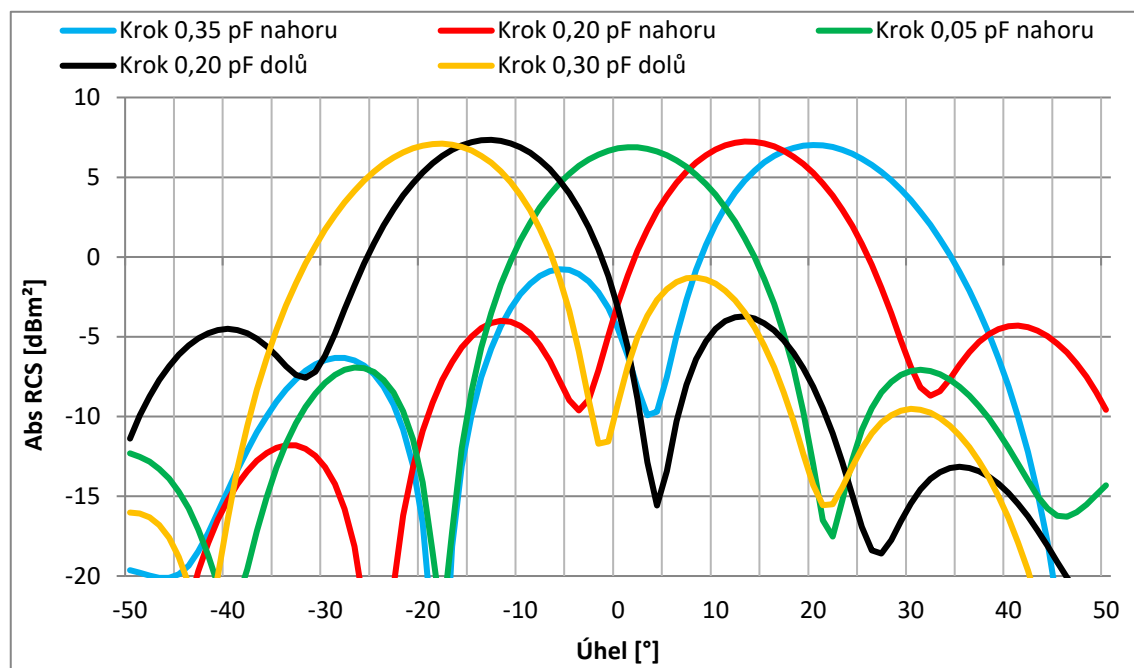
Šířka hlavního laloku pro pokles výkonu o 3 dB pro všechna nastavení je 14°. Odstup prvního postranního laloku je v rozmezí 7,9 až 9,2 dB. Jak je z grafu patrné, při nastavení nejvyššího možného kroku mezi varikapky je odstup postranního laloku nejnižší. Přibližováním hlavního laloku k úhlu 0° se odstup zvyšuje. Tento poznatek je platný i pro vertikální rovinu.



Obr. 1.19 Směrová charakteristika v horizontální rovině.

Směrové charakteristiky pro vertikální rovinu (elevation) je vynesena na obr. 1.20. Krok nahoru značí nastavení nejvyšší kapacity $C_T = 1,7$ pF na řádek č. 1 modelu z obr. 1.15. Naopak krok dolů znamená nastavení maximální kapacity na řádek č. 5.

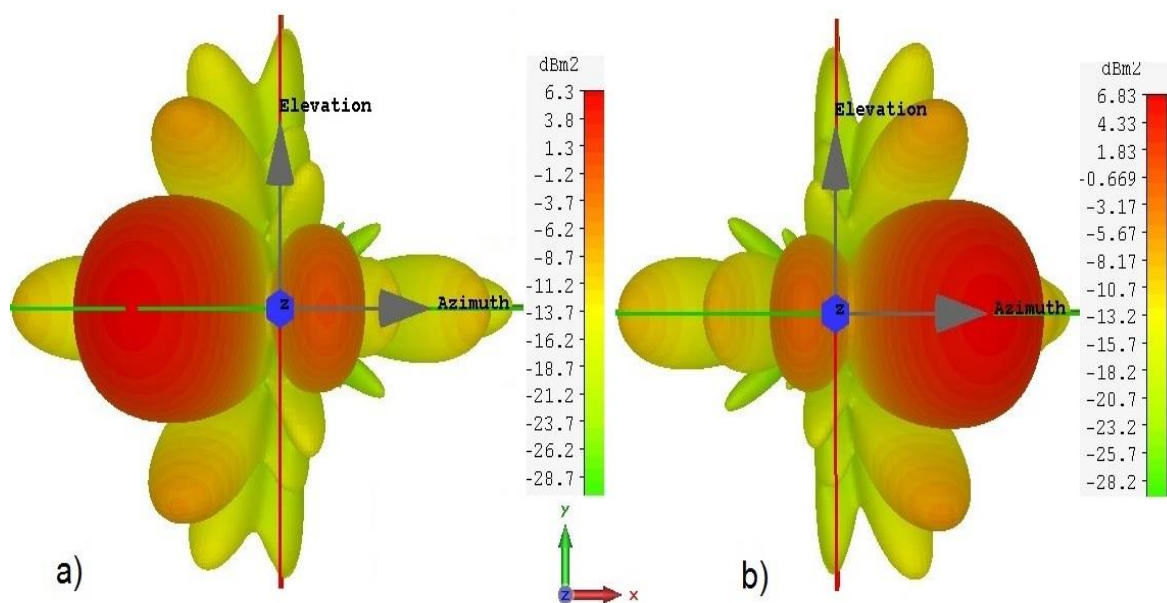
Šířka hlavního laloku pro pokles výkonu o 3 dB je pro všechna nastavení 17° . Odstup prvního postranního laloku od hlavního laloku je v rozsahu 8,2 až 12,7 dB, což je až o 3,5 dB více než směřování v azimutu.



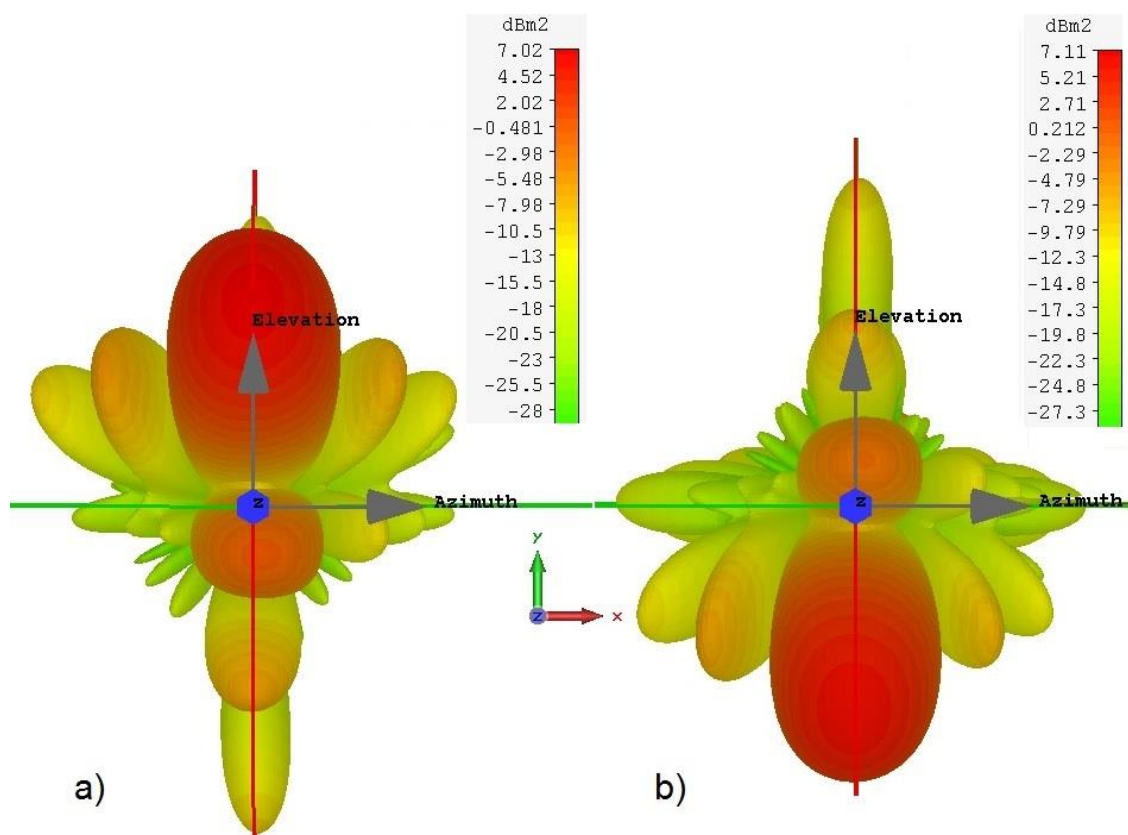
Obr. 1.20 Směrová charakteristika ve vertikální rovině.

3D vyzařovací charakteristiky při mezním nastavení směru azimutu je na obr. 1.21. Z obrázku můžeme vyčíst, že intenzita odražené vlny je o půl dB vyšší při směřování doleva při pohledu od reflektoru ke zdroji než při natočení doprava. Tento rozdíl je způsoben umístěním flíčku mimo střed buňky reflektoru.

Mezní hodnoty nastavení 3D vyzařovací charakteristiky hlavního laloku v elevaci je na obr. 1.22. Rozdíl výkonů krajních nastavení směřování hlavního laloku je zanedbatelný.



Obr. 1.21 3D vyzařovací charakteristika reflektoru pro mezní nastavení horizontální roviny ve směru a) doprava, b) doleva.



Obr. 1.22 3D vyzařovací charakteristika reflektoru pro mezní nastavení vertikální roviny ve směru a) vzhůru, b) dolů.

2 NÁVRH BUŇKY REFLEKTORU PRO FREKVENCI 24 GHZ

Pro návrh reflektoru na zadanou frekvenci 24,125 GHz je nutné si stanovit základní konstrukci reflektoru. Z dostupných substrátů na ústavu radioelektroniky se jako nejvýhodnější jeví substrát CuClad 217. Zvolený substrát má nejnižší ztráty ($tg\delta = 0,0009$) ze všech dostupných substrátů, což je zvláště výhodné pro použití na takto vysoké frekvenci. Relativní permitivita je $\epsilon_r = 2,17$. Substrát je dostupný v rozmezí tloušťky od 0,127 mm až do 1,524 mm.

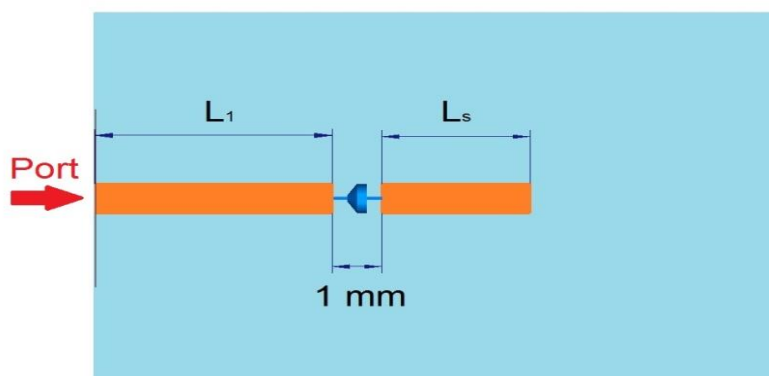
Při navrhování rozměrů reflektoru můžeme s výhodou využít vlastnosti mikropáskového flíčku buzeného přes šterbinu, tedy můžeme odděleně optimalizovat část flíčku a mikropáskového vedení se šterbinou. Návrh bude přímo vycházet z návrhu popsaného v předchozí kapitole.

V první podkapitole je popsán návrh mikropáskového vedení na substrátu se zemní plochou, další podkapitola je zaměřena na rozměry flíčku a aperturu šterbiny.

2.1 Určení rozměrů mikropáskového vedení

Rozměry mikropáskového vedení budou určeny tak, že nejprve vytvoříme jednoduchý model skládající se ze dvou úseků vedení, mezi kterými se nachází varikap zobrazený na obr. 2.1. Vedení od portu si označíme jako L_1 , vedení zakončené naprázdno jako L_s . Vedení je umístěno na substrát CuClad 217 tloušťky 0,254 mm z důvodu menší šířky vedení. Tloušťku vedení w lze vypočítat pomocí tří rovnic 8a, 8b, 9b. Pro impedanci vedení $Z = 50 \Omega$ je šířka mikropáskového vedení $w = 0,8$ mm.

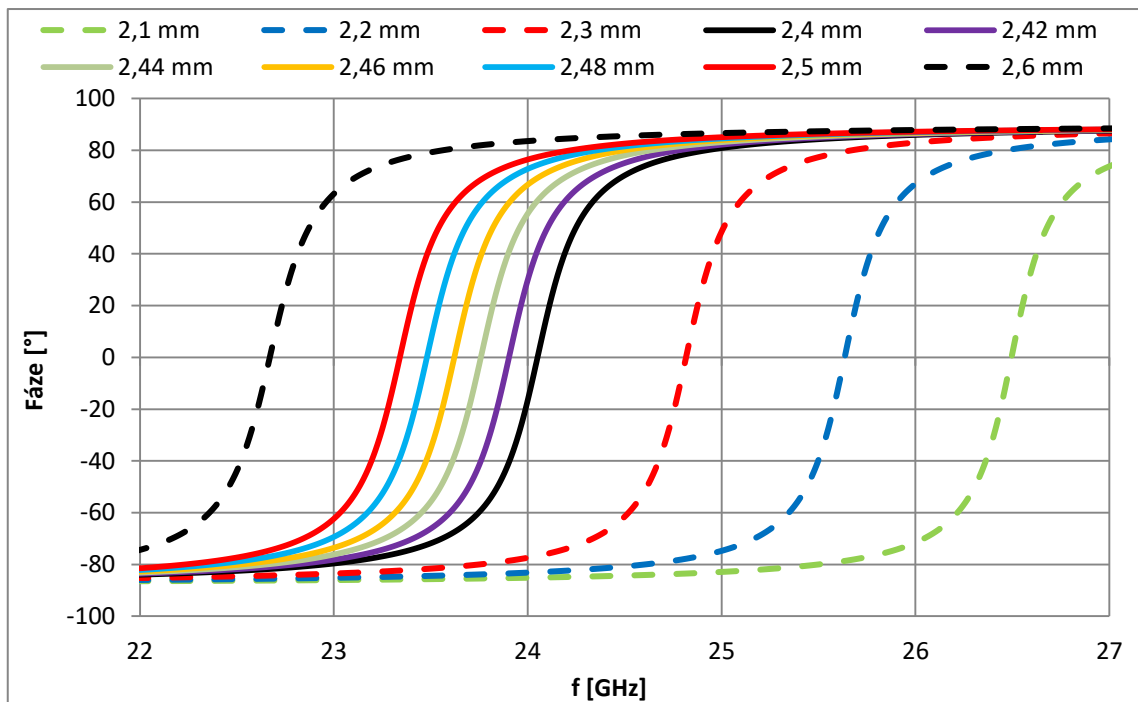
Budeme vycházet z předpokladu, že vedení pro reflektor musí měnit fázi v rozsahu 360° při požadované frekvenci. Tedy vedení délky L_1 mění fázi z -90° na $+90^\circ$. Vedení délky L_2 , které je delší o $\frac{1}{4}$ vlnové délky na substrátu než L_1 změní fázi elektromagnetické vlny z $+90^\circ$ na -90° . Délku vedení naprázdno určíme poměrem velikosti pahýlu L_s , který se rovná $0,36\lambda_0$. Tedy pro frekvenci 24 GHz vychází velikost vedení $L_s = 3$ mm.



Obr. 2.1 Model mikropáskového vedení.

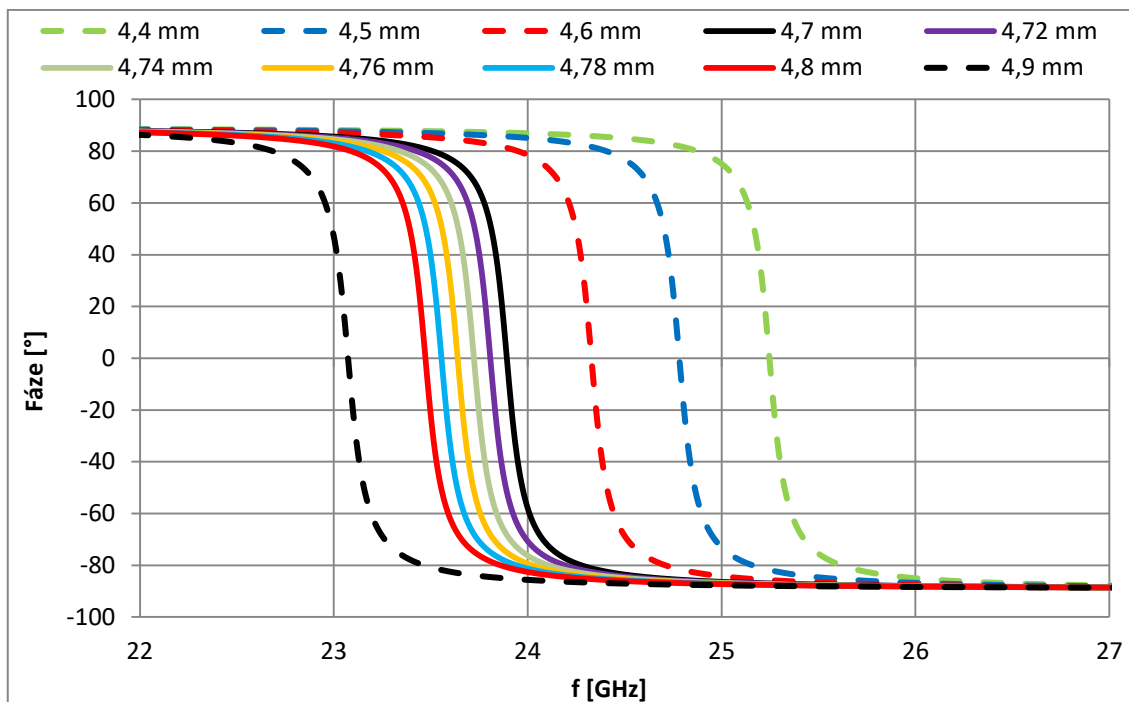
V modelu programu CST je reálná součástka varikapu nahrazena tzv. Lumped element, konkrétně sériového zapojení RLC, které se skládá z celkové kapacity v rozsahu $C_T = 0,64 \text{ pF}$ až $8,86 \text{ pF}$, parazitní indukčnosti $L_P = 0,7 \text{ nH}$ a sériového odporu $R_S = 4 \text{ } \Omega$. Použitelná kapacita pro reflektor je pro celkovou kapacitu $C_T = 2 \text{ pF}$ a nižší. Hodnoty odpovídají reálnému použitému varikapu od firmy Skyworks, model SMV 1247, v pouzdru SC-79, jak je uvedeno v katalogových listech výrobce [10].

Na obr. 2.2 je vynesena graf výsledků parametrické analýzy, pro přehlednost grafu byla vynesena pouze podstatná část výsledků. Jako vhodný rozměr se jeví $L_1 = 2,48 \text{ mm}$. Protože při poklesu kapacity na varikapu se průběh fáze bude posouvat na vyšší frekvenci. Z grafu je také patrná poměrně velká citlivost změny rozměru na frekvenční posuv.



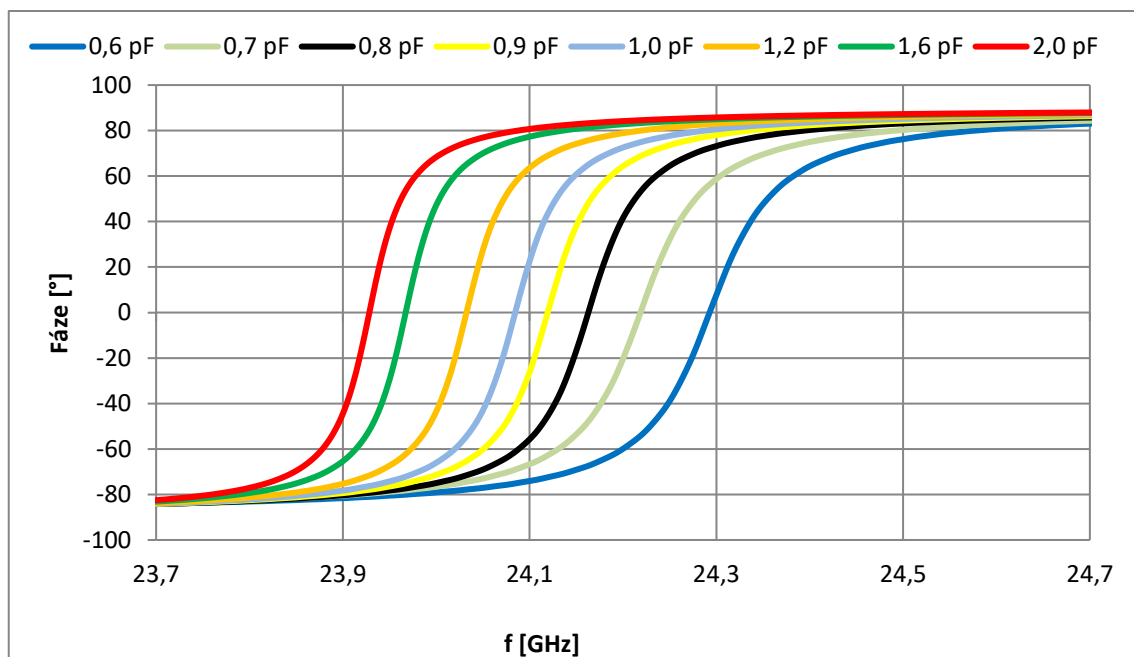
Obr. 2.2 Parametrická analýza modelu s mikropáskem délky L_1 .

Stejným principem byl určen i rozměr mikropáskového pahýlu L_2 , který mění fázi z kladné na zápornou. Jak již bylo uvedeno výše, délka L_2 by měla být o $\lambda_0/4$ větší než L_1 . Nejvhodnější rozměr je podle výsledků na obr. 2.3 $L_2 = 4,76 \text{ mm}$, což je přesněji o $0,27\lambda_0$ více než L_1 .



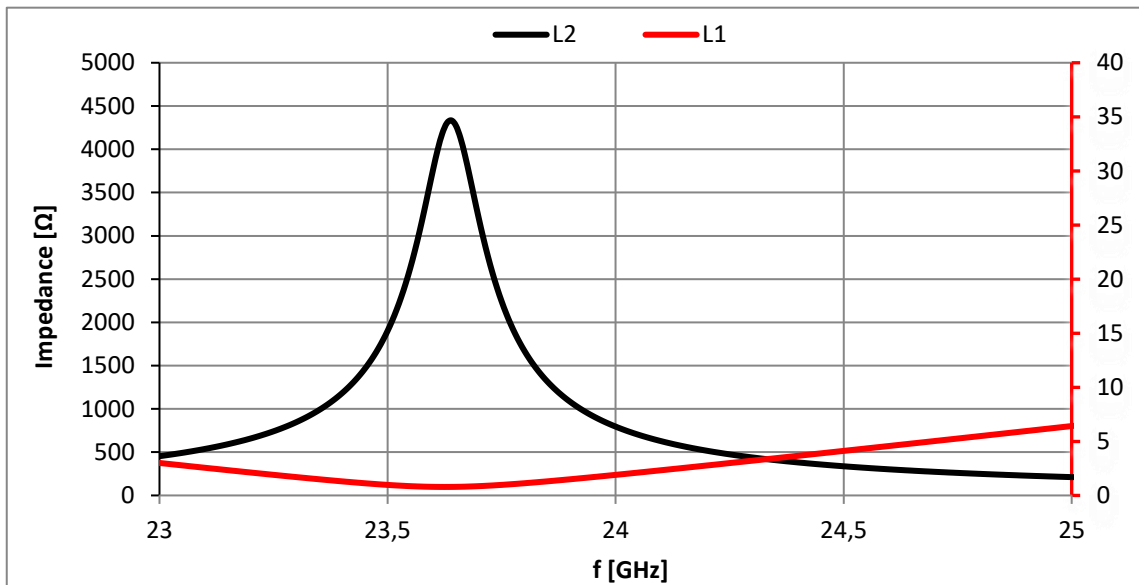
Obr. 2.3 Parametrická analýza modelu s mikropáskem délky L_2 .

Následuje porovnání změny kapacity varikapu modelu vedení o délce L_1 . Rozsah byl zvolen s ohledem na minimální kapacitu diody (0,6 pF) na jedné straně a maximální použitelnou kapacitu (2,0 pF). Z grafu je také patrné, že frekvenční rozestup je pro nižší kapacitu větší, než pro stejnou změnu kapacity vyšší hodnoty. Fáze se nemění v rozsahu 180° , ale v rozsahu 166° (-83° až $+83^\circ$).



Obr. 2.4 Změna kapacity na modelu s mikropáskem délky L_1 .

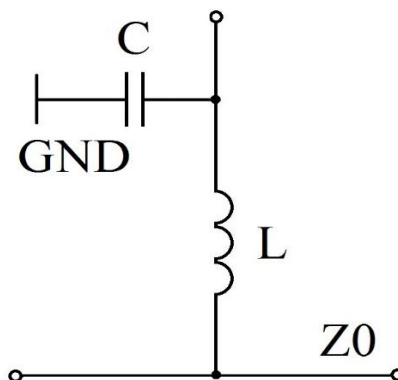
Porovnáním impedance úseků vedení o délce L_1 a L_2 je zobrazeno na obr. 2.5. Vedení L_1 se při uvažování vstupní impedance vedení na prázdko chová jako sériový rezonanční obvod ($\lambda_0/4$), hodnota impedance se blíží nule. Naopak úsek vedení délky L_2 impedance dosahuje maximální hodnoty, vedení se chová jako paralelní rezonanční obvod ($\lambda_0/2$).



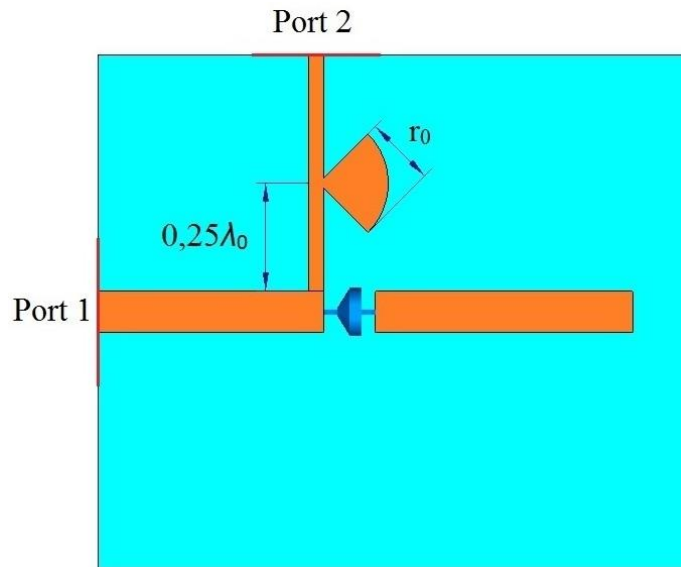
Obr. 2.5 Srovnání impedance pro model s L_1 (červený průběh), a pro model s L_2 (černý průběh).

2.2 Napájecí obvody

Pro přivedení řídicího napětí na varikapy musí být navrhnout napájecí obvod, který bude oddělovat vysokofrekvenční signál od řídicího napětí. S výhodou můžeme použít radiální pahýl, který na mikropáskovém vedení představuje kapacitu (kondenzátor). Pro vysokofrekvenční signál představuje zkrat. Radiální pahýl spolu s úsekem vedení o délce $\lambda_0/4$ od mikropáskového vedení impedance Z_0 tvoří LC filtr. Schéma náhradního obvodu je zobrazeno na obr. 2.6, model z programu CST je poté na obr. 2.7.



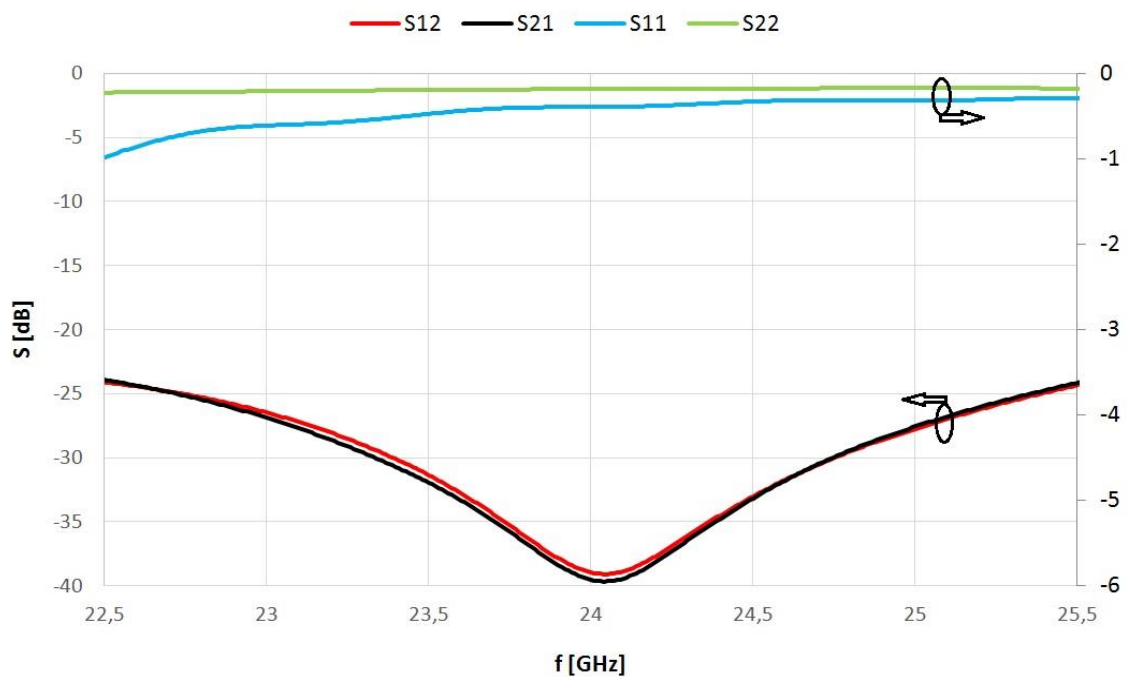
Obr. 2.6 Schéma náhradního obvodu napájecího vedení.



Obr. 2.7 Model filtru napájecího vedení.

Čtvrtvlnné vedení musí být co nejtenčí, to znamená co největší impedanci. Tímto kritériem se dostáváme na omezení šířky vedení z hlediska technologie výroby, kdy dílna pro výrobu plošných spojů je schopna zaručit vyleptání nejméně 0,3 mm širokého vedení. Tento rozměr byl také zvolen a odpovídá impedanci 88 Ω.

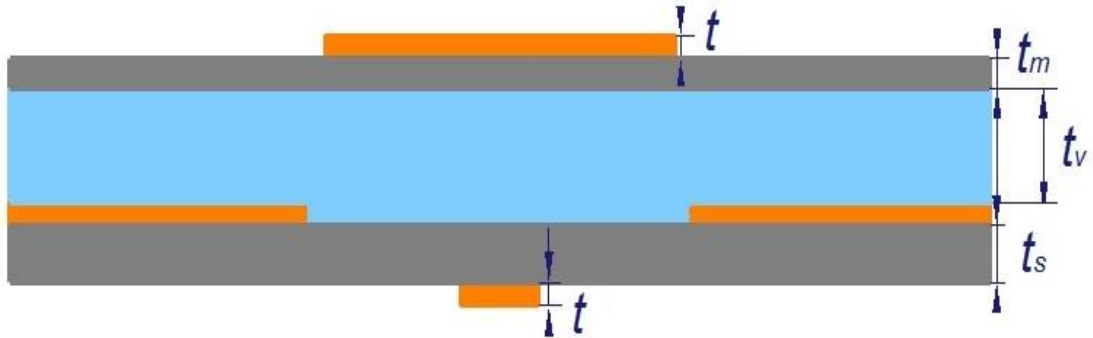
Zásadní parametr, kterým lze naladit filtr na požadovanou frekvenci je rádius pahýlu r_0 . Ideálních výsledků zobrazených na obr. 2.8 bylo dosaženo při $r_0 = 1,23$ mm. S_{12} i S_{21} dosahují hodnot blízkých se -40 dB na frekvenci 24 GHz, což je dostatečná filtrace. Činitel odrazu S_{22} , se pohybuje kolem -0,2 dB, tedy filtr pracuje správně.



Obr. 2.8 S-parametry modelu vedení po přidání radiálního pahýlu.

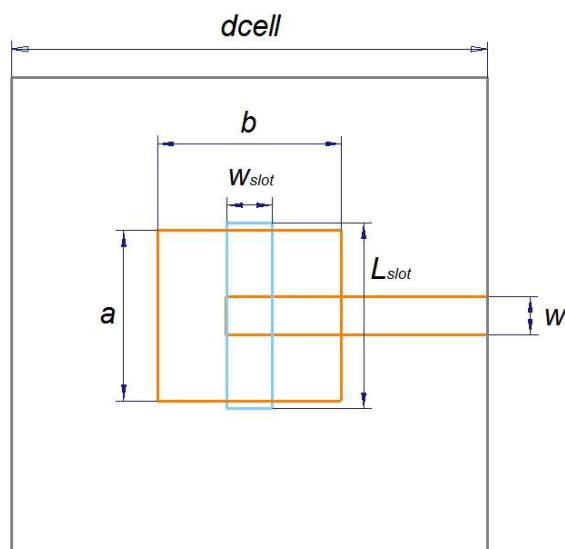
2.3 Určení rozměrů flíčku na substrátu

Pro návrh rozměrů flíčku byl použit postup, jako kdybychom navrhovali mikropáskovou flíčkovou anténu buzenou přes štěrbinu s tím rozdílem, že náš návrh bude složen ze dvou substrátů tloušťky t_m a t_s , mezi kterými bude vzduchová mezera tloušťky t_v , jak je znázorněno na obr. 2.9. Velikost tloušťky pokovu je označena jako t .



Obr. 2.9 Řez buňkou reflektoru (tloušťka vrstev neodpovídá skutečnosti).

Pro určení rozměrů flíčku a štěrbiny v zemní ploše byl navržen model buňky velikosti d_{cell} , který je buzen vlnovodovým portem z okraje substrátu a přes mikropáskové vedení. Elektromagnetické vlny se šíří po vedení až ke štěrbině v zemní ploše délky L_{slot} a šířky W_{slot} , která se nachází z druhé strany substrátu, jak je patrné z obr. 2.9. Flíček délky a a šířky b je přes štěrbinu buzen. Schéma tohoto modelu je vyobrazeno na obr. 2.10.



Obr. 2.10 Schéma modelu pro optimalizaci rozměrů flíčku a štěrbiny.

Z důvodu více vrstev modelu s přechody rozdílných permitivit bude určení rozměrů zjišťováno semi-empiricky ověřováním výpočty v programu CST Microwave studio 2015. Pro první kolo simulací byla velikost b v rozmezí 3 mm až 5 mm, což odpovídá okolí polovině vlnové délky na substrátu podle vzorce 22.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} [m], \quad (10)$$

kde c je rychlost světla [$m \cdot s^{-1}$] a ϵ_r je relativní permitivita [-].

Zbylé rozměry jsou uvedeny v tab. 3, a byly voleny s ohledem na funkčnost přizpůsobení S_{11} antény. Každý parametr, který ovlivňuje chování antény, bude parametrizován a výsledky poslouží jako vstupní data pro následnou finální optimalizaci.

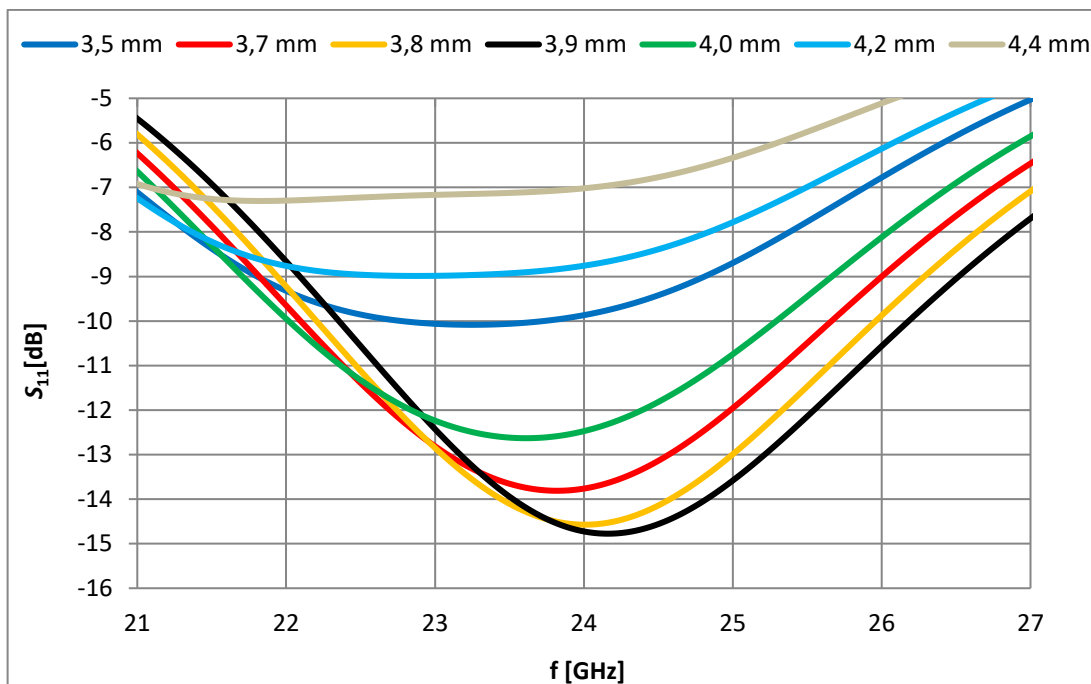
Tab. 3 Zvolené rozměry počáteční simulace.

Parametr	t	t_m	t_v	t_s	a	b	W_{slot}	L_{slot}	W
Rozměr [mm]	0,035	0,127	2	0,254	3,5	3,5 - 4,5	0,5	3,6	0,8

Pro dostatečně přesné výsledky je nutné vygenerovat vhodnou diskretizační síť, což znamená nastavit síť bodů struktury, na kterých probíhá výpočet. Počet buněk na vlnovou délku se rovná 20.

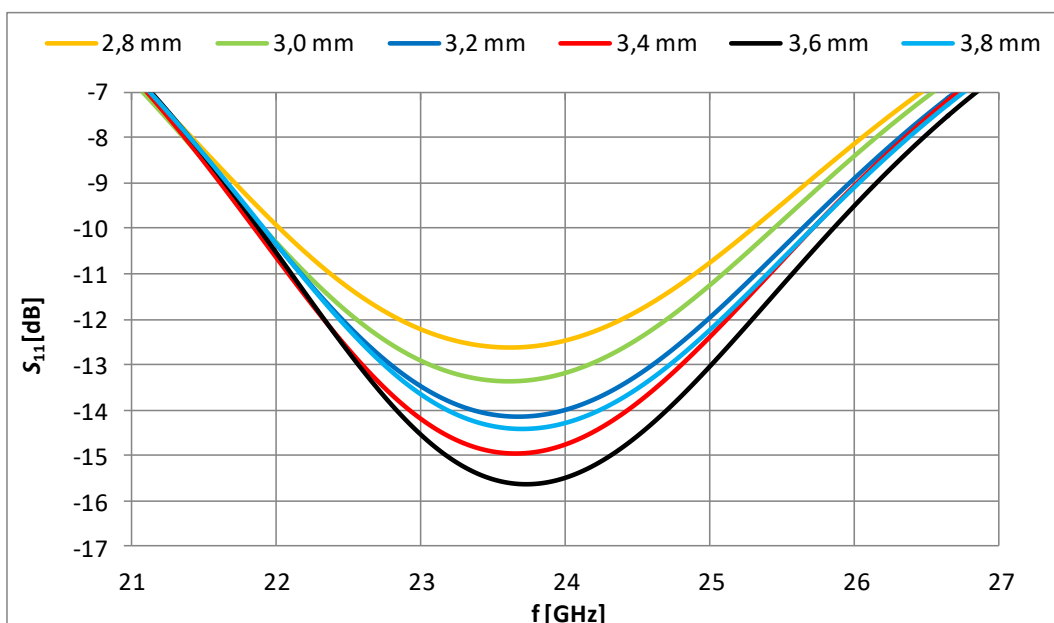
Dále byl vytvořen objekt stejné velikosti a pozice, jako má aperturová šterbina tvořena vakuem. Tento objekt byl následně lokálně diskretizován pro vytvoření jemnější mřížky výpočetních bodů bez zásadního vlivu na výpočetní náročnost modelu.

Výsledky první parametrizace jsou vyneseny v grafu na obr. 2.11. Šířka flíčku b se měnila s krokem 0,1 mm, pro lepší přehlednost grafu nejsou uvedeny všechny průběhy. Nejlepších výsledků přizpůsobení je dosaženo při velikosti parametru b mezi 3,8 mm a 3,9 mm. Napěťový činitel odrazu S_{11} má hodnotu téměř -15 dB na požadované frekvenci. Následující výpočty budou prováděny s hodnotou $b = 3,9$ mm.



Obr. 2.11 Graf parametrické analýzy rozměru b .

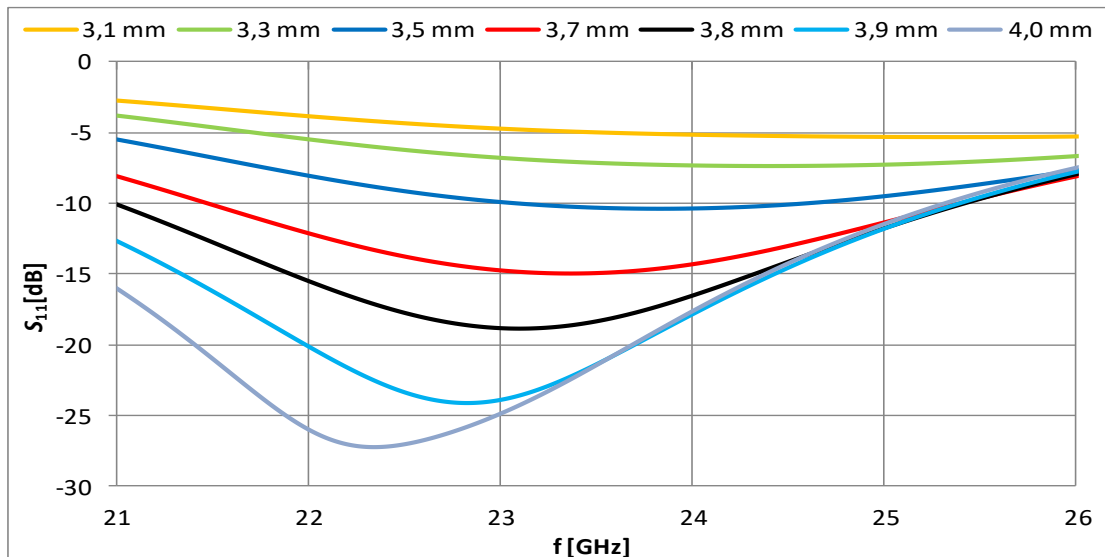
Následuje prozkoumání S_{11} při změně délky a , jejíž výchozí hodnota byla zvolena 3,5 mm a bude měněna v rozmezí 2,8 až 3,8 mm s krokem 0,1 mm. Pro přehlednost grafu opět nejsou vyneseny všechny průběhy simulace. Výsledkem je graf na obr. 2.12, ze kterého je patrné, že nejlepšího výsledku je dosaženo pro velikost $a = 3,6$ mm.



Obr. 2.12 Graf parametrické analýzy rozměru a .

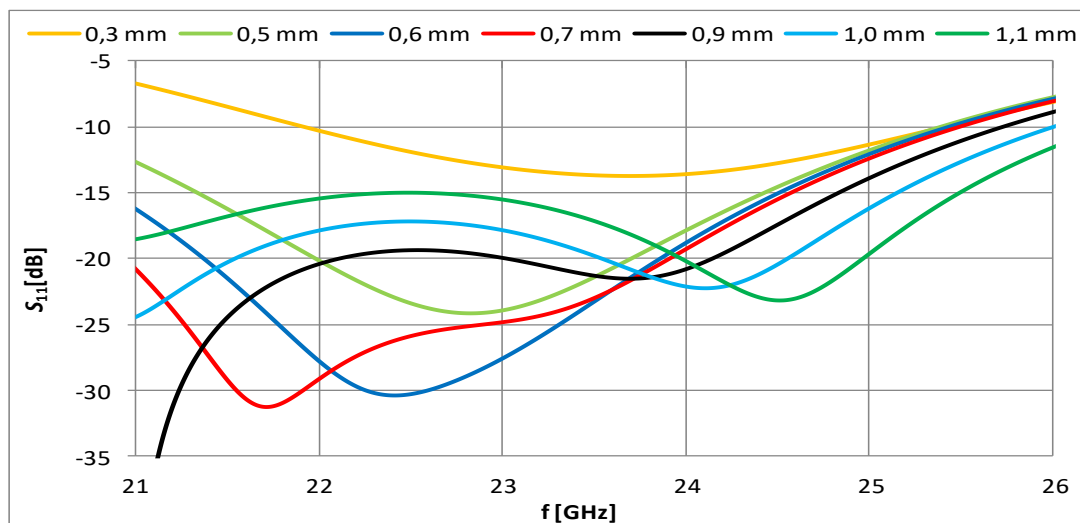
2.4 Určení rozměrů aperturové štěrbiny

Při zkoumání chování antény z hlediska S_{11} bude první parametrizaci podroben parametr L_{slot} , tedy délka štěrbiny v rozsahu 3 mm až 4 mm. Z grafu na obr. 2.13 je patrné, že nejlepších výsledků je dosaženo délkou štěrbiny $L_{\text{slot}} = 4,0$ mm, ale na frekvenci přibližně 22,5 GHz. Pro frekvenci 24 GHz je nepatrně lepší délka 3,9 mm, se kterou bude nadále počítáno.



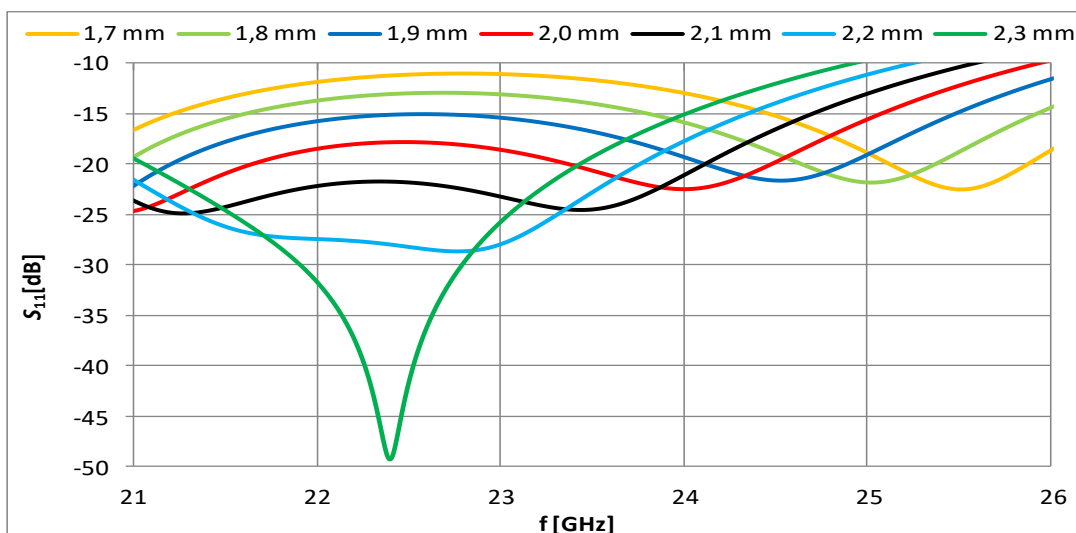
Obr. 2.13 Graf parametrické analýzy délky štěrbiny L_{slot} .

Po zjištění závislosti délky štěrbiny musíme prozkoumat, jaký vliv má na přizpůsobení antény šířka štěrbiny W_{slot} . Výsledky parametrické analýzy jsou vyneseny v grafu na obr. 2.14. Z grafu vidíme, že nejvhodnější rozměr pro frekvenci 24 GHz je $W_{\text{slot}} = 1$ mm.



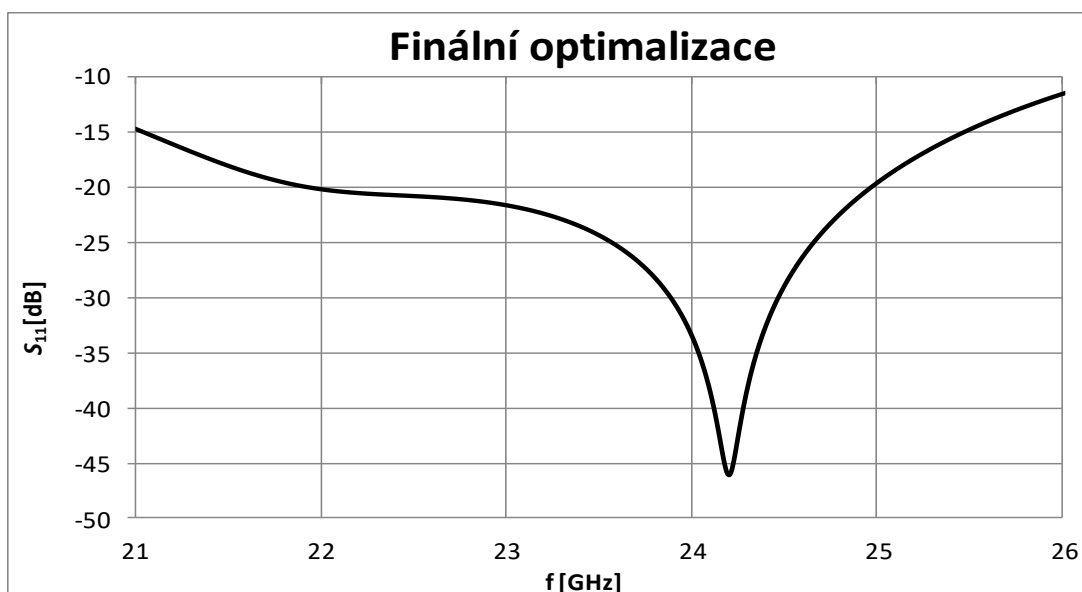
Obr. 2.14 Graf parametrické analýzy šířky štěrbiny W_{slot} .

Nyní bude prozkoumána změna tloušťky vzduchové mezery mezi substráty t_v , což je z hlediska přenosu elektromagnetických vln z vedení na flíček zásadní parametr. Z grafu na obr. 2.15 vidíme, že pokud narůstá mezera mezi substráty, klesá frekvence přizpůsobení antény. Simulace potvrdila, že mezeru mezi substráty je vhodné volit přibližně $\frac{1}{4} \lambda_0$, tedy 2 mm.



Obr. 2.15 Graf změny velikosti rozměru t_v .

Posledním krokem kurčení nejlepších rozměrů flíčku a šterbiny je využití optimalizace metodou roje částic (*Particle Swarm Optimization*). Jako vstupní parametry optimalizace byly využity nejlepší výsledky jednotlivých rozměrů s rozsahem $\pm 10\%$. Celkový počet dílčích simulací optimalizace byl 500. Nejnižší hodnota $S_{11} = -46,0$ dB byla dosažena na frekvenci 24,20 GHz jak je patrné z obr. 2.16.



Obr. 2.16 Výsledné přizpůsobení flíčku po optimalizaci.

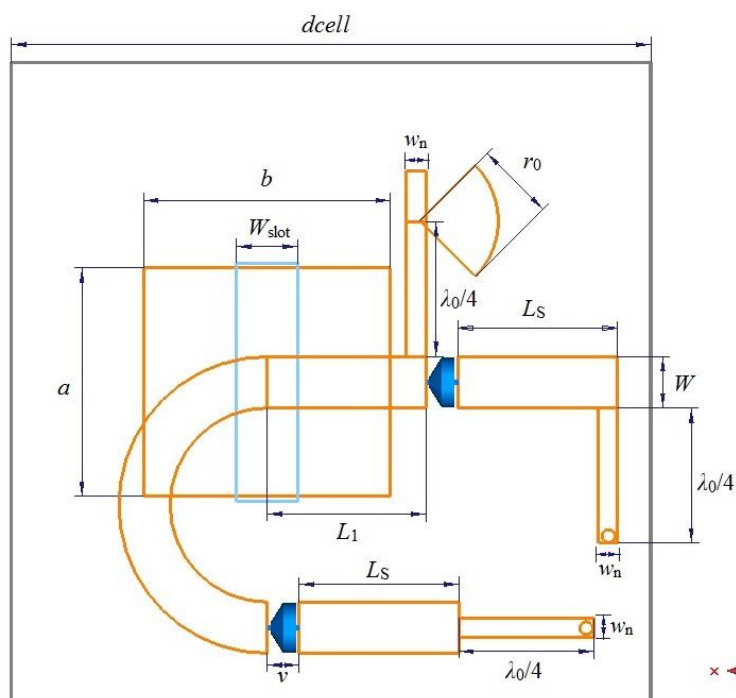
3 NÁVRH REFLEKTOROVÉ ŘADY 24 GHZ

3.1 Úvod

Nejjednodušší reflektorová řada se skládá z minimálně dvou buněk. V programu CST bylo simulováno nespočet konfigurací, od 2 do 6 buněk v jedné řadě vedle sebe až po konfiguraci pole o celkovém počtu 30 buněk (5 řádků po 6 sloupcích).

Z důvodu vysoké ceny varikapů a složitého a drahého řízení tolika buněk pomocí D/A převodníků, byla zvolena jednoduchá konfigurace 2 řad o 3 sloupcích, tedy 6 buněk. Tuto konfiguraci lze ovládat bez využití D/A převodníků, za pomoci řízení napětí pomocí 3 potenciometrů (pro každý sloupec jeden).

Schéma jedné buňky reflektoru s rozměry je zobrazeno na obr. 3.1. Všechny rozměry jsou uvedeny v tabulce 4.



Obr. 3.1 Schéma buňky reflektoru.

Tab. 4 Optimalizované rozměry flíčku a šterbiny.

Parametr	t	t_m	t_v	t_s	a	b	W_{slot}	L_{slot}	W
Rozměr [mm]	0,04	0,13	1,91	0,25	3,57	3,86	0,96	3,73	0,80
Parametr	L_1	L_2	L_s	w_n	r_0	$\lambda_0/4$	d_{cell}	v	-
Rozměr [mm]	2,48	4,76	2,50	0,30	1,23	2,11	11,00	0,50	-

Nastavení programu CST Microwave studio pro simulaci reflektoru bylo následující:

Frekvence simulace v rozsahu 22 až 26 GHz.

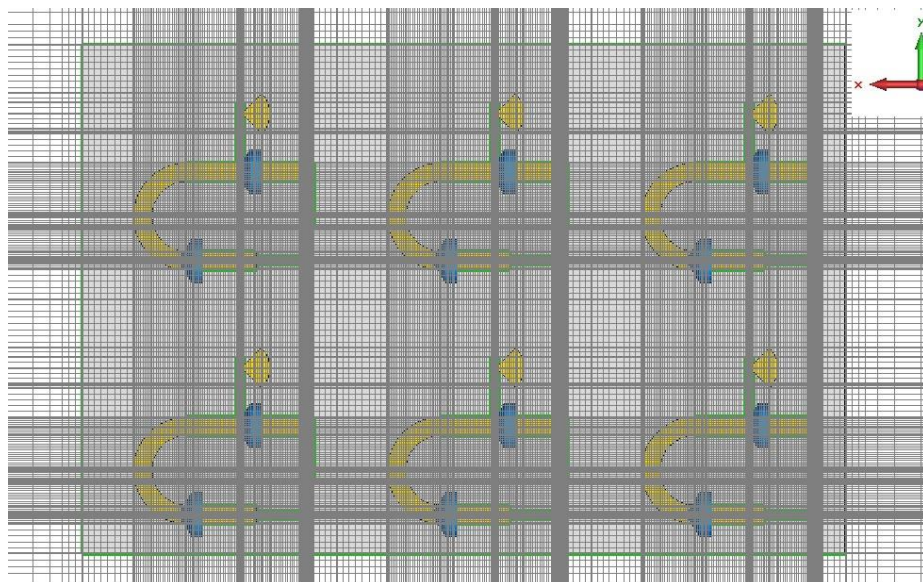
Okrajové podmínky (*Boundaries*) nastaveny ve všech směrech na open (add space).

Záložka Background Properties nastavuje velikost hranic vypočítávané oblasti. Ve směru osy x rozšíření o 20 mm (rovina azimutu), v ose y o 5 mm na obě strany (rovina elevace). Vzdálenost Plane wave portu ve směru osy z je podmíněná velikostí vzdálené zóny a je blíže zkoumána níže.

3.2 Nastavení generování diskretizační sítě

Jedním z klíčových nastavení je generování diskretizační sítě (vytvoření konečně prvkové sítě bodů). Čím bude síť jemnější, tím přesnější budou výsledky simulací, na druhou stranu se zvýší náročnost na výpočet jak časově, tak i z hlediska hardwaru. Při nastavení diskretizační sítě se udává počet bodů výpočtu na vlnovou délku (počítá se vždy s vlnovou délkou nejvyšší použité frekvence simulace). V blízkosti modelu bylo nastaveno 20 bodů na vlnovou délku, ve větší vzdálenosti od reflektoru poté 10 bodů. Tímto nastavením je model velký 2 miliony buněk.

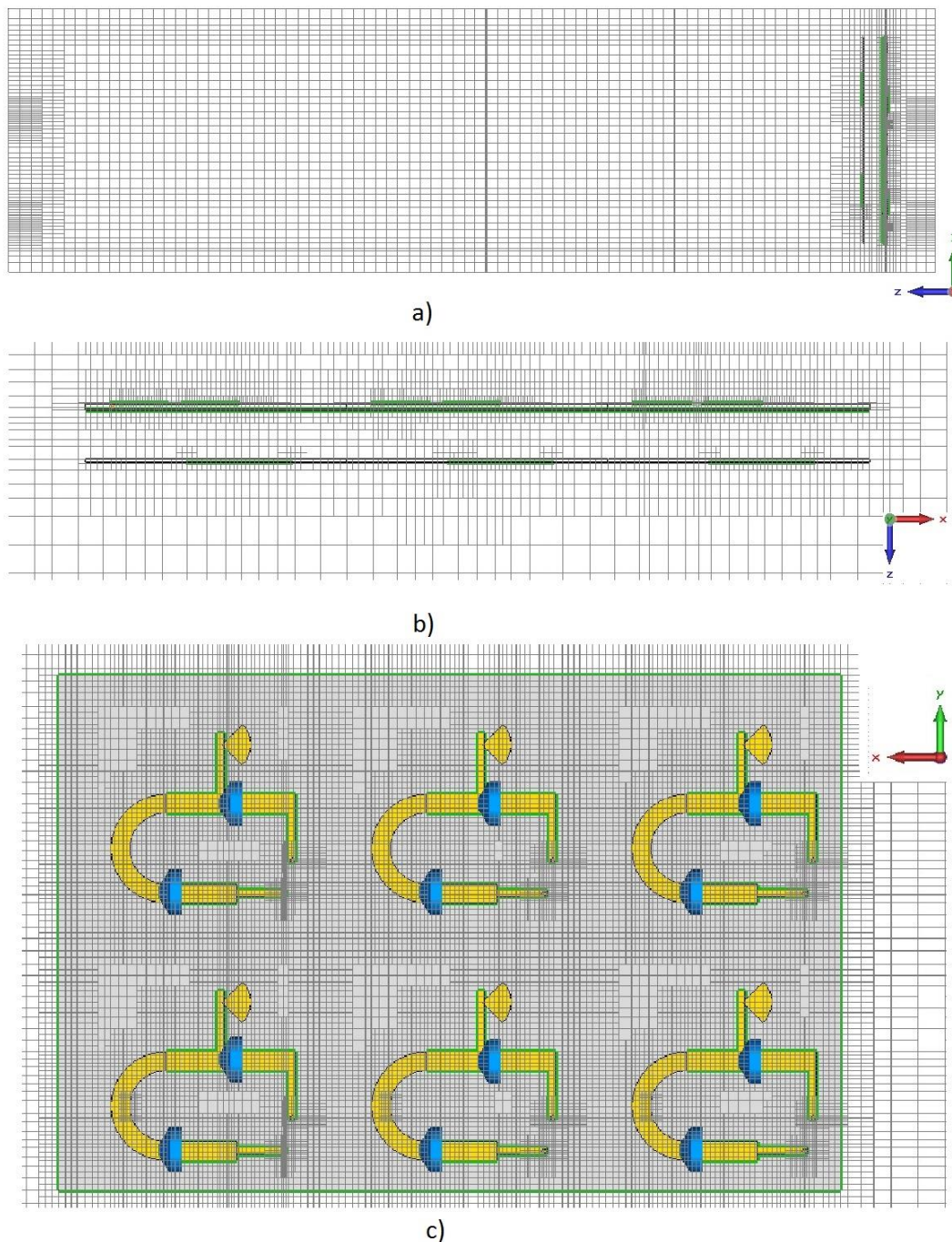
Dále bylo využito lokální diskretizační sítě, to znamená zjemnění sítě v objektech, které jsou kritické pro fungování reflektoru a mají jiný tvar než obdélník či čtverec např. radiální pahýl nebo vedení. Pro všechna vedení šířky $w = 0,8$ mm byla nastavena velikost mřížky 0,1 mm v osách x i y pro vedení všechna. Prokovy jsou nastaveny na krok 0,01 mm v osách x a y. Použitím lokální diskretizační sítě narostl počet buněk na 13 milionů, jak je zobrazeno na obr. 3.2.



Obr. 3.2 Diskretizační síť v řezu xy při použití lokální diskretizace.

V simulaci, kdy je měřený objekt malý vůči celkovému rozměru okrajových podmínek, můžeme s výhodou použít diskretizační funkci *Use subgridding*. Tím je dosaženo značné

redukce buněk v místech, která jsou vzdálena při zachování lokální diskretizační sítě. Celkový počet buněk je redukován na milion, diskretizační síť pro řezy všech os je zobrazena na obr. 3.3. Z obrázku jsou patrná místa s hustou sítí v blízkosti reflektoru.

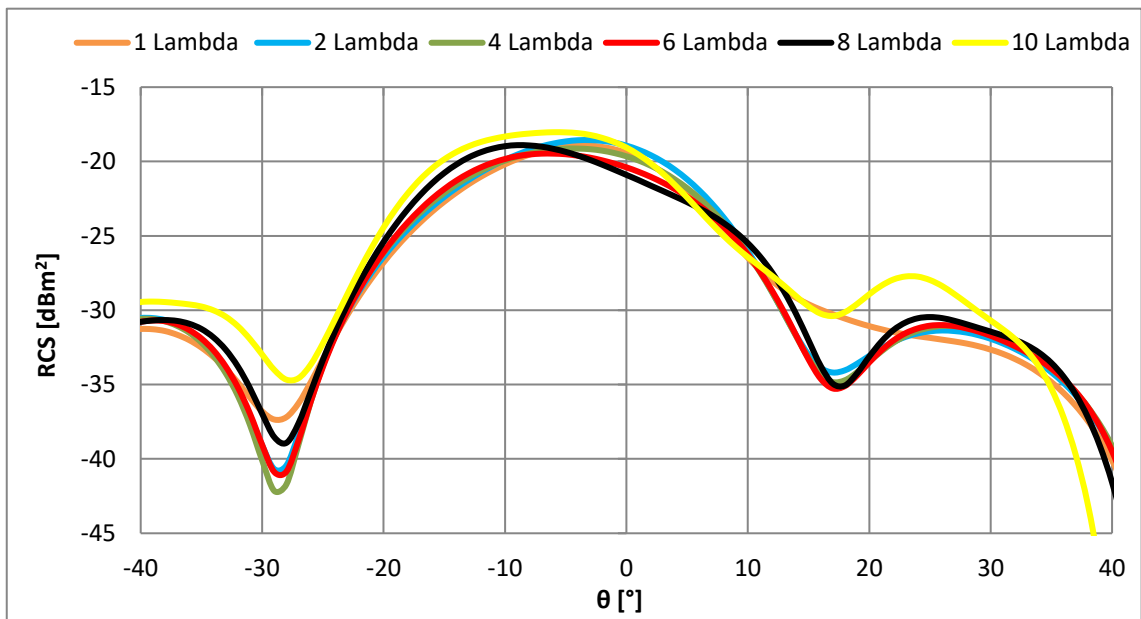


Obr. 3.3 Diskretizační síť vypočítaná funkcí subgridding pro řezy osami a) yz, b) xz, c) xy.

V následujících simulacích byl zvolen za zdroj budícího signálu port pro rovinnou vlnu. Toto řešení je možno použít, pokud by v reálných podmínkách byla anténa ve velké vzdálenosti vůči vlnové délce, tudíž plocha dopadající vlny rovnající se malé ploše reflektoru by se jevila jako rovinná.

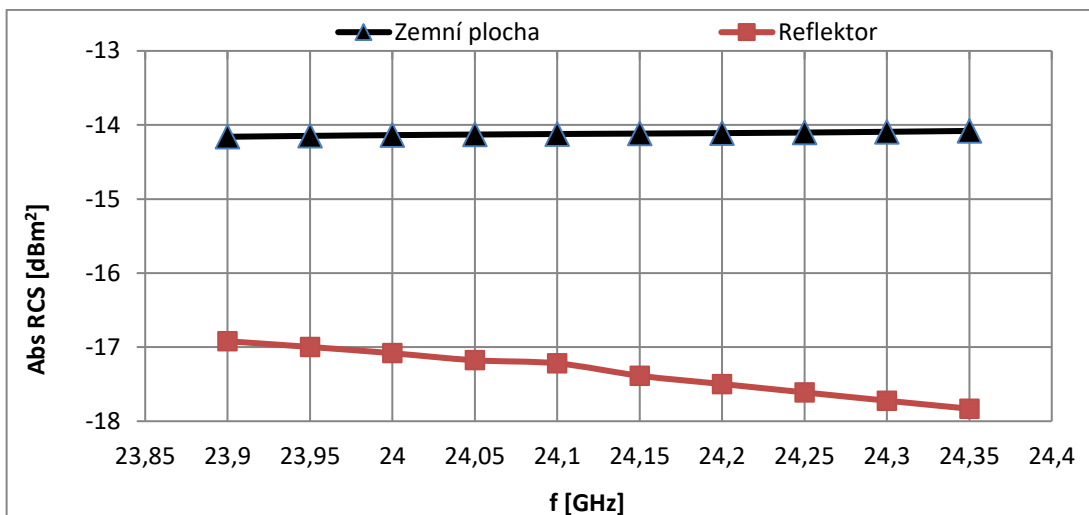
3.3 Okrajové podmínky

Na frekvenci 24,0 GHz bylo provedeno srovnání vzdálenosti budícího portu pro rovinnou vlnu vůči reflektoru. Jak je vidět na grafu obr. 3.4 srovnání bylo provedeno v rozmezí vzdálenosti od 1 vlnové délky až po 10 vlnových délek, kdy jedna vlnová délka je 12,8 mm. Na ose x je vynesena úhel azimutu θ v rozsahu $\pm 40^\circ$, na ose y poté parametr RCS. Z grafu je zřejmé, že natočení hlavního laloku do záporného úhlu je provedeno nejlépe pro vzdálenost 8λ , kde dosahuje hodnoty -10° . Tento poznatek je využit v následujících výpočtech.



Obr. 3.4 Srovnání vzdáleností reflektoru a budícího portu.

Dalším zajímavým poznatkem může být srovnání schopnosti odrážet příchozí vlny reflektoru při nastavení odrazu pod úhlem dopadu (všechny varikapy jsou nastaveny stejně, tudíž nedochází k vychýlení svazku) se zemní plochou o velikosti celého reflektoru. Na obr. 3.5 je graf, který srovnává velikost odraženého výkonu zemní plochy a reflektoru. Zemní plocha odráží prakticky stejný výkon nezávislý na frekvenci, který je větší o více než 3 dB. Rozdíl mezi oběma simulacemi je dán ztrátovostí substrátů a hlavně ztráty na varikapech. U reflektoru dochází s narůstající frekvencí k poklesu odraženého výkonu.

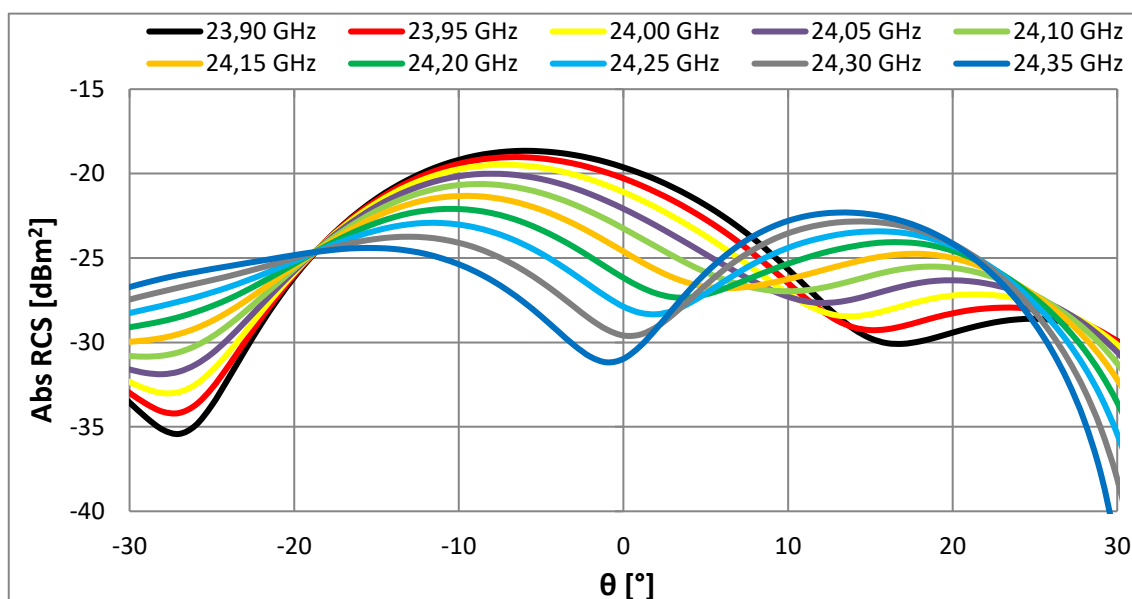


Obr. 3.5 Srovnání odraženého výkonu zemní plochy a reflektoru.

3.4 Výsledky simulací

3.4.1 Směrové charakteristiky

Nejdůležitější výstupní data simulací jsou směrové charakteristiky reflektoru. Chování reflektoru je citlivé na změnu frekvence, jak je zobrazeno na obr. 3.6. Na frekvenci 23,90 GHz je hlavní lalok vychýlen v azimutální rovině o -6° a neprojevuje se vliv postranních laloků. S narůstající frekvencí se hlavní lalok stále více vychyluje od hlavní osy, zároveň se uplatňuje vliv postranního laloku v kladných hodnotách. Při frekvenci 24,25 GHz je úroveň odraženého výkonu stejná pro oba laloky, se zvyšující se frekvencí reflektor přestává fungovat.

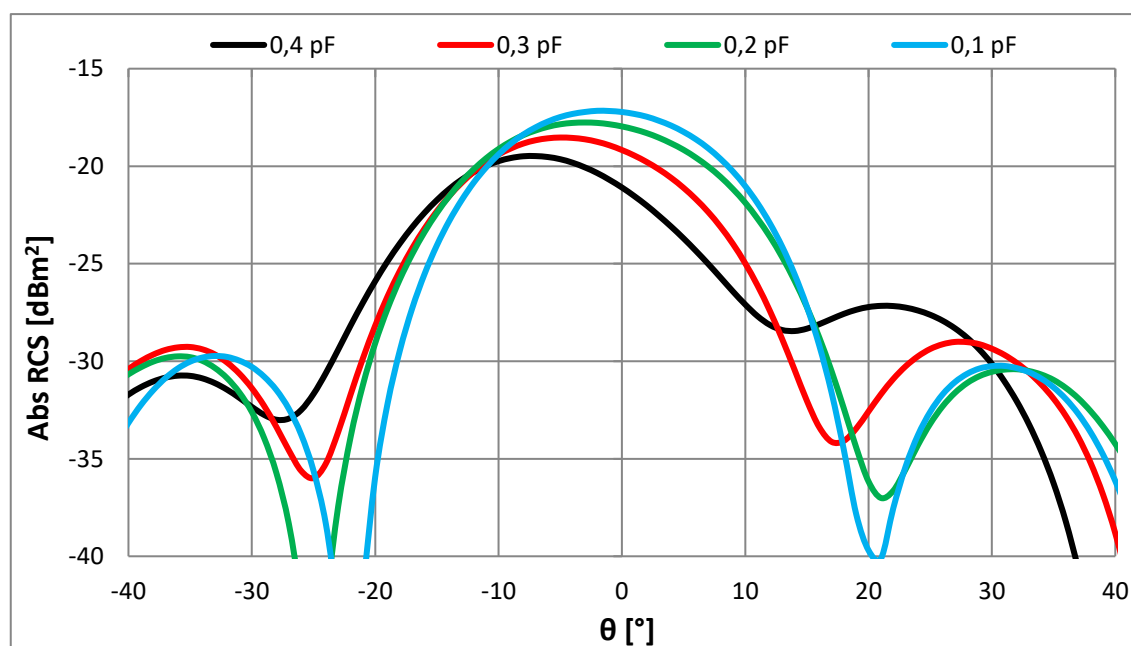


Obr. 3.6 Závislost změny vyzářovací charakteristiky při změně frekvence dopadající vlny.

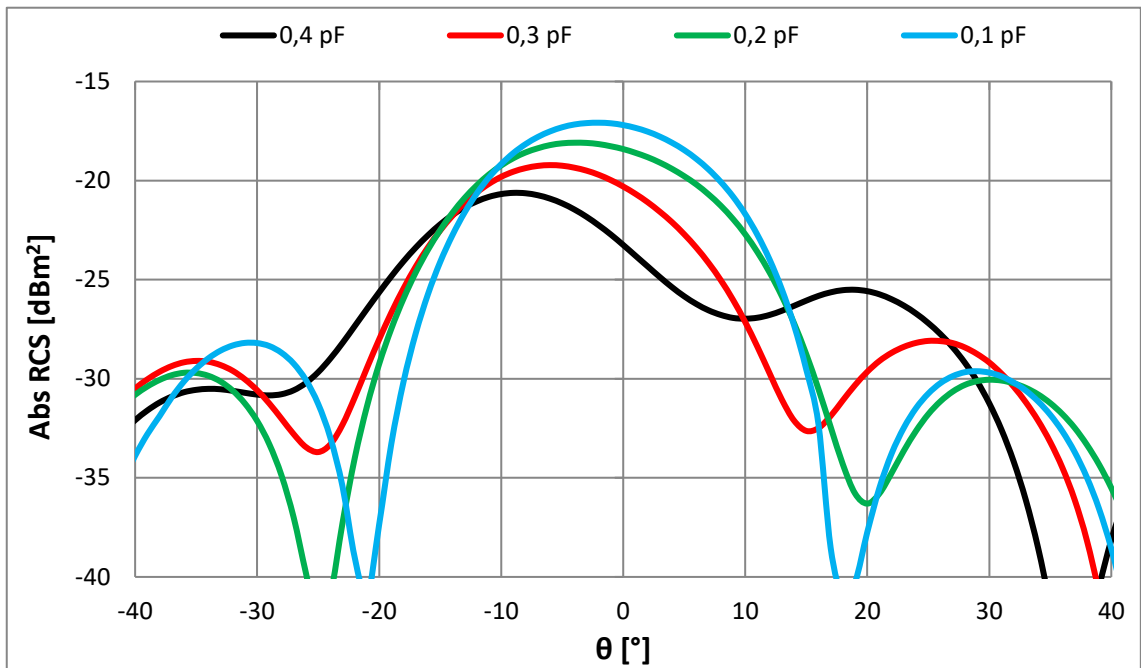
Výsledky jsou prezentovány pro čtyři nastavení kapacity varikapů, a jsou zobrazeny v tabulce 5. Pro stručné prezentování výsledků je vychylování hlavního laloku prováděno pouze do jednoho směru (záporný úhel azimutu). Stejně hodnoty vychýlení v kladném směru osy azimutu lze získat přenastavením kapacity varikapů. Největšího vychýlení -11° (celkový rozsah 22°) bylo dosaženo s rozdílem kapacit mezi sousedními varikaply $S_C = 0,40$ pF na frekvenci 24,20 GHz, bohužel odražený výkon reflektoru byl nejnižší. Data zobrazená v tabulce jsou vynesena v grafech na obr. 3.7 pro frekvenci 24,00 GHz, obr. 3.8 pro frekvenci 24,10 GHz a obr. 3.9 na frekvenci 24,20 GHz.

Tab. 5 Výsledky simulací pro řízení vychylování hlavního laloku.

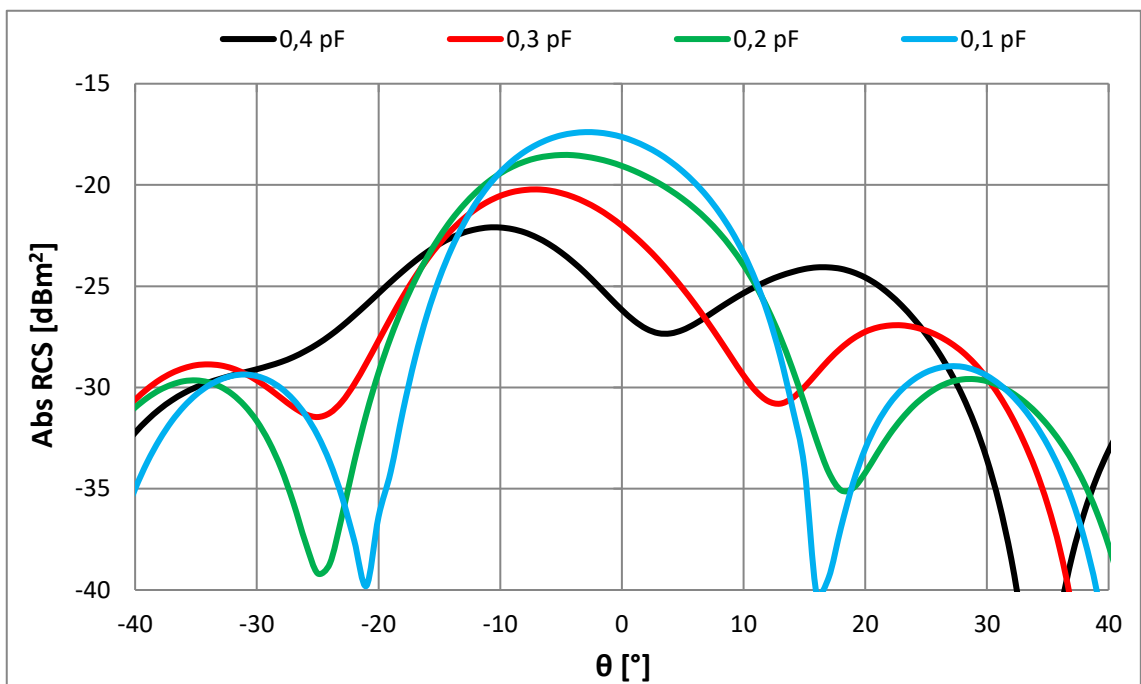
Frekvence [GHz]	Krok [pF]	Horizontální rovina (azimut)	
		Úhel [°]	Výkon RCS [dBm ²]
24,00	0,10	-2	-17,16
	0,20	-3	-17,76
	0,30	-5	-18,53
	0,40	-7	-19,48
24,10	0,10	-2	-17,08
	0,20	-4	-18,09
	0,30	-6	-19,02
	0,40	-9	-20,62
24,20	0,10	-3	-17,39
	0,20	-5	-18,52
	0,30	-7	-20,22
	0,40	-11	-22,10



Obr. 3.7 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,00 GHz.

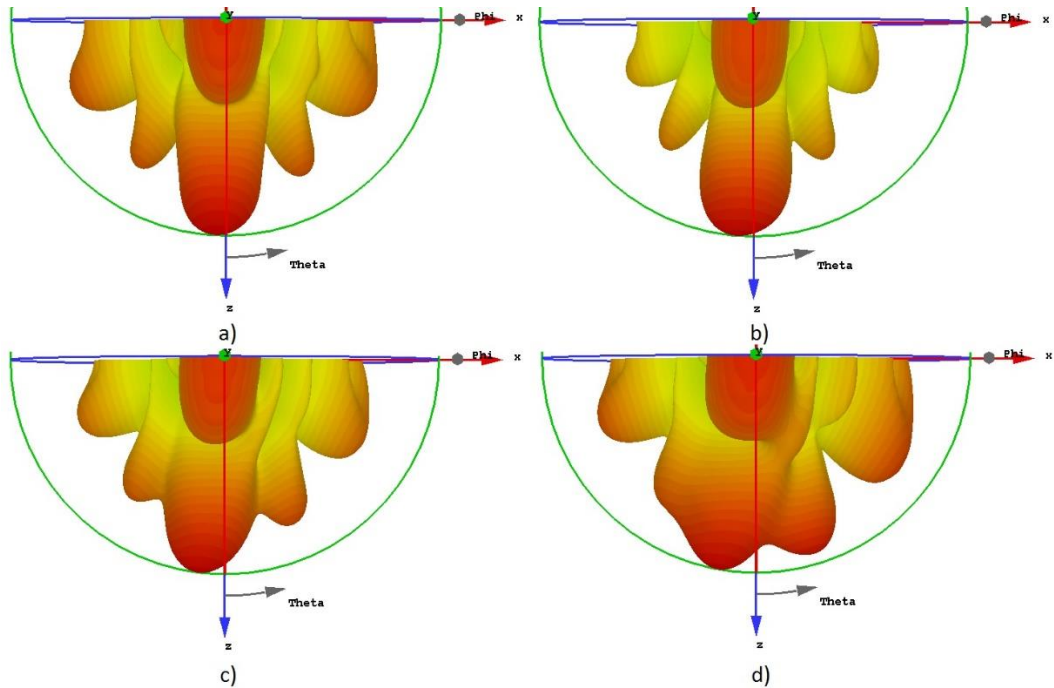


Obr. 3.8 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,10 GHz.



Obr. 3.9 Nastavení hlavního laloku na frekvenci 24,20 GHz.

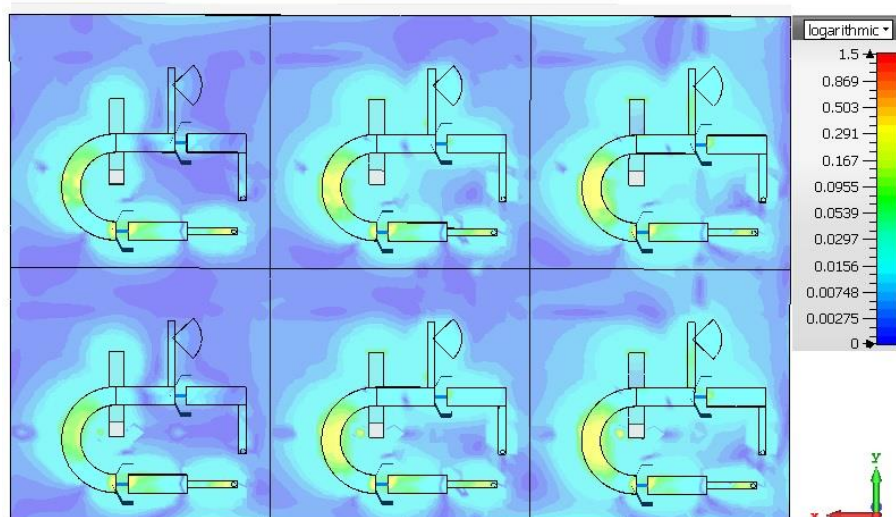
3D vyzářovací charakteristika pro frekvenci 24,20 GHz a pro různá nastavení kapacity varikapů je zobrazena na obr. 3.10.



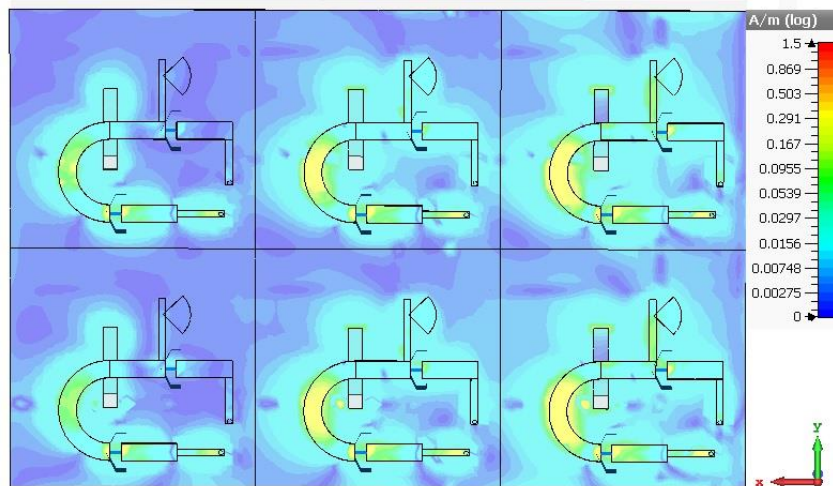
Obr. 3.10 3D vyzářovací charakteristika reflektoru na frekvenci 24,20 GHz, a) krok 0,1 pF, b) krok 0,2 pF, c) krok 0,3 pF, d) krok 0,4 pF.

3.4.2 Rozložení povrchových proudů reflektoru

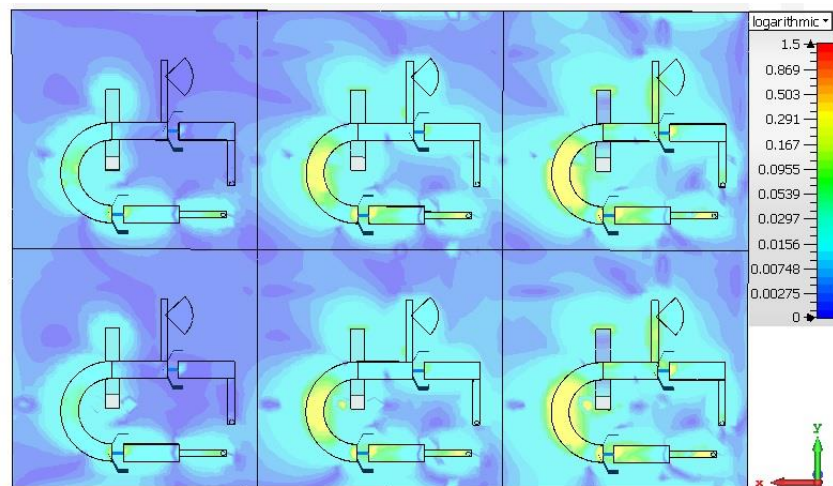
V této kapitole bude zobrazeno rozložení povrchových proudů na mikropáskovém vedení reflektoru na frekvenci 24,00 GHz nastaveném v kapacitách zleva 0,6 pF, 1,0 pF a 1,4 pF. Fáze je zobrazena v rozmezí 0° až 150° . Fáze 180° je shodná s fází 0° , tudíž ji nemá smysl zobrazovat.



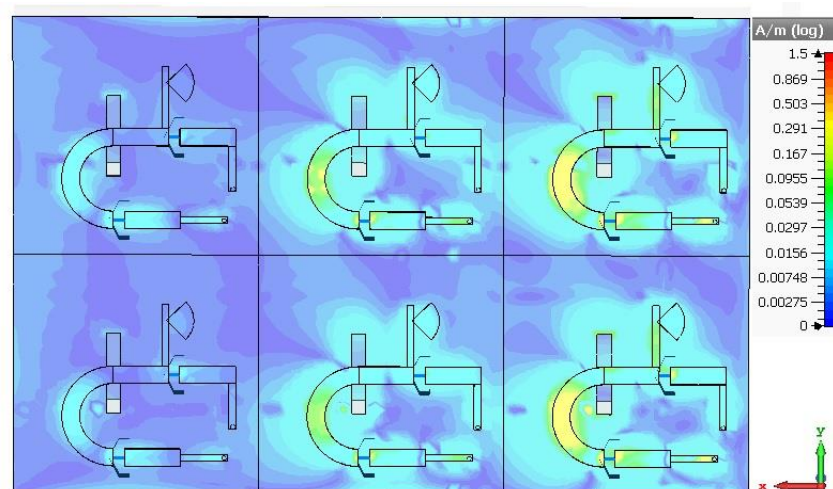
Obr. 3.11 Rozložení povrchových proudů pro fázi 0° .



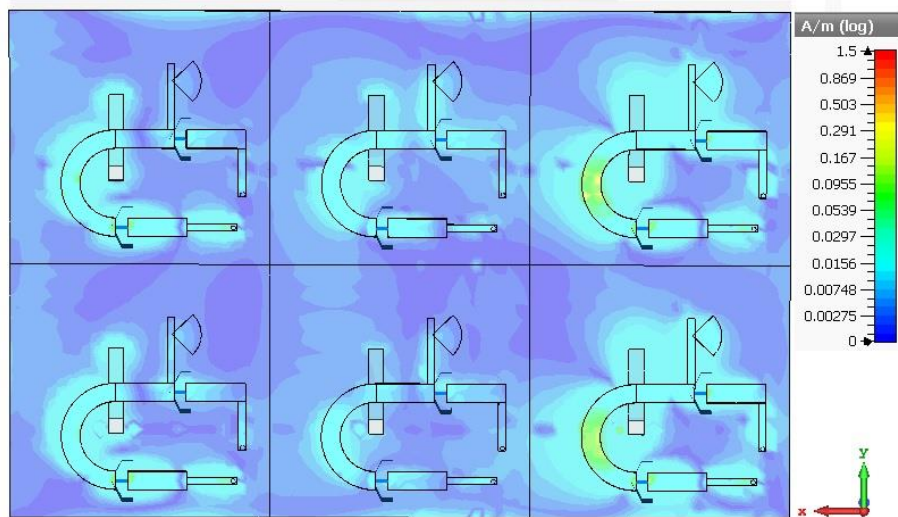
Obr. 3.12 Rozložení povrchových proudů pro fázi 30°.



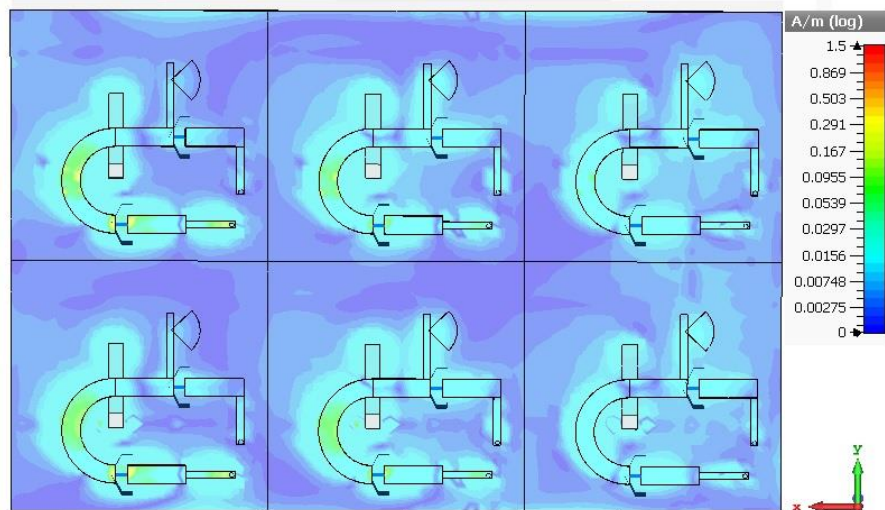
Obr. 3.13 Rozložení povrchových proudů pro fázi 60°.



Obr. 3.14 Rozložení povrchových proudů pro fázi 90°.



Obr. 3.15 Rozložení povrchových proudů pro fázi 120°.



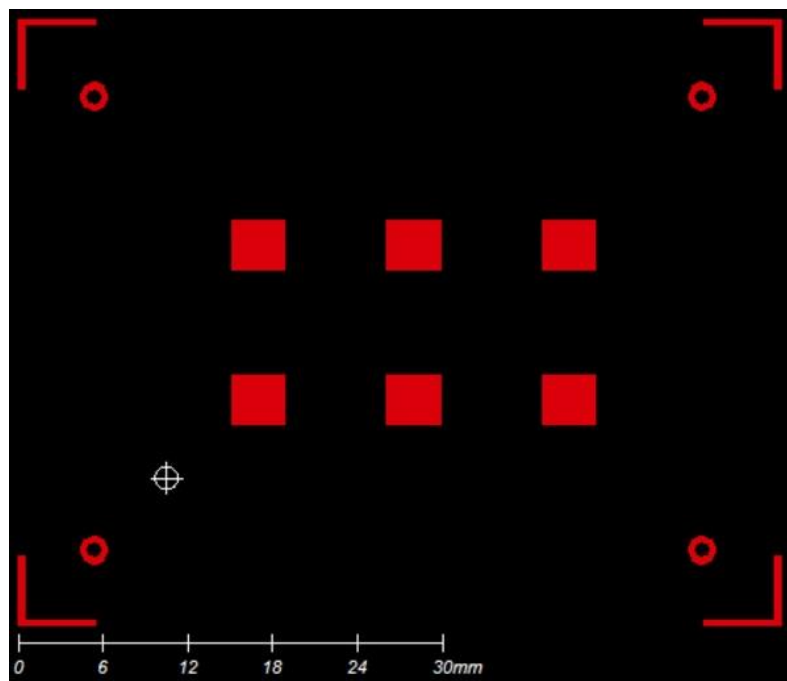
Obr. 3.16 Rozložení povrchových proudů pro fázi 150°.

4 REALIZACE REFLEKTORU A JEHO ŘÍZENÍ

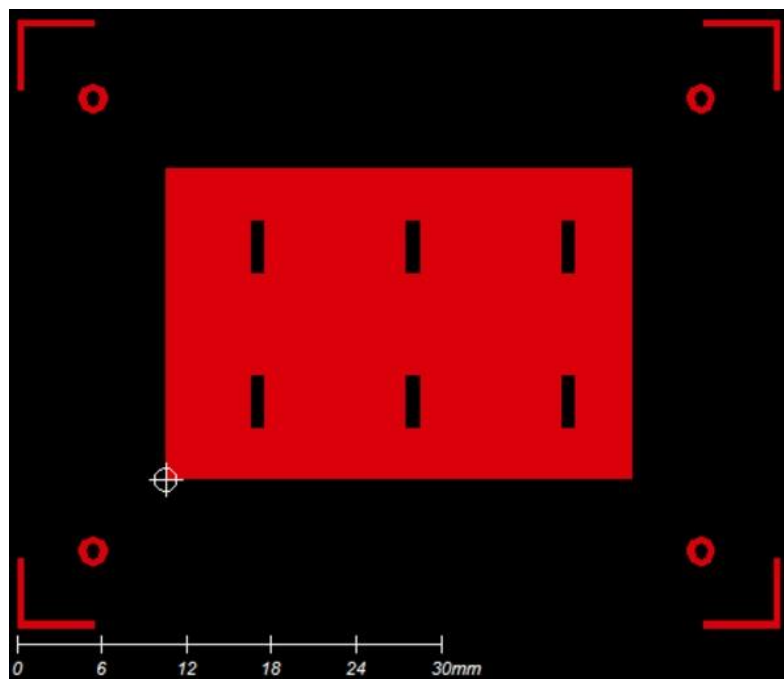
4.1 Realizace reflektoru

Následující podkapitola je věnována realizaci reflektoru, ukázce podkladů pro výrobu. Dílna pro výrobu plošných spojů ústavu UREL zaručuje přesnost výroby šířky vedení či mezery rozměru 0,3 mm. Pro výrobu je nutné z programu CST Microwave Studio vygenerovat řezy modelem, tzv. gerbrové soubory.

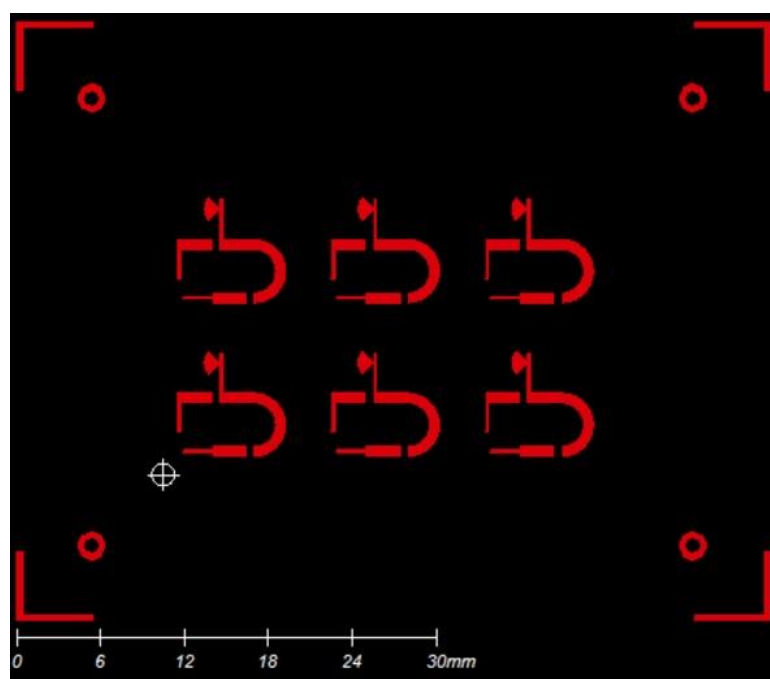
Červenou barvou je na obrázcích vyznačena vrstva měděného pokovu. Celkový rozměr substrátů reflektoru je větší, než reflektor z předchozí kapitoly z důvodu nutnosti ukotvení obou substrátů k sobě pomocí plastových šroubků M3-10 a plastových maticek M3. Na obr. 4.1 je zobrazen motiv pro výrobu prvního substrátu obsahujícího 6 flíčků. Motivy pro druhý substrát jsou zobrazeny na obr. 4.2 pro vrchní stranu obsahující aperturové štěrbiny v zemní ploše, obr. 4.3 ukazuje spodní stranu obsahující mikropáskové vedení s varikapy.



Obr. 4.1 Gerbrový soubor pro výrobu prvního substrátu s flíčky.

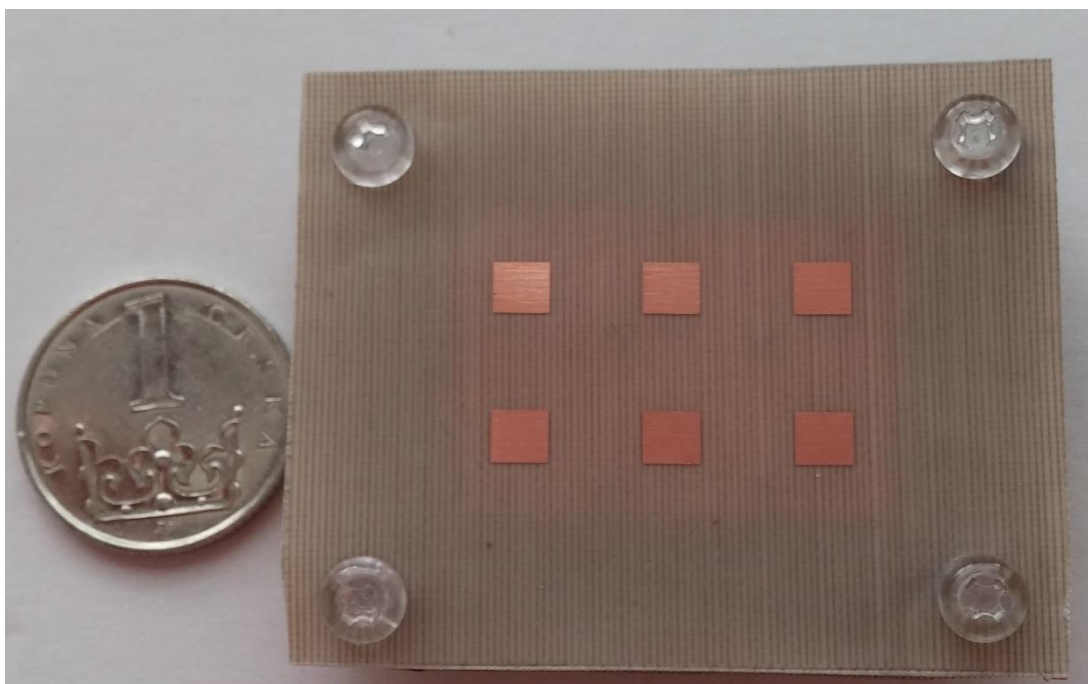


Obr. 4.2 Gerbrový soubor pro výrobu druhého substrátu vrchní strana.

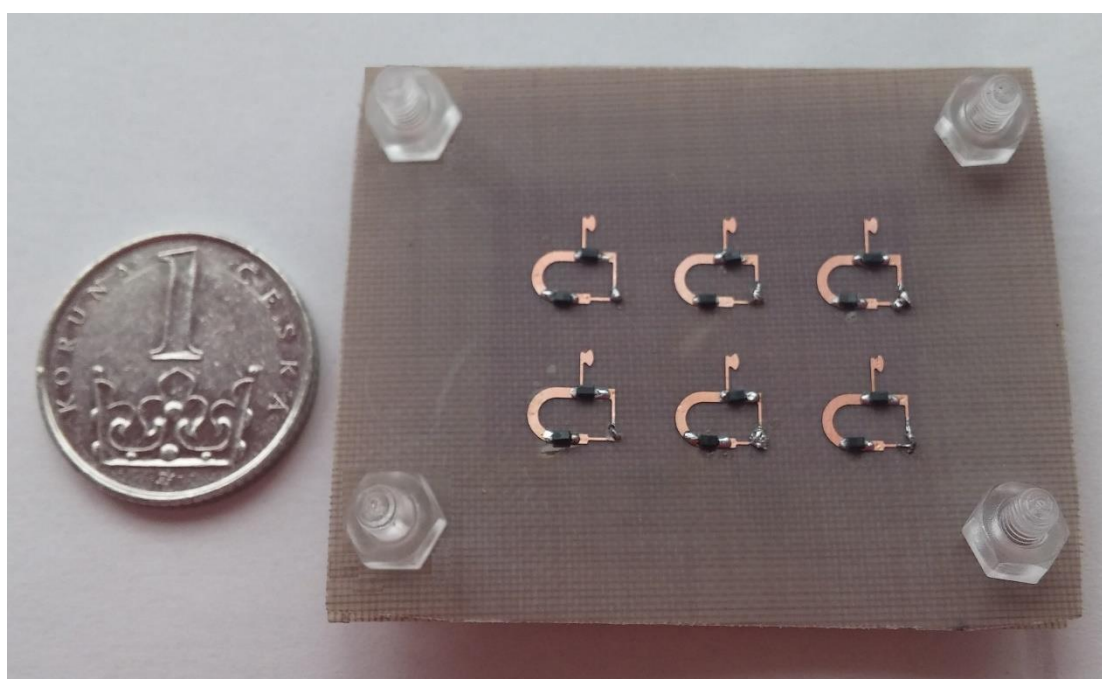


Obr. 4.3 Gerbrový soubor pro výrobu druhého substrátu spodní strana.

Na vyrobených substrátech bylo nutné provrtat fixační otvory pro plastové šroubky a také otvory prokovů čtvrtlínového vedení pahýlů L_3 . Výsledné provedení reflektoru z vrchní strany je zobrazeno na obr. 4.4. Na obr. 4.5 je zobrazena zadní strana reflektoru bez připájeného napájecího vedení.



Obr. 4.4 Fotografie reflektoru – vrchní strana s flíčky.



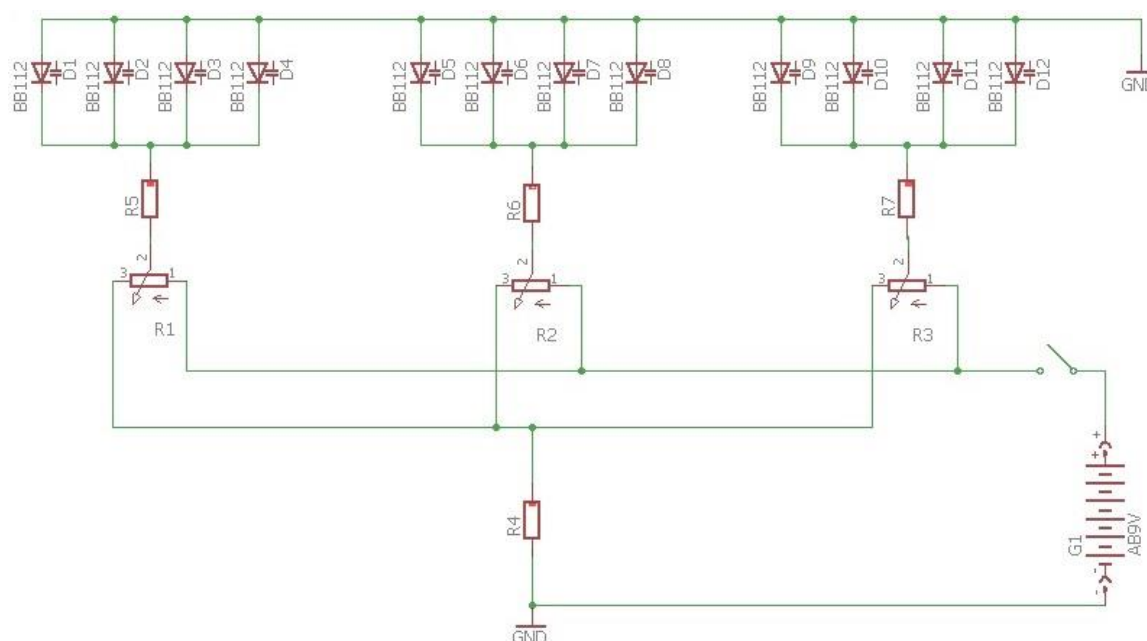
Obr. 4.5 Fotografie reflektoru – spodní strana mikropáskové vedení s varikapy.

4.2 Řízení reflektoru

Základním prvkem pro změnu řídicího napětí připojeného na varikapy jsou tři víceotáčkové potenciometry odporu 3590S 50 k Ω . Jak je patrné z obr. 4.1, zapojení je velmi jednoduché a skládá se z 9V baterie, která je připojena na spínač. Spínač zabrání samovolnému vybíjení baterie.

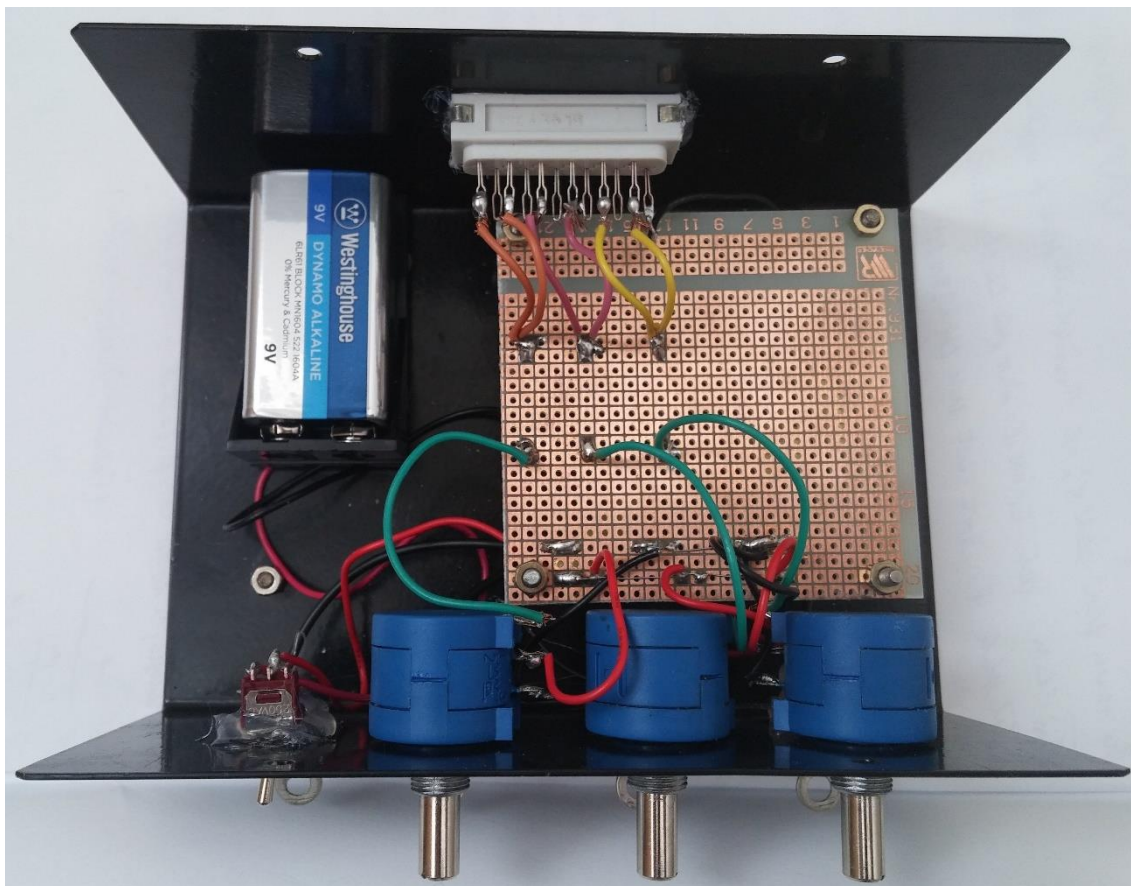
Za spínačem jsou připojeny už zmíněné potenciometry, které jsou zapojeny paralelně. To znamená, že celkový odpor všech tří potenciometrů je 16,66 k Ω . Mezi potenciometry a zemí je zapojen rezistor 1k8 R4, který zajišťuje minimální úroveň napětí přibližně 0,6 V. Za každým potenciometrem je zapojen rezistor 1k2, který omezuje protékající proud a chrání tím varikapy před zničením. Popsaná část schématu je uzavřena v plechové krabici. Vrchní část schématu obsahující diody se nachází na reflektoru.

Pro ověření nastaveného napětí na jednotlivých větvích zapojení jsou na přední straně vyvedeny kontakty pro připojení voltmetru.



Obr. 4.6 Schéma zapojení pro napájecí obvod reflektoru.

Provedení řídicí jednotky je zobrazeno na obr. 4.7. Pro vytvoření obvodu s rezistory byla použita deska univerzálního pájeného spoje. Obrázek 4.8 zobrazuje přední panel řídicí jednotky. Na přední stranu řídicí jednotky jsou vyvedeny ovládací prvky. Patří sem páčkový spínač a otočné ovládače potenciometrů umístěné v první řadě. Ve druhé řadě jsou vyvedeny kontakty pro měření napětí na varikapech. Zleva je kontakt, který je uzemněn, následují kontakty, na kterých je vždy to napětí, které se nastavuje potenciometrem nad daným kontaktem.



Obr. 4.7 Vnitřní uspořádání řídicí jednotky.



Obr. 4.8 Přední strana řídicí jednotky.

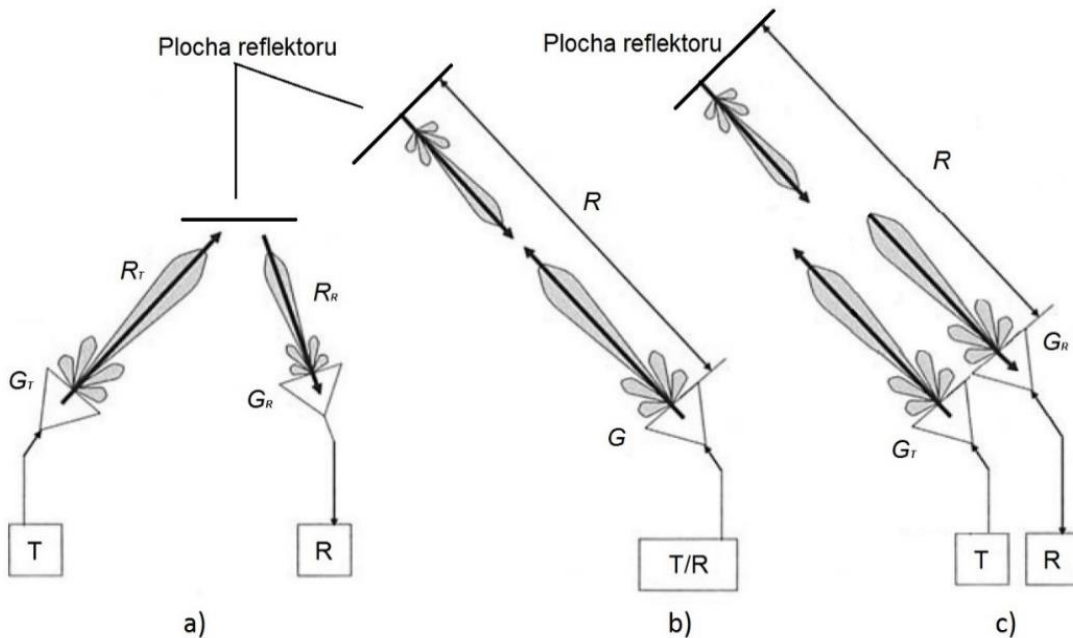
4.3 Měření reflektoru

Ověřit funkčnost reflektoru znamená změřit směrovou charakteristiku, kterou lze měřit více způsoby podle množství potřebných antén a jejich rozmístění. Na obr. 4.2 jsou zobrazeny tři základní principy měření RCS reflektoru. Pro všechny platí, že antény by měly směřovat doprostřed reflektoru, což je vzhledem ke frekvenci 24 GHz poměrně náročné. Odchylna v řádu milimetrů hraje zásadní roli v přesnosti měření.

Prvním je tzv. bistatický RCS. Tato metoda počítá s jednou budicí anténou ve statické poloze, která ozařuje reflektor (na obr. 4.2 označena jako T). Odražená vlna je poté měřena pomocí druhé antény, která je přijímací (na obr. 4.2 označena jako R). S přijímací anténou je nutno pohybovat pro určení úhlu odrazu vln od reflektoru.

Tento způsob je ze všech nejnáročnější na přesné nastavení umístění antén a reflektoru do stejné roviny. V praxi je popsáný typ měření nepoužitelný v anechoické (bezodrazové) komoře ústavu UREL, protože je komora uzpůsobena primárně pro měření směrových charakteristik antén.

Měření bistatického RCS by v komoře teoreticky šlo změřit, znamenalo by to budící anténu (primární zářič) připevnit pomocí konstrukce k reflektoru, vznikla by tak reflektorová anténa. Ta by se umístila na otočné rameno, které by umožňovalo nastavit rozdílný úhel vůči přijímací anténě. Rameno, které by drželo budící anténu u reflektoru, by bylo nutné obložit absorpčním materiálem pro redukování vlivu na minimum. Bohužel i tento způsob by s sebou nesl spoustu problémů při vyladění pracoviště pro správné měření.



Obr. 4.9 a) Bistatický RCS, b) monostatický RCS, c) semi-monostatický RCS.

Druhým typem měření je monostatický RCS, který znamená použití jedné antény jak pro buzení reflektoru, tak pro příjem odražené vlny. Z hlediska nastavení konfigurace měření se jedná o nejjednodušší způsob. Nelze však proměřit celou směrovou charakteristiku, pouze změny amplitudy a fáze odražené vlny na změně konfigurace varikapů reflektoru. Také je u tohoto typu měření problematické vyhodnocení výsledků, protože měříme zpětný napěťový činitel odrazu S_{11} .

Posledním typem je semi-monostatické RCS. Princip je podobný monostatickému RCS, ale využívá se budící i přijímací antény umístěné vedle sebe, jak je zobrazeno na obr. 4.2. Tento způsob je pro přesnost měření vhodnější, neboť se měří přenos mezi anténami S_{21} . Problémem měření je silná vazba mezi anténami, se kterou se musí počítat. Lze potlačit pomocí post-processingu zpracování dat, kdy se výsledek ve frekvenční oblasti převede na časovou oblast pomocí inverzní Fourierovi transformace. V časové oblasti se odfiltruje signál, který není odražen od reflektoru, a takto zpracovaná data jsou převedena pomocí Fourierovi transformace zpět do frekvenční oblasti.

5 ZÁVĚR

Zadáním diplomové práce bylo seznámení se s návrhem reflektoru s elektronickým řízením směrové charakteristiky popsaného v doporučené literatuře [1], který pracuje v pásmu C. Simulacemi byla prověřena funkčnost principu. Následoval vlastní návrh a realizace planárního reflektoru pracujícího v pásmu ISM na frekvenci 24 GHz. Reflektor sestává z fličkových elementů vázaných aperturou k mikropáskovému vedení s varikapu. Diplomová práce se skládá ze čtyř hlavních kapitol.

První kapitola obsahuje seznámení s principy řízení fáze, popis základního prvku reflektoru – buňky složené z fličku aperturovou šterbinou navázaného na mikropáskové vedení. Druhá polovina kapitoly popisuje ověření funkčnosti pomocí počítačové simulace v plně vlnovém programu CST Microwave studio 2015.

Z výsledků je patrné, že reflektor z [1] je schopen směřovat hlavní lalok vyzařovací charakteristiky v rozsahu 5,1 GHz až 5,7 GHz. Tento výsledek plně potvrzuje výsledky autorů původní práce. Nejlepších výsledků je dosaženo na frekvenci 5,2 GHz. Směr odražené vlny lze nastavit v rozsahu 34° v rovině azimutu, v rovině elevace lze nastavit rozsah až 40°. Tento výsledek opět koresponduje s původní prací a potvrzuje funkčnost modelu.

Druhá kapitola seznamuje čtenáře s návrhem reflektorové buňky, ze které bude posléze vytvořena reflektorová řada pro frekvenci 24 GHz. Je zde popsáno určení rozměrů mikropáskového vedení, dále návrh napájecího obvodu umožňující přivedení řídicího napětí na varikapu tak, aby co nejméně ovlivňovalo funkčnost reflektoru. Poslední část kapitoly je věnována určení vhodných rozměrů pro fliček na substrátu a aperturovou šterbinu. Výsledkem této kapitoly jsou všechny důležité rozměry buňky reflektoru uvedené v tabulce 4.

Třetí kapitola popisuje návrh reflektorové řady na frekvenci 24 GHz. Popisuje důležité nastavení simulací v programu CST, mezi které patří nastavení diskretizační sítě, okrajové podmínky a frekvenční rozsah. Dále jsou zde popsány výsledky směrových charakteristik simulací a zobrazení povrchových proudů na mikropáskovém vedení reflektoru.

Reflektor byl pro experiment konfigurován pro řízení směrovosti hlavního laloku pouze v rovině azimutu. Výsledky pro tři frekvence v pásmu ISM 24,125 GHz jsou uvedeny v tabulce 5. Hodnoty RCS se pohybují v rozmezí od -17 do -22 dBm² v závislosti na směr odražené vlny. Jedná se o výsledky pouze pro jednu polorovinu azimutu, vychýlení v opačném směru je samozřejmě možné, stačí pouze změnit nastavení kapacit varikapů. Maximální natočení hlavního laloku je -11° (celkově tedy 22°). Výsledky jsou horší ve srovnání se simulacemi reflektoru na nižší frekvenci z důvodu nižšího počtu použitých buněk. Nižší počet buněk pro vyrobený reflektor byl zvolen s ohledem na cenu součástek a také složitost řízení napájení varikapů při vyšším počtu buněk. Použití malého počtu buněk znamená, že celková plocha reflektoru má plochu pouze 7,62 cm².

Výsledky reprezentují tři grafy směrových charakteristik pro frekvence 24,0 GHz, 24,1 GHz a 24,2 GHz, 3D směrová charakteristika reflektoru a šest obrázků znázorňujících změnu rozložení povrchových proudů elektromagnetických vln na reflektoru při změně fáze.

Poslední čtvrtá kapitola stručně popisuje realizaci reflektoru. Následuje popis navrženého obvodu řídicí jednotky pro ovládání napětí na diodách pomocí tří víceotáčkových potenciometrů napájených 9V baterií. V poslední části jsou popsány tři metody měření reflektoru v bezodrazové komoře.

Reflektor se nepodařilo prakticky odzkoušet z důvodů poškození mikropáskového vedení při pájení vodiče k napájecímu vedení reflektoru. Na výrobu nového motivu reflektoru, oživení a následného proměření už bohužel nezbyl dostatek času.

LITERATURA

- [1] RIEL, M., LAURIN, J. J. Design of an electronically beam scanning reflectarray using aperture-coupled elements, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, vol. 55, no. 5, p. 1260-1266.
- [2] BALANIS, Constantine A. *Modern antenna handbook*. Hoboken, NJ:Wiley, c2008, xviii, 1680 p. ISBN 0470036346
- [3] MILLIGAN, T., A., *Modern antenna design*. 2nd ed. Hoboken: IEEE Press ; John Wiley & Sons, 2005. 614s. ISBN 0-471-45776-0.
- [4] VOLAKIS, John Leonidas. *Antenna engineering handbook*. 4th ed. New York: McGraw-Hill, c2007. ISBN 9780071475747.
- [5] Visser, Hubregt J. *Array and phased array antenna basics*. John Wiley & Sons, 2006, 376 p. ISBN 0-470-87118-0.
- [6] TARGONSKI, S., POZAR D., Analysis and design of microstrip reflectarray using patches of variable size, *IEEE AP-S Symp.*, Jun. 1994, vol. 3, pp. 1820-1823.
- [7] Katalogové listy MG1-100-20 (Aeroflex Circuit Technology) [cit. 2016-12-04]. Dostupné z: <http://www.htmldatasheet.com/aeroflex/mg110020.htm>
- [8] RIEL, M., LAURIN, J.J. Design of a C-band reflectarray element with full phase tuning range using varactor diodes, *IEEE AP-S Symp.*, Jul. 2005, vol. 3A, pp. 622-625.
- [9] SVAČINA, Jiří. *Mikrovlnná integrovaná technika: přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2008, 125 s. ISBN 978
- [10] Katalogové listy SMV1247_SMV1255_Series_200061U (Skyworks) [cit. 2017-2-03]. Dostupné z http://www.skyworksinc.com/Product/538/SMV1247_Series

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

a	délka flíčku [mm]
A	pomocná proměnná
B	pomocná proměnná
b	šířka flíčku [mm]
c	rychlost světla ve vakuu [m/s]
C_0	kapacita přechodu při nulovém napětí [pF]
C_J	kapacita přechodu diody [pF]
C_P	parazitní kapacita diody [pF]
C_T	celková kapacita diody [pF]
d_{cell}	velikost buňky reflektoru [mm]
f	frekvence [GHz]
f_0	rezonanční kmitočet [GHz]
h	tloušťka substrátu [mm]
k	vlnové číslo [-]
L_1	délka kratšího pahýlu [mm]
L_2	délka delšího pahýlu [mm]
L_P	parazitní indukčnost diody [nH]
L_S	délka pahýlu naprázdno [mm]
L_{slot}	délka štěrbin [mm]
r_0	poloměr radiálního pahýlu [mm]
R_S	sériový odpor varikapu [Ω]
S_{11}	napěťový činitel odrazu portu 1 [dB]
S_{12}	přenos z portu 2 do portu 1 [dB]
S_{21}	přenos z portu 1 do portu 2 [dB]
S_{22}	napěťový činitel odrazu portu 2 [dB]
S_c	kapacitní rozdíl [pF]
t	tloušťka mikropáskového vedení [mm]
$tg\delta$	ztrátový činitel substrátu [-]
t_m	tloušťka substrátu s flíčky [mm]
t_s	tloušťka substrátu s mikropáskovým vedením [mm]
t_v	tloušťka vzduchové mezery [mm]
v	mezera pro varikap [mm]

V_R	napětí přivedené na diodu [V]
w	šířka mikropásku [mm]
w_n	šířka napájecího mikropásku [mm]
W_{slot}	šířka štěrbin [mm]
X_d	reaktance diody [Ω]
Z	impedance [Ω]
Z_0	charakteristická impedance [Ω]
Z_d	impedance diody [Ω]
Z_t	zakončovací impedance [Ω]
γ	gama [-]
Γ_e	činitel odrazu rovinné vlny od flíčku [-]
Γ_t	činitel odrazu od zakončovací impedance Z_t [-]
$\Delta\Psi$	rozdíl fáze [$^\circ$]
ε_r	relativní permitivita [-]
θ	azimut (-180 $^\circ$ až 180 $^\circ$)
λ	vlnová délka [mm]
λ_0	délka vlny na substrátu [mm]
ϕ	elevace (-90 $^\circ$ až 90 $^\circ$)
AF	Array factor, skupinová funkce záření
ISM	Industrial, scientific and medical radio bands, volná frekvenční pásma
RCS	Radar cross section, efektivní odrazová plocha
RF	Radio frequency, rádiové kmitočty
PESA	Passive electronically scanned array, pasivní elektronická skenovaná řada
AESA	Active electronically scanned array, aktivní elektronická skenovaná řada
UREL	Ústav radioelektroniky

SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK

Název	Počet kusů
Držák baterie 1x9V BH9VA	1
Metalizovaný rezistor RM 1k2 0309	3
Metalizovaný rezistor RM 1k8 0207	1
Páčkový spínač P-KNX135	1
Plastová matice KSS PN-3K, M3	8
Plastový šroub KSS PF-310K, M3x10	4
Plechová přístrojová krabička AH311	1
Potenciometr víceotáčkový 3590S 50K	3
Substrát CuClad 217	2
Univerzální spoj 160x100 RM 2,54	1
Baterie alkalická Westinghouse 6LR61 9V Dynamo alkalická	1