

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2022

Bc. Josef Mička



# 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

## FLÍČKOVÁ ANTÉNNÍ ŘADA PRO PÁSMO IFF

PATCH ANTENNA ARRAY FOR IFF BAND

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Josef Mička

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

BRNO 2022

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Bc. Josef Mička

**ID:** 203290

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2021/22

**NÁZEV TÉMATU:**

## Flíčková anténní řada pro pásmo IFF

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte anténní řadu pro střední frekvence 1,03 GHz a 1,09 GHz se šířkou každého pásma 20 MHz. V těchto pásmech musí mít anténa PSV menší než 1,5 a zisk alespoň 12 dBi. Dovolena maximální šířka antény je 0,5 m a délka 1,0 m. Pro splnění zadaného požadavku prostudujte a následně využijte metody ke zvýšení zisku a šířky pásma antény pomocí napájecí sítě založené na napájení jednotlivých prvků štěrbinami. Anténní řadu modelujte a optimalizujte ve vhodném programu s cílem dosažení požadovaných parametrů.

Navrženou anténu realizujte a experimentálně ověřte její vlastnosti. Diskutujte dosažené výsledky.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ABDELGWAD, Ahmad. Microstrip Patch Antenna Enhancement Techniques. International Journal of Electronics and Communication Engineering (IJECE). Tainan City: International Research Publication House, 2018, 2018(12), 8. ISSN 0974-2166. Dostupné z: [doi:doi.org/10.5281/zenodo.1474773](https://doi.org/10.5281/zenodo.1474773)

[2] BALANIS, Constantine. Antenna Theory: Analysis and Design. 3. New Jersey: Wiley, 2005. ISBN 0-471-66782-X Printed.

**Termín zadání:** 11.2.2022

**Termín odevzdání:** 25.5.2022

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**  
předseda rady studijního programu

### 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**

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací anténního pole pro pásmo IFF. Návrh zahrnuje simulaci anténního elementu a návrh napájecí sítě pro anténní pole. Anténní prvek je navržen jako širokopásmový a v každém pásmu vykazuje *PSV* nižší než 1,5. Pro dosažení požadované šířky pásma jsou použity dva flíčky umístěné nad sebou. Flíčky jsou napájeny pomocí štěrbin. Pro napájení je použito asymetrické stripline vedení. Simulované anténní pole vykazuje dobré vlastnosti z hlediska impedančního přizpůsobení i zisku. V závěrečné části diplomové práce jsou porovnány změřené výsledky zhotoveného anténního pole s výsledky simulací. Na závěr je uveden pokus o vylepšení *PSV* zhotoveného anténního pole.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

stripline, vícevrstvá anténa, napájení štěrbinou, anténní pole

## **ABSTRACT**

This master thesis deals with designing and implementing an antenna array for the IFF band. The design includes an antenna element simulation and a feeding network design for the antenna array. The antenna element is designed as broadband and has an SWR of less than 1.5 in each band. Two stacked patches are used to achieve the required bandwidth. The patches are fed through a slot. An asymmetric stripline line is used for the feeding network. The simulated antenna array shows good impedance matching and gain properties. The final part of the master thesis compares the measured results with the simulated results. Finally, an attempt is made to improve the SWR of the manufactured antenna array.

## **KEYWORDS**

stripline, multilayer antenna, aperture-coupled, antenna array



MIČKA, Josef. *Flíčková anténní řada pro pásmo IFF*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2022, 55 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

## Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení autora:** Bc. Josef Mička  
**VUT ID autora:** 203290  
**Typ práce:** Diplomová práce  
**Akademický rok:** 2021/22  
**Téma závěrečné práce:** Flíčková anténní řada pro pásmo IFF

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 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\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Dále děkuji panu Ing. Matějovi Martincovi za odbornou pomoc při fyzické realizaci antény a následném měření.

# Obsah

Úvod	12
<b>1 Flíčkové antény</b>	<b>13</b>
1.1 Flíček	13
1.2 Metody napájení flíčku	13
<b>3 Mikropáskové a stripline vedení</b>	<b>15</b>
3.1 Mikropáskové vedení	15
3.2 Stripline vedení	15
<b>4 Návrh anténního prvku</b>	<b>16</b>
4.1 Návrh flíčku	16
4.2 Návrh napájení štěrbinou	16
4.3 Potlačení vlivu parallel-plate vedení	18
4.4 Impedanční přizpůsobení anténního prvku	20
<b>5 Návrh stripline vedení</b>	<b>22</b>
<b>6 Navržený anténní element</b>	<b>24</b>
<b>7 Návrh anténního pole</b>	<b>27</b>
7.1 Vychýlení hlavního laloku	28
7.2 Výsledné anténní pole	28
<b>8 Návrh napájecí sítě</b>	<b>31</b>
8.1 Dělení výkonu	31
8.2 Transformace impedance	32
8.2.1 Čtvrtvlnná transformace	32
8.2.2 Binomiální rozložení	33
8.2.3 Chebyshevovo rozložení	34
8.3 Simulace a porovnání transformačních metod	35
8.4 Geometrické rozměry vedení	37
<b>9 Zhotovené anténní pole</b>	<b>38</b>
<b>10 Měření anténního pole</b>	<b>40</b>
10.1 Měření vyzařovacího diagramu	40
10.2 Měření PSV	40
10.3 Výsledky měření	40

<b>11 Úpravy antény a nové měření</b>	<b>44</b>
11.1 Úprava umístění konektoru . . . . .	44
11.2 Vylepšení mechanické konstrukce . . . . .	46
<b>Závěr</b>	<b>50</b>
<b>Literatura</b>	<b>51</b>
<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>53</b>

# Seznam obrázků

3.1	Mikropáskové vedení . . . . .	15
3.2	Stripline vedení . . . . .	15
4.1	Nákres anténního prvku . . . . .	16
4.2	Nákres anténního prvku – pohled z boku . . . . .	17
4.3	Nákres anténního prvku – pohled shora na flíčky . . . . .	17
4.4	Velikost elektrického pole v řezu asymetrického stripline vedení se šterbinou ( $f = 1030$ MHz, $h_{s1} = 3$ mm, $h_{s2} = 0,8$ mm, $W_f = 1,2$ mm, $Z_0 = 48,2 \Omega$ ) . . . . .	18
4.5	Velikost elektrického pole v řezu symetrického stripline vedení se šter- binou ( $f = 1030$ MHz, $h_{s1} = 0,8$ mm, $h_{s2} = 0,8$ mm, $W_f = 1,2$ mm, $Z_0 = 38,2 \Omega$ ) . . . . .	18
4.6	Nákres anténního prvku – pohled shora na šterbinu . . . . .	19
4.7	Vliv parametru $W_{\text{stub}}$ na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram . . . . .	21
4.8	Vliv parametru $L_{\text{stub}}$ na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram . . . . .	21
4.9	Vliv parametru $h_{A2}$ na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram . . . . .	21
4.10	Vliv parametru $h_A$ na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram . . . . .	21
5.1	Výřez okna programu <i>Saturn PCB Design Toolkit Version 8.06</i> . . . . .	22
5.2	Šířka stripline vedení v závislosti na jeho charakteristické impedanci . . . . .	23
6.1	<i>PSV</i> navrženého anténního prvku . . . . .	25
6.2	Realizovaný zisk anténního elementu . . . . .	25
6.3	Vyzařovací diagram anténního elementu rovině E (XZ–elevace) . . . . .	26
6.4	Vyzařovací diagram anténního elementu rovině H (YZ–azimut) . . . . .	26
7.1	Nákres anténního pole . . . . .	27
7.2	Čtyřportové napájení pole . . . . .	28
7.3	Vychýlení maxima hlavního laloku v závislosti na fázovém posunu napájecího signálu . . . . .	29
7.4	Simulované <i>PSV</i> anténního pole . . . . .	30
7.5	Simulovaný realizovaný zisk anténního pole v závislosti na frekvenci . . . . .	30
8.1	Schéma transformátorů impedance . . . . .	35
8.2	Simulovaný parametr $S_{11}$ pro různé transformační vedení . . . . .	36
9.1	Zhotovené anténní pole . . . . .	38
9.2	Sub. 1 – spodní strana . . . . .	38
9.3	Sub. 1 – horní strana . . . . .	38

9.4	Sub. 2 – spodní strana . . . . .	39
9.5	Sub. 2 – horní strana . . . . .	39
9.6	Podpůrná konstrukce . . . . .	39
10.1	Referenční měření . . . . .	41
10.2	Měření vyzařovací charakteristiky anténního pole . . . . .	41
10.3	Naměřené <i>PSV</i> anténního pole . . . . .	42
10.4	Vyzařovací diagram v rovině E (XZ – elevace) anténního pole, X – křížová složka polarizace . . . . .	43
10.5	Vyzařovací diagram v rovině H (YZ – azimut) anténního pole, X – křížová složka polarizace . . . . .	43
11.1	Původní konektor (připájen na zemní plochu) . . . . .	44
11.2	Původní konektor (připájen ke stripline vedení) . . . . .	44
11.3	Nový konektor (horní strana antény) . . . . .	45
11.4	Horní substrát (otvor pro střední vodič konektoru) . . . . .	45
11.5	Střední vodič konektoru připájený ke stripline vedení . . . . .	45
11.6	Zahloubení do spodního substrátu . . . . .	45
11.7	Naměřené <i>PSV</i> po výměně konektoru . . . . .	46
11.8	Navrtný plech tloušťky 3 mm . . . . .	47
11.9	Sešroubovaná anténa s plechem . . . . .	47
11.10	Přišroubovaný plech ze spodní strany . . . . .	47
11.11	Hrana olepená hliníkovou páskou . . . . .	47
11.12	Naměřené <i>PSV</i> po zpevnění konstrukce pomocí plechu . . . . .	48
11.13	Nákres umístění děr pro přídavné šrouby . . . . .	49

# Seznam tabulek

6.1	Rozměry navrženého anténního prvku . . . . .	24
6.2	Souhrn simulovaných parametrů anténního elementu . . . . .	25
7.1	Rozměry navrženého anténního pole . . . . .	29
8.1	Hodnoty impedancí pro binomiální rozložení 3. řádu . . . . .	33
8.2	Impedance úseků vedení pro čtvrtvlnný, binomiální a Chebyshevův transformátor . . . . .	36
8.3	Teoreticky určený a simulovaný parametr $S_{11}$ na vstupu jednotlivých úseků . . . . .	36
8.4	Šířka úseků vedení binomiálního transformátoru . . . . .	37
10.1	Parametry měřicí/referenční antény R&S®HL562E ULTRALOG . . . . .	40
10.2	Souhrn simulovaných parametrů anténního pole . . . . .	42



# Úvod

IFF (Identification, Friend or Foe) je vojenská technologie určená pro identifikaci vlastních a cizích cílů. Tato technologie se řadí mezi tzv. sekundární radary (SSR – Secondary Surveillance Radar). Kromě IFF se do této kategorie také řadí civilní systémy ATCRBS (Air Traffic Control Radar Beacon System). Systémy SSR jsou založeny na komunikaci mezi interogátorem a transpondérem, kdy interogátor je umístěn na pozemním stanovišti a transpondér na pohyblivém dopravním prostředku. Komunikace probíhá obousměrně tak, že interogátor odesílá kódovaný signál a transpondér následně odpovídá [1].

Navrhovaný anténní systém má být určen pro pracovní pásma se středními kmitočty 1030 MHz a 1090 MHz. Z pohledu zadání je potřeba provést návrh tak, aby  $PSV$  na vstupu antény bylo menší než 1,5, zisk dosahoval alespoň 12 dBi a maximum hlavního laloku bylo vychýleno o  $10^\circ$  v elevaci. Dále nesmí být překročena velikost antény  $1\text{ m} \times 0,5\text{ m}$ . S ohledem na vyzařovací diagram byly zadány další požadavky, které však nejsou kritické. Tyto parametry jsou šířka hlavního laloku v azimutu  $20^\circ \pm 3^\circ$ , šířka hlavního laloku v elevaci  $45^\circ \pm 2^\circ$  a potlačení postranních laloků v azimutu alespoň o 21 dB a v elevaci alespoň o 16 dB.

Anténní pole má pracovat v pásmech od 1020 MHz do 1040 MHz a od 1080 MHz do 1100 MHz, tudíž může být anténa realizována jako dvoupásmová nebo širokopásmová pracující od 1020 MHz do 1100 MHz. Pokud bude k anténě přistupováno jako k širokopásmové, bude muset vykazovat dobré vlastnosti v šířce pásma 80 MHz, tj. přibližně 7,5%. Běžné flíčkové antény realizované na substrátu dosahují impedanční šířky pásma řádově jednotek procent, a to pro  $PSV < 2$  [4]. Z tohoto pohledu je návrh širokopásmové flíčkové antény pro přísnější požadavek  $PSV < 1,5$  zajímavým problémem.

Způsobů pro zvětšení šířky pásma flíčkových antén bylo v minulosti publikováno více. Obvykle se jedná o vytvoření slotů ve flíčku, např. slot tvaru písmene „U“ [3], nebo dva obdélníkové sloty, čímž vznikne flíček tvaru písmene „E“ [2]. Další možností řešení je použití více flíčků umístěných nad sebou, kdy je možné docílit šířky pásma až 20% pro  $PSV < 1,5$ , nebo dokonce 44% za cenu poklesu předozadního poměru [9].

# 1 Flíčkové antény

Flíčkové antény, též nazývané mikropáskové, fungují jako planární rezonátory, které vyzařují ze svých hran. Tyto antény jsou tvořeny vodivým obrazcem, tzv. flíčkem, umístěným nad zemní plochou. Prostor mezi zemní plochou a flíčkem je obvykle vyplněn dielektrikem. Flíčkové antény lze vyrobit běžně používanými metodami pro výrobu plošných spojů [4].

## 1.1 Flíček

Flíček je tvořen vodivou plochou libovolného tvaru, přičemž nejpoužívanějším tvarem je čtverec nebo obdélník. Pro návrh rozměrů flíčku se běžně používá model vedení. Tento popis je dobře funkční pro planární antény s relativně malou výškou substrátu  $h$ . Rozměry flíčku v tomto modelu lze přibližně určit pomocí vztahů 1.1 a 1.2, kde  $W_p$  je šířka flíčku,  $L_p$  je rezonanční délka flíčku a  $c$  je rychlost světla. Délka flíčku  $L_p$  má zásadní vliv na rezonanční frekvenci antény  $f$ .

$$W_p = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.1)$$

$$L_p = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta \quad (1.2)$$

$\varepsilon_r$  je relativní permitivita prostředí a  $\varepsilon_{\text{reff}}$  je efektivní relativní permitivita, kterou lze přibližně určit ze vztahu 1.3. Vlivem rozptylových polí se rezonanční délka flíčku prodlužuje o  $\Delta$  na obou okrajích. Aby anténa rezonovala na požadované frekvenci, je potřeba flíček zkrátit o  $2\Delta$ . Prodloužení lze přibližně vypočítat vztahem 1.4 [4].

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W_p}\right)^{-1/2} \quad (1.3)$$

$$\Delta = 0,412 \frac{\varepsilon_{\text{reff}} + 0,300 W_p/h + 0,262}{\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258 W_p/h + 0,813} h \quad (1.4)$$

## 1.2 Metody napájení flíčku

Napájení flíčkové antény lze realizovat pomocí sondy nebo šterbiny. Napájení sondou umožňuje přesně definovat bod napájení a změnou tohoto bodu lze snadno měnit impedanční přizpůsobení antény [4]. Nevýhodou tohoto řešení však je galvanické propojení flíčku a napájecího vedení. Toto propojení lze v případě výroby flíčkové antény na substrátu realizovat prokovem. Při použití vzduchového substrátu však již propojení pomocí prokovu není možné a je nutné provést propojení jiným způsobem, např. vytvořit sondu z drátu. Napájení pomocí šterbiny nevyužívá galvanické

propojení, ale šterbinu vytvořenou v zemní ploše pod flíčkem. Z hlediska fyzické realizace lze napájení šterbinou považovat za jednodušší.

### 1.3 Vazba mezi vedením a šterbinou

Pro získání vazby mezi vedením a šterbinou je potřeba na vedení vytvořit maximum stojatého vlnění proudu, které by mělo vzniknout v místě šterbiny. Toho lze docílit dvěma způsoby, a to zakončením vedení nakrátko nebo naprázdno. Vedení zakončené nakrátko je galvanicky propojeno pomocí prokova se zemní plochou na vzdálenějším okraji šterbiny. Na konci vedení zakončeného nakrátko vznikne stojaté vlnění s maximem proudu. V případě vedení zakončeného naprázdno je potřeba vedení prodloužit o přibližně čtvrtinu vlnové délky  $\lambda_g$  za šterbinu. V tomto případě lze impedanční přizpůsobení antény ladit změnou délky vzniklého úseku [4]. Počáteční výpočet  $L_{\text{stub}}$  zobrazuje následující vztah:

$$L_{\text{stub}} \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (1.5)$$

kde  $\lambda_g$  je vlnová délka v prostředí s relativní permitivitou větší než 1 a lze ji vypočítat pomocí vztahu:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.6)$$

Další pomocnou metodou pro impedanční přizpůsobení antény je rozšíření napájecího vedení v oblasti šterbiny [9].

## 2 Anténní řady a pole

Anténní řady a anténní pole jsou uspořádané struktury anténních zářičů. Použití více anténních prvků umožňuje dosáhnout většího zisku a menší šířky hlavního laloku. Obecně lze říci, že při použití více prvků bude lalok užší. Fázovým posunem napájení mezi jednotlivými prvky lze docílit vychýlení hlavního laloku vyzářovacího diagramu [4].

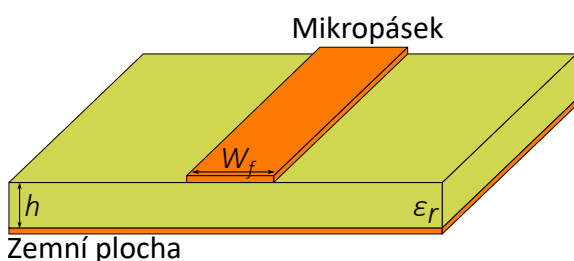
## 3 Mikropáskové a stripline vedení

### 3.1 Mikropáskové vedení

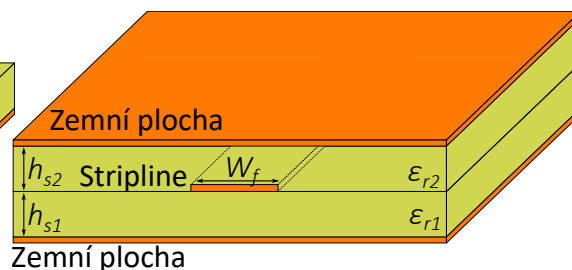
Mikropáskové vedení je běžně používané vedení ve vysokofrekvenčních a mikrovláňných obvodech. Toto vedení je jednoduše realizovatelné pomocí dvouvrstevných plošných spojů, kdy jedna strana je pokryta nepřerušenou zemní plochou a na druhé straně se nachází vodivý pásek s šířkou  $W_f$ . Nákres vedení je zobrazen na obrázku 3.1 [8].

### 3.2 Stripline vedení

Stripline vedení je tvořeno tenkým vodivým páskem s šířkou  $W_f$  uzavřeným mezi dvěma vrstvami substrátu. Na vnějších stranách substrátů jsou zemní plochy. Nákres stripline vedení je uveden na obrázku 3.2. Výšky substrátů  $h_{s1}$  a  $h_{s2}$  mohou být rozdílné, potom se jedná o asymetrické vedení, případně mohou být použity substráty s rozdílnou relativní permitivitou, takto realizované vedení se nazývá nehomogenní. Stripline vedení je oproti vedení mikropáskovému výhodnější z hlediska parazitního vyzařování, které je díky zemním plochám výrazně potlačeno. Charakteristická impedance vedení je určena příčnými parametry vedení  $h_{s1}$ ,  $h_{s2}$  a šířkou pásku  $W_f$  [8].



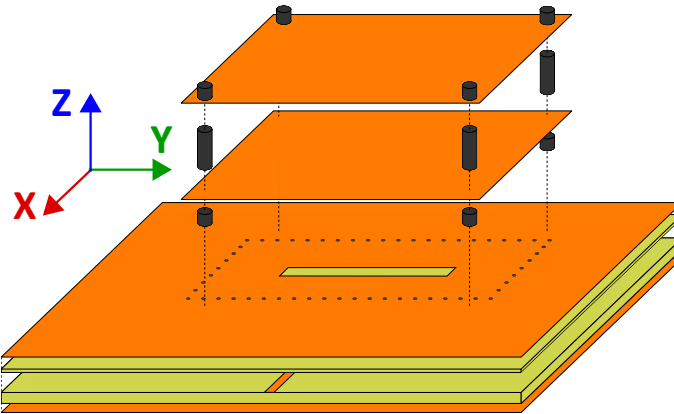
Obr. 3.1: Mikropáskové vedení



Obr. 3.2: Stripline vedení

## 4 Návrh anténního prvku

Pro návrh byla zvolena vícevrstvá struktura se dvěma flíčky umístěnými nad sebou. Tato struktura poskytuje dobré vlastnosti z hlediska zisku a impedanční šířky pásma. Návrh takové struktury využívající napájení sondou pracující v okolí 8 GHz je popsán v [11]. Podobné struktury využívající napájení pomocí štěrbin jsou popsány v [9] a [10]. Uvedené zdroje však prezentují antény pro vyšší frekvenční pásma a všechny antény využívají mikropáskové vedení. Kvůli potlačení zpětného vyzařování je vyžadováno stripline vedení. Návrh uvažovaného anténního prvku je uveden na obrázku 4.1. Simulace anténního prvku byly provedeny v Ansys HFSS.



Obr. 4.1: Návrh anténního prvku

### 4.1 Návrh flíčků

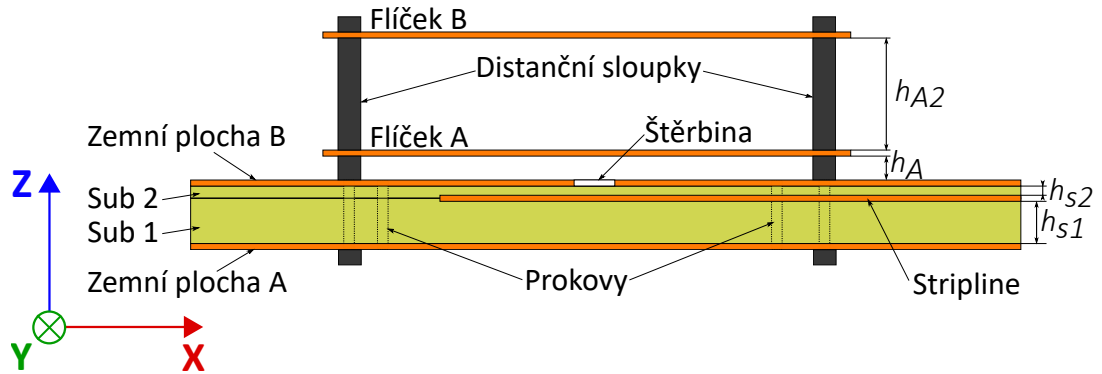
Pro prvotní odhad velikosti flíčků byly použity vztahy 1.1 a 1.2. Výsledných rozměrů flíčků bylo dosaženo experimentálně pomocí parametrické analýzy.

Kromě velikosti flíčků bylo potřeba určit jejich vertikální umístění. Výška  $h_A$  musí být zvolena tak, aby mezi štěrbinou a spodním flíčkem byla silná vazba a vzdálenost  $h_{A2}$  musí zajistit slabou vazbu mezi horním a spodním flíčkem [11]. Vliv změny  $h_A$  a  $h_{A2}$  na impedanční přizpůsobení je zobrazen na obrázcích 4.10 a 4.9.

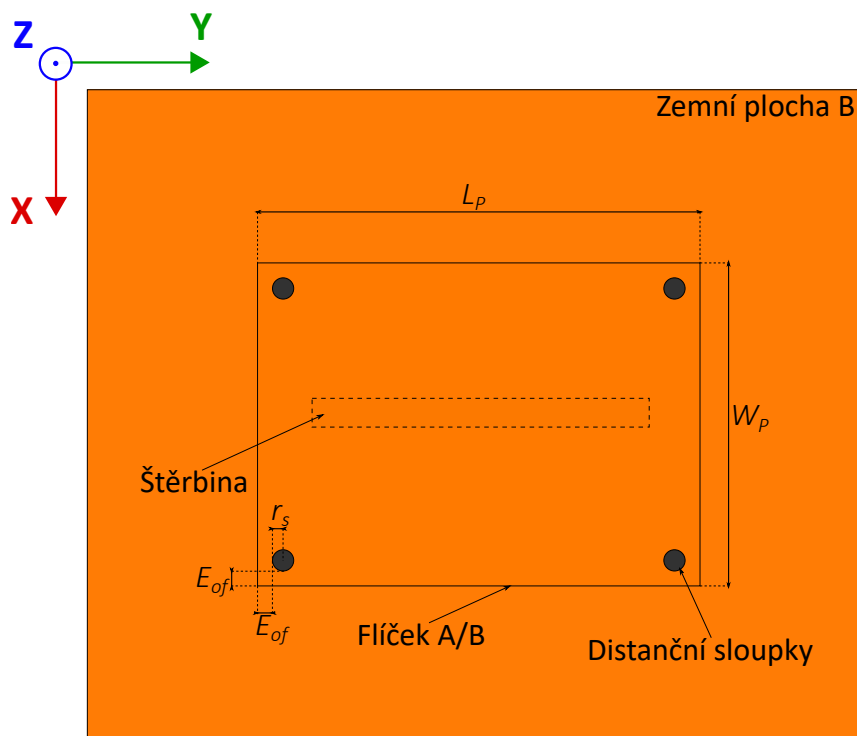
### 4.2 Návrh napájení štěrbinou

Napájení štěrbinou není rovnocenné pro mikropásek a stripline vedení. Přidáním štěrbin do zemní plochy dojde ke změně distribuce proudů a tím k vyzařování štěrbin. Jelikož stripline vedení má zemní plochy dvě, vytvoření štěrbin v jedné z těchto vodivých ploch nezpůsobí stejné vyzařování jako v případě mikropáskového

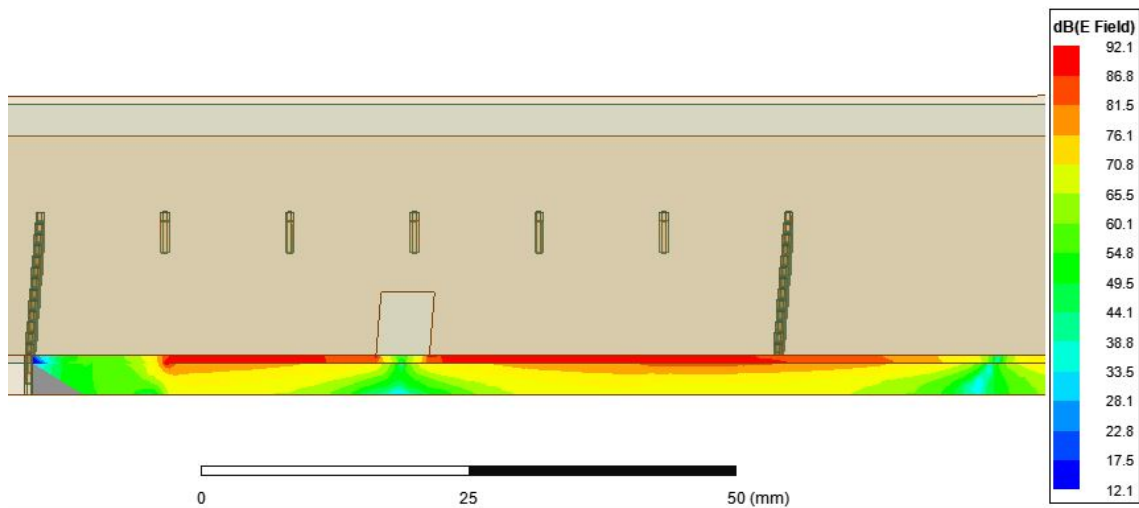
vedení. Pro vytvoření dobré vazby mezi vedením a štěrbinou je potřeba použít vrchní substrát s výškou  $h_{s2}$  menší než  $h_{s1}$ . Tím vznikne asymetrické stripline vedení. V jednoduchosti se dá říci, že asymetrické stripline vedení se blíží vedení mikropáskovému [7]. Vliv asymetrického stripline vedení na rozložení elektrického pole lze pozorovat na obrázcích 4.4 4.5.



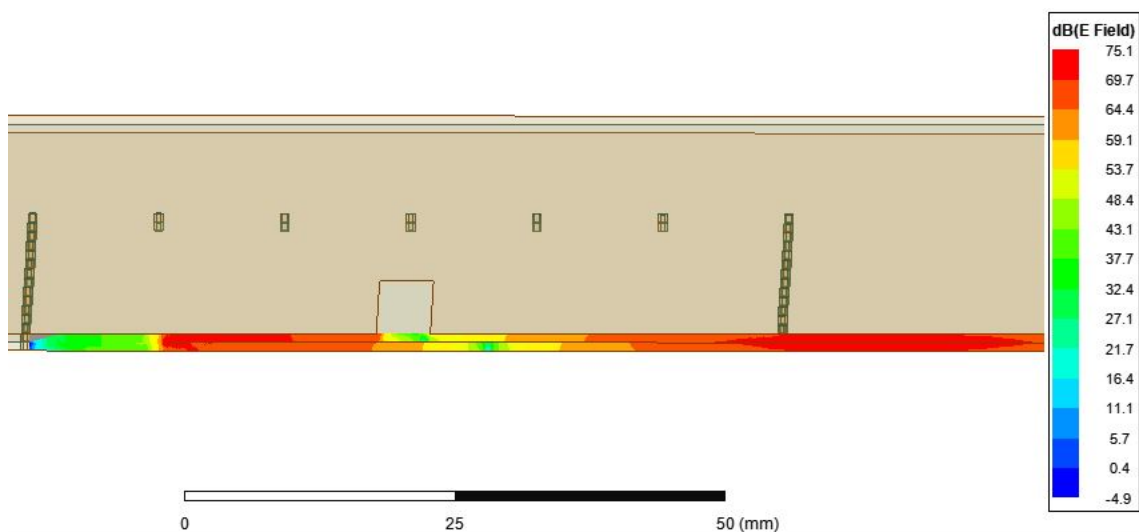
Obr. 4.2: Nákres anténního prvku – pohled z boku



Obr. 4.3: Nákres anténního prvku – pohled shora na flíčky



Obr. 4.4: Velikost elektrického pole v řezu asymetrického stripline vedení se šterbinou ( $f = 1030$  MHz,  $h_{s1} = 3$  mm,  $h_{s2} = 0,8$  mm,  $W_f = 1,2$  mm,  $Z_0 = 48,2 \Omega$ )



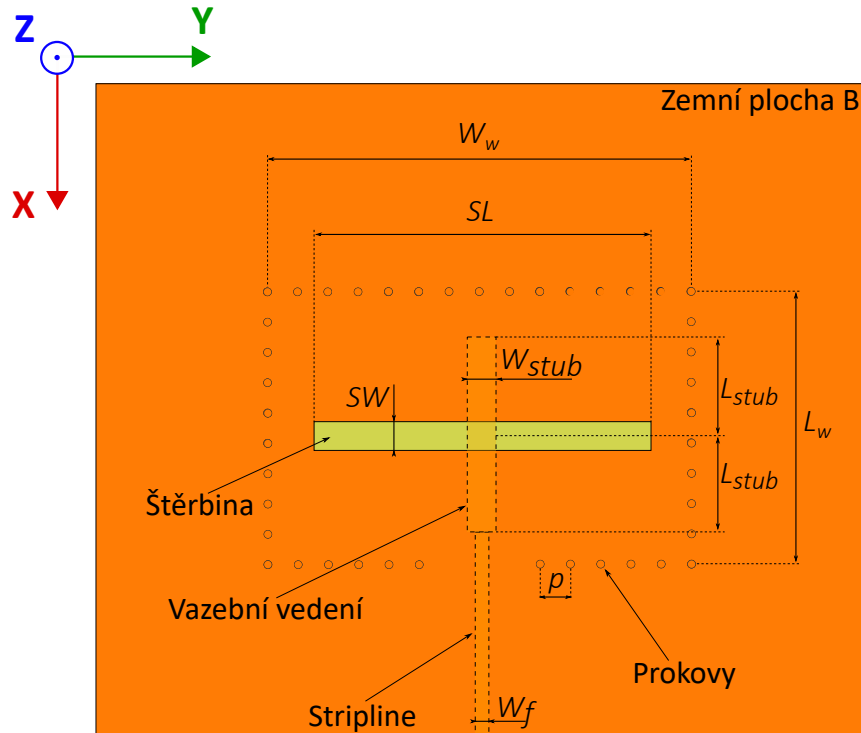
Obr. 4.5: Velikost elektrického pole v řezu symetrického stripline vedení se šterbinou ( $f = 1030$  MHz,  $h_{s1} = 0,8$  mm,  $h_{s2} = 0,8$  mm,  $W_f = 1,2$  mm,  $Z_0 = 38,2 \Omega$ )

### 4.3 Potlačení vlivu parallel-plate vedení

Dalším problémem spojeným se stripline vedením je vybuzení vyšších módů vlivem zpětného vyzařování šterbiny. Tyto vyšší módy vznikají mezi zemními deskami, které se chovají jako parallel-plate vedení. K potlačení tohoto jevu lze použít vhodné umístěné prokovy mezi zemními deskami [12] [4].

Nabízí se otázka, jak umístit prokovy, aby vyzařování šterbiny nebylo ovlivněno.

Dobrou odpovědí je umístění řad prokův souběžných se šterbinou ve vzdálenosti čtvrtiny vlnové délky od středu šterbiny a přidání bočních řad prokův. Vznikne tak rezonanční dutina s módem  $TE_{10}$ . Ve středu rezonanční dutiny se vybudí minimum stojatých vln proudů. Uprostřed dutiny je umístěna šterbina. Tím dojde k buzení šterbinu pouze proudy tekoucími po stripline vedení [4].



Obr. 4.6: Nákres anténního prvku – pohled shora na šterbinu

Délka rezonanční dutiny  $L_w$  byla přibližně určena jako jedna polovina vlnové délky v prostředí substrátu ( $\epsilon_r = 4,38$ ) pro nejnižší kmitočet pásma  $f_L$  [4]:

$$L_w = \frac{c}{2 f_L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

$$L_w \doteq \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1020 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{4,38}}$$

$$L_w \doteq 70 \text{ mm}$$

Šířka rezonanční dutiny  $W_w$  by měla být větší než polovina vlnové délky ve volném prostoru [4]. Přibližná velikost rozměru  $W_w$  byla určena následovně:

$$W_w > 0,5 \cdot \frac{c}{f_L} \quad (4.2)$$

$$W_w \doteq 0,55 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{1020 \cdot 10^6}$$



$$W_w \doteq 160 \text{ mm}$$

Aby se řada proků chovala jako celistvá stěna a bylo tak eliminováno prosakování skrze stěny, musí být proky umístěny dostatečně blízko sebe [13]. Velké množství proků však vyžaduje více vrtaných děr a to vede nákladnější výrobě. Počet proků byl určen tak, aby vzdálenost proků  $p$  byla menší než  $\lambda_g/20$  na nejvyšším kmitočtu pásma:

$$p = \frac{1}{20} \cdot \frac{c}{f_H \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.3)$$

$$p = \frac{1}{20} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{1100 \cdot 10^6 \sqrt{4,38}}$$

$$p \doteq 6,5 \text{ mm}$$

potom počet proků na stěně délky  $W_w$  můžeme určit jako:

$$N_w > \frac{W_w}{p} \quad (4.4)$$

$$N_w > \frac{160}{6,5} \doteq 24,6$$

a počet proků na stěně délky  $L_w$  jako:

$$N_l > \frac{L_w}{p} \quad (4.5)$$

$$N_l > \frac{70}{6,5} \doteq 10,8$$

Byly tedy zvoleny počty proků  $N_l = 11 + 2 = 13$  a  $N_w = 25 + 2 = 27$ , přičemž přidané dva proky jsou proky umístěné v rozích. Výsledná vzdálenost mezi proky je tedy menší než původně uvažovaná. Na jedné stěně o šířce  $W_w$  je o jeden prok méně z důvodu vytvoření prostoru pro napájecí vedení.

Z důvodů omezeného prostoru na substrátu byla šířka  $W_w$  zmenšena na 120 mm. Tato změna byla simulována a nezpůsobila žádnou změnu v parametrech antény.

## 4.4 Impedanční přizpůsobení anténního prvku

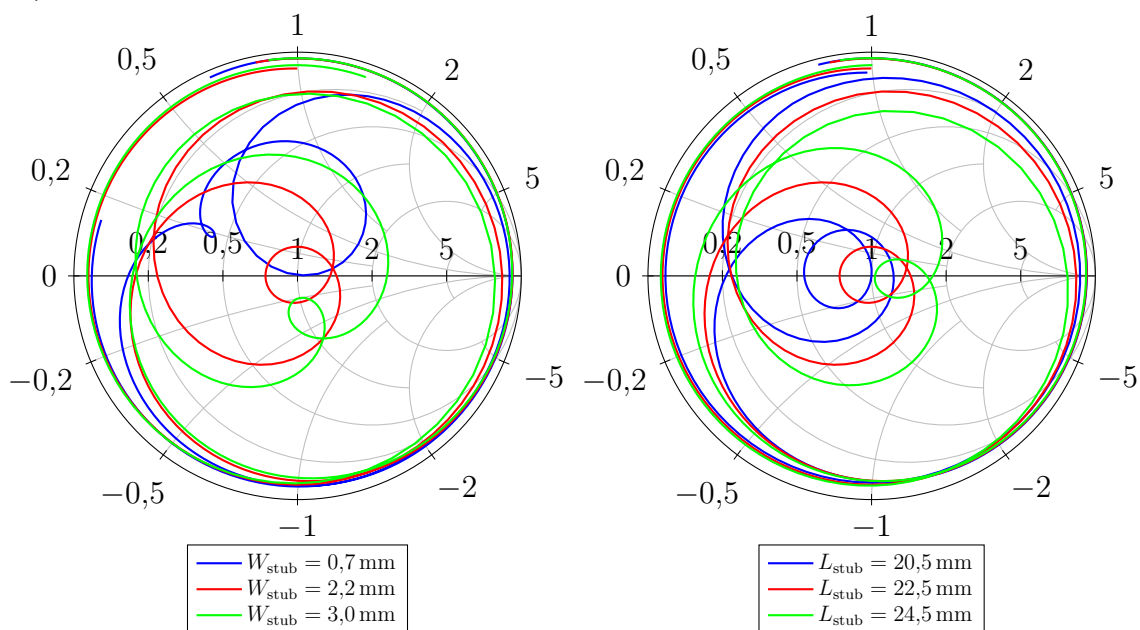
Impedanční přizpůsobení anténního prvku bylo provedeno pomocí rozměrů vazebního vedení  $W_{\text{stub}}$  a  $L_{\text{stub}}$ . Výchozí délka vazebního vedení byla určena jako čtvrtina vlnové délky v substrátu:

$$L_{\text{stub}} \approx \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.6)$$

$$L_{\text{stub}} \approx \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 1060 \cdot 10^6 \sqrt{4,38}}$$

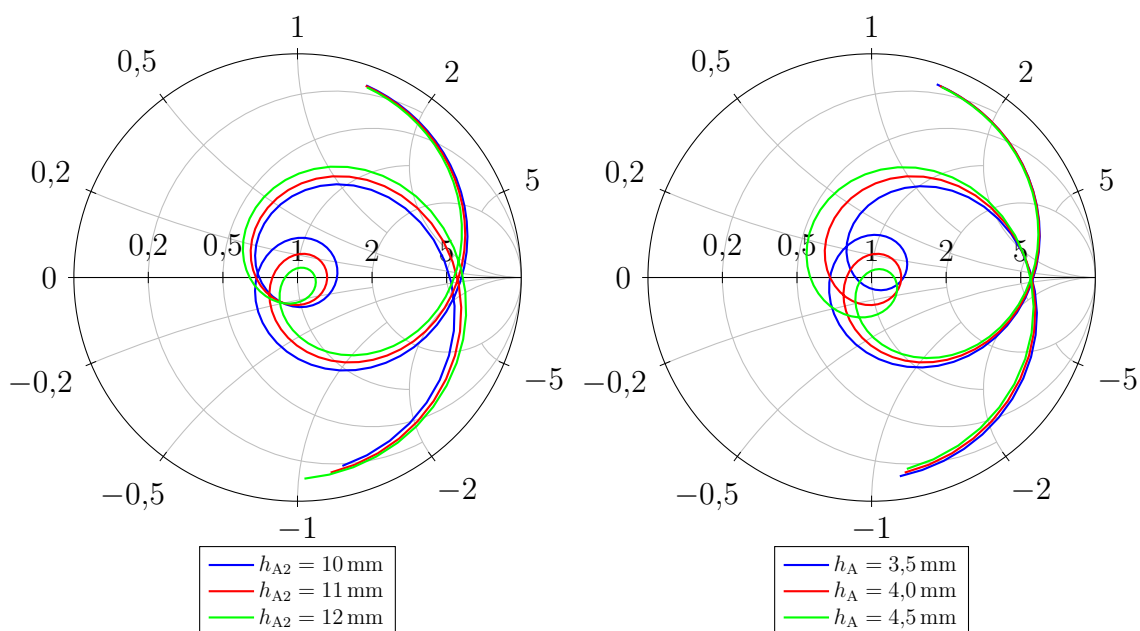
$$L_{\text{stub}} \approx 33,8 \text{ mm}$$

Velmi užitečným nástrojem pro ladění impedančního přizpůsobení je Smithův diagram, pomocí kterého je možné dobře sledovat vliv jednotlivých parametrů na činitel odrazu. Vliv délky  $L_{\text{stub}}$  ukazuje obrázek 4.8 a vliv šířky  $W_{\text{stub}}$  ukazuje obrázek 4.7.



Obr. 4.7: Vliv parametru  $W_{\text{stub}}$  na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram

Obr. 4.8: Vliv parametru  $L_{\text{stub}}$  na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram

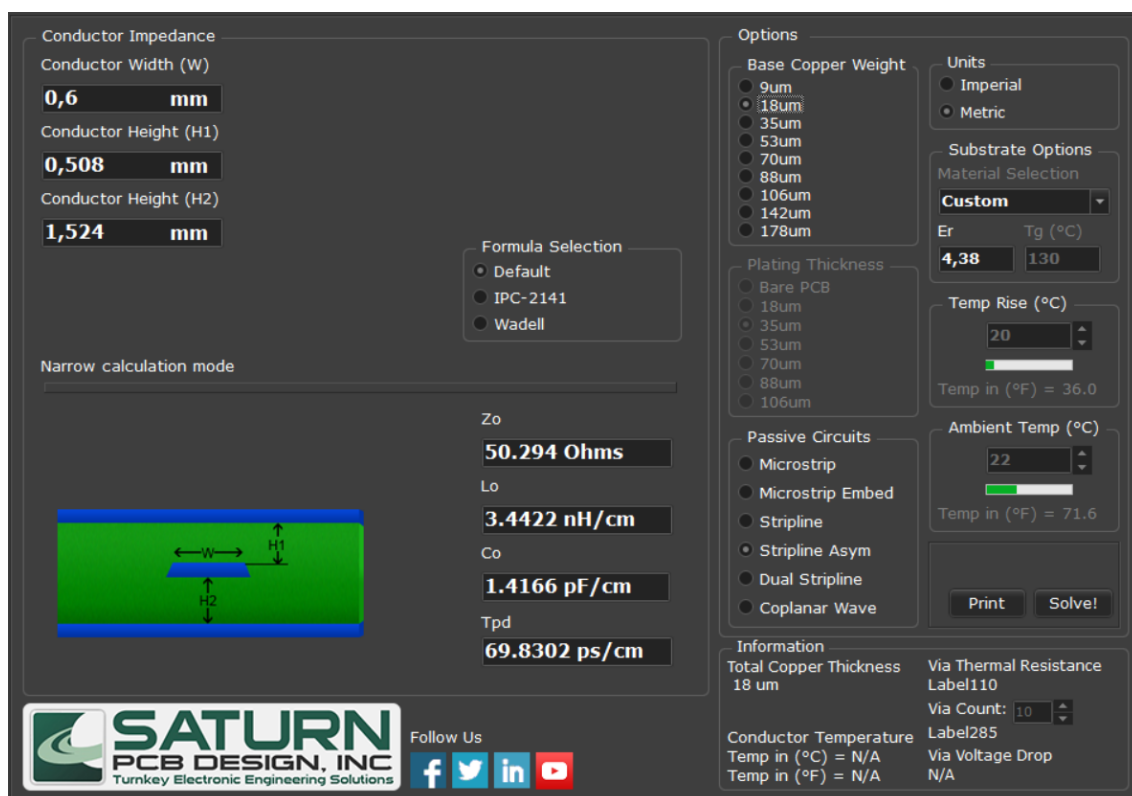


Obr. 4.9: Vliv parametru  $h_{A2}$  na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram

Obr. 4.10: Vliv parametru  $h_A$  na impedanční přizpůsobení antény – Smithův diagram

## 5 Návrh stripline vedení

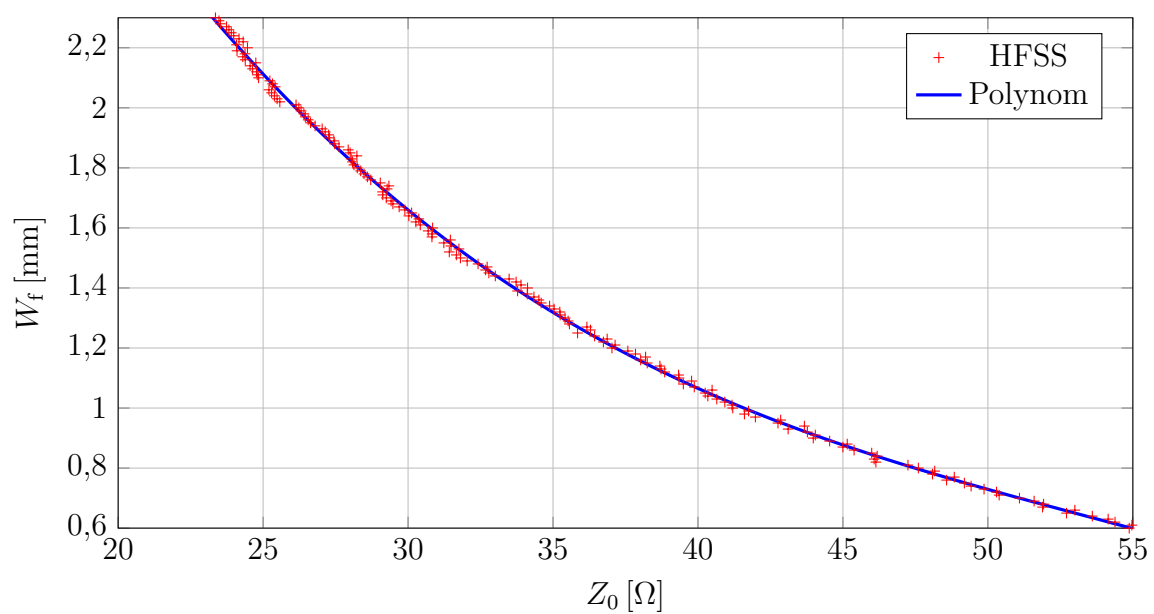
Pro vytvoření lepší vazby mezi stripline vedením a šterbinou bylo zvoleno asymetrické stripline vedení. Výška obou substrátů byla zvolena z běžně dostupných rozměrů. Byly zvoleny rozměry 0,508 mm a 1,524 mm. Pro počáteční určení charakteristické impedance vedení je nejjednodušším způsobem použití dostupného softwaru, jako je např.: *Saturn PCB Design Toolkit Version 8.06*. Šířka pásku určená pomocí uvedeného softwaru je 0,6 mm, což lze považovat za dobrý startovní bod pro určení přesnější hodnoty pomocí Ansys HFSS.



Obr. 5.1: Výřez okna programu *Saturn PCB Design Toolkit Version 8.06*

Lepší představu o závislosti mezi charakteristickou impedancí a šířkou vedení udává obrázek 5.2. Jednotlivé body byly vypočítány pomocí Ansys HFSS. Následně byly tyto body proloženy polynomem 3. řádu, aby při dalším návrhu bylo možné pohodlně určit šířku vedení. Získaný polynom má následující tvar:

$$W_f = -3,146238 \cdot 10^{-5} Z_0^3 + 0,005064 Z_0^2 - 0,297486 Z_0 + 6,876223 \quad (5.1)$$



Obr. 5.2: Šířka stripline vedení v závislosti na jeho charakteristické impedanci

## 6 Navržený anténní element

Anténní element je navržen jako vícevrstvá struktura se dvěma čtvercovými flíčky umístěnými nad sebou. Flíčky jsou v rozích rozepřeny distančními sloupky z polyamidu s uvažovanou relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 4,3$  a ztrátovým činitelem  $\tan \delta = 0,004$ . Parametry polyamidu byly vyčteny z materiálové knihovny Ansys HFSS. Simulací bylo ověřeno, že distanční sloupky nemají vliv na vlastnosti antény a není tedy potřeba znát přesné hodnoty polyamidu.

Nápájecí vedení je navrženo jako asymetrické stripline vedení se zakončením naprázdno. Jako substrát byl zvolen Kappa<sup>®</sup> 438 s relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 4,38$ . Tento substrát slouží jako náhrada za běžně užívané materiály FR-4 a jeho výhodou oproti běžným substrátům FR-4 je definovaná relativní permitivita [14]. Náčrty navrženého anténního prvku lze vidět na obrázcích 4.1, 4.2, 4.6 a 4.3, jeho rozměry jsou uvedeny v následující tabulce:

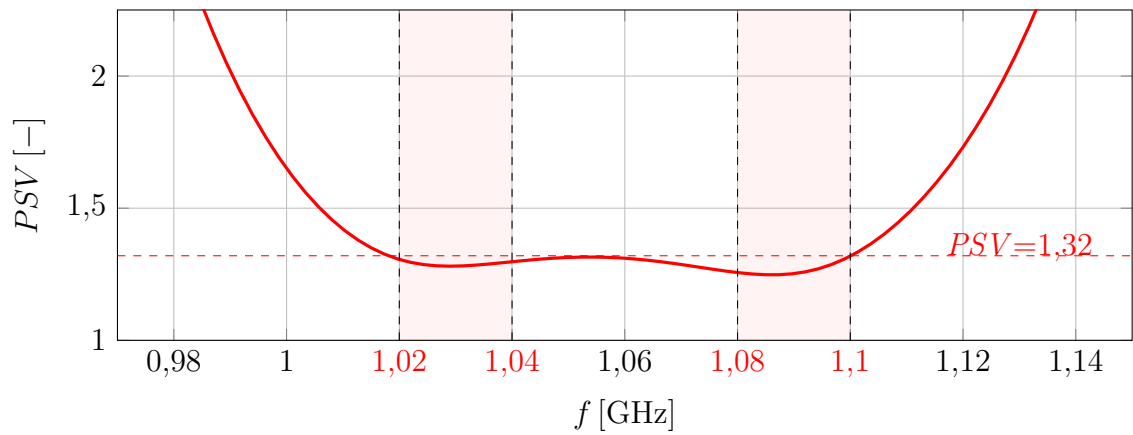
Tab. 6.1: Rozměry navrženého anténního prvku

Rozměr [mm]	Rozměr [mm]
$h_{s1}$	1,524
$h_A$	4
$SW$	5
$L_{\text{stub}}$	23
$E_{\text{of}}$	3
$L_w$	70
$L_p$	113,5
$W_f$	0,7
$N_l$	13
$h_{s2}$	0,508
$h_{A2}$	11
$SL$	70
$W_{\text{stub}}$	2
$r_s$	6
$W_w$	160
$W_p$	113,5
$r_{\text{via}}$	0,4
$N_w$	27

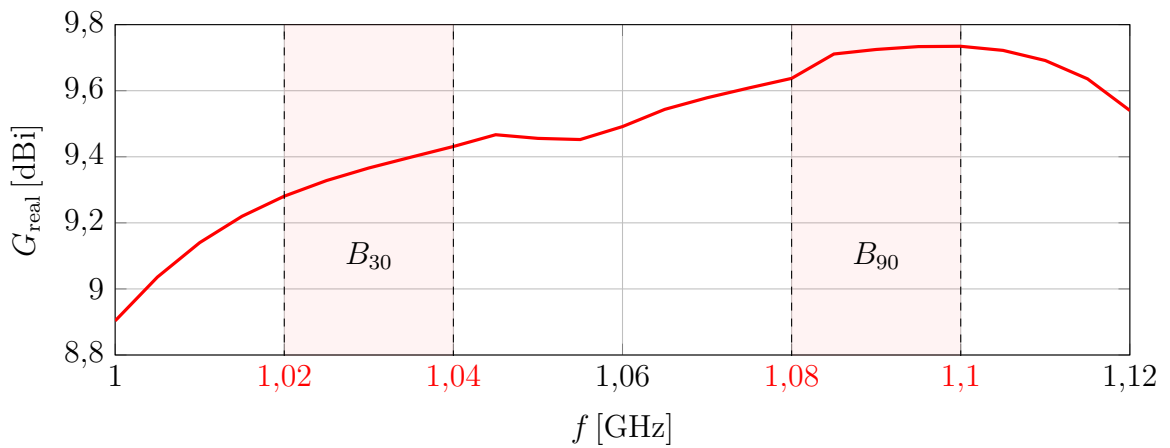
Simulovaný průběh  $PSV$  anténního elementu je zobrazen na obrázku 6.1. Anténní prvek se podařilo impedančně přizpůsobit tak, aby  $PSV$  v obou pásmech bylo menší než 1,32. Vyzařovací diagramy v rovině E (XZ – elevace) jsou zobrazeny na obrázku 6.3 a diagramy pro rovinu H (YZ – azimut) na obrázku 6.4. Souhrn parametrů anténního prvku je zobrazen v tabulce 6.2.

Tab. 6.2: Souhrn simulovaných parametrů anténního elementu

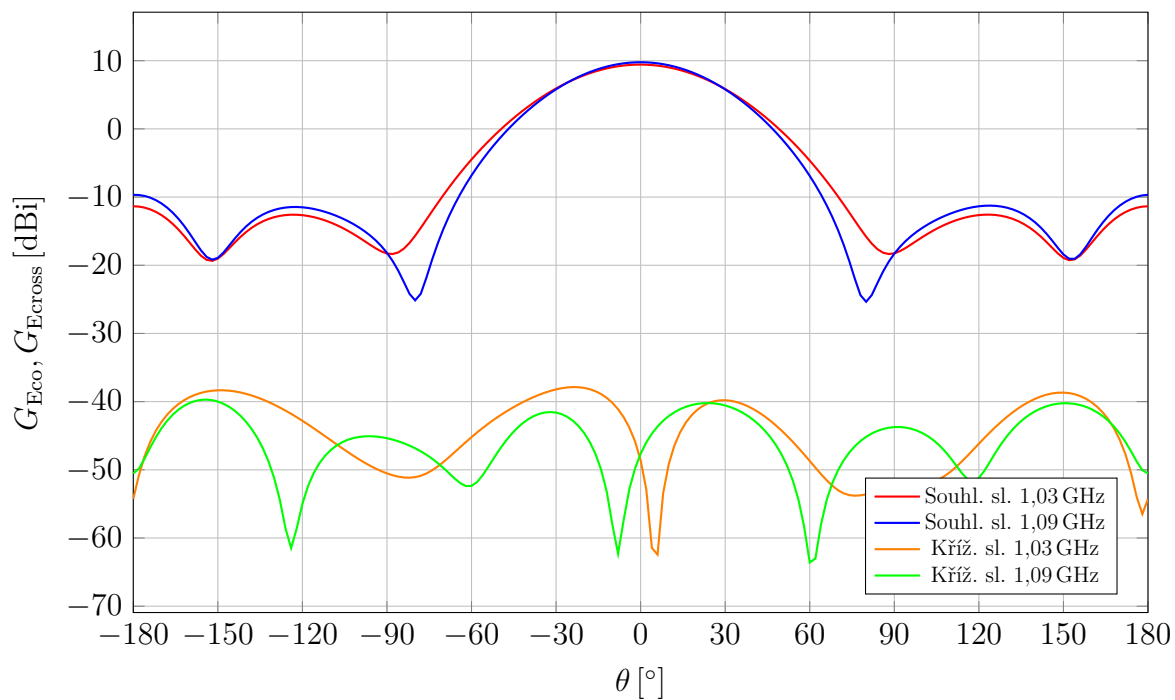
$f$ [MHz]	$PSV$ [-]	$G_{\text{real}}$ [dBi]	$\Theta_E$ [°]	$\Theta_H$ [°]
1020	1,31	9,3		
1030	1,28	9,4	56	66
1040	1,30	9,4		
1080	1,26	9,6		
1090	1,25	9,7	52	66
1100	1,32	9,7		



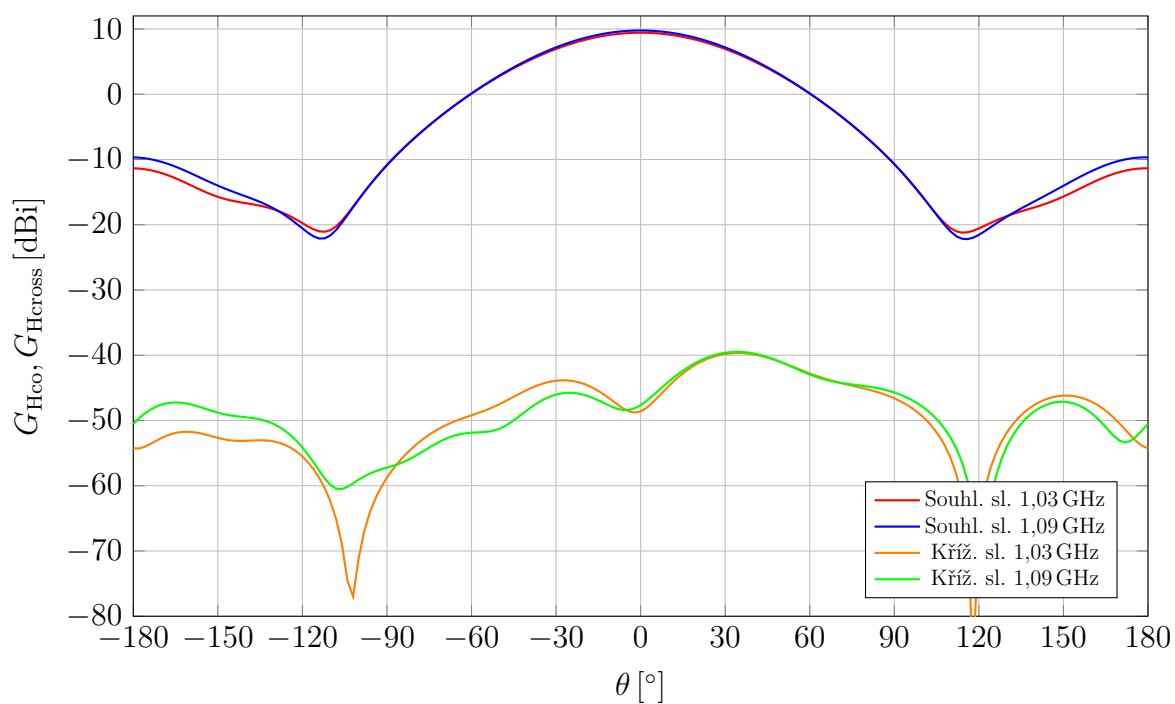
Obr. 6.1:  $PSV$  navrženého anténního prvku



Obr. 6.2: Realizovaný zisk anténního elementu



Obr. 6.3: Vyzařovací diagram anténního elementu rovině E (XZ–elevace)



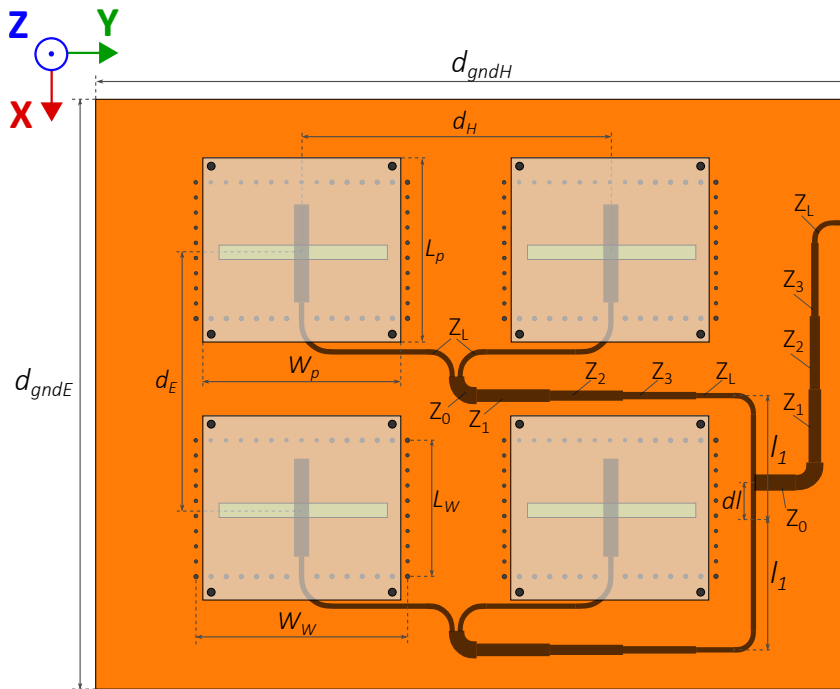
Obr. 6.4: Vyzařovací diagram anténního elementu rovině H (YZ–azimut)

## 7 Návrh anténního pole

Navržený anténní element dosahuje maximálního zisku  $G = 9,2$  dBi. Pro dosažení zadaných požadavků je potřeba zisk zvýšit přibližně o 3 dB. Jelikož platí, že  $10^{\frac{3}{10}} \doteq 2$ , musí být zisk dvojnásobný. Pro zdvojnásobení zisku je potřeba zdvojnásobit počet použitých prvků. Hlavní lalok v rovině E má být vychýlen o  $10^\circ$ , musí být v této rovině použity minimálně dva prvky, které budou napájeny se vzájemným fázovým posunem. Jelikož je návrh omezen rozměry, není možné použít více než 2 prvky v této rovině.

Pro snížení finančních nákladů bylo rozhodnuto, že i v rovině H budou použity pouze dva prvky. Se dvěma prvky však nelze docílit dostatečně úzkého svazku hlavního laloku. Pro dosažení požadavků na vyzařovací diagram v této rovině by bylo potřeba použít prvků více.

Rozměry  $d_{gndE}$  a  $d_{gndH}$  byly omezeny možnostmi výroby, maximální rozměry desek plošných spojů byly  $400 \text{ mm} \times 520 \text{ mm}$ .



Obr. 7.1: Náskres anténního pole



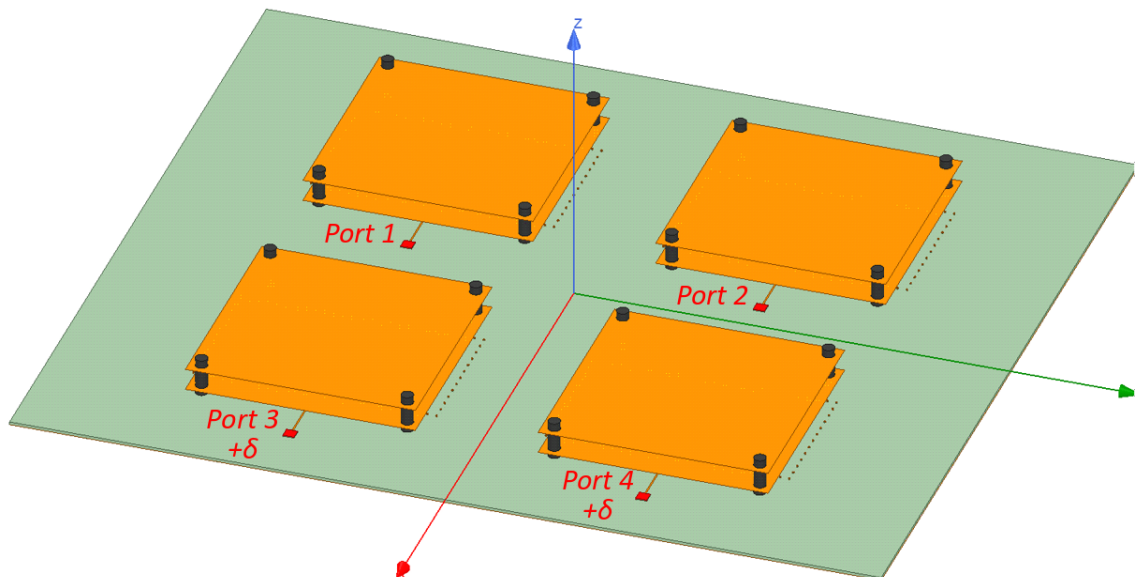
## 7.1 Vychýlení hlavního laloku

Vzdálenost  $dl$  (viz obrázek 7.1) se dá označit za vzdálenost napájecího bodu od fázové nuly. Tuto vzdálenost lze vypočítat jako:

$$dl = \frac{1}{2} \frac{\delta}{360^\circ} \lambda_g \quad (7.1)$$

kde  $\delta$  je fázový rozdíl napájení anténních elementů. Parametr  $\delta$  lze určit z grafu uvedeném na obrázku 7.3. Tento graf byl získán rozmítáním fázového posunu na portech 3 a 4 při simulaci. Simulovaná struktura a rozmístění portů jsou zobrazeny na obrázku 7.2. Pro požadované  $\theta_{max} = 10^\circ$  je  $\delta$  přibližně  $45^\circ$ . Vzdálenost  $dl$  je:

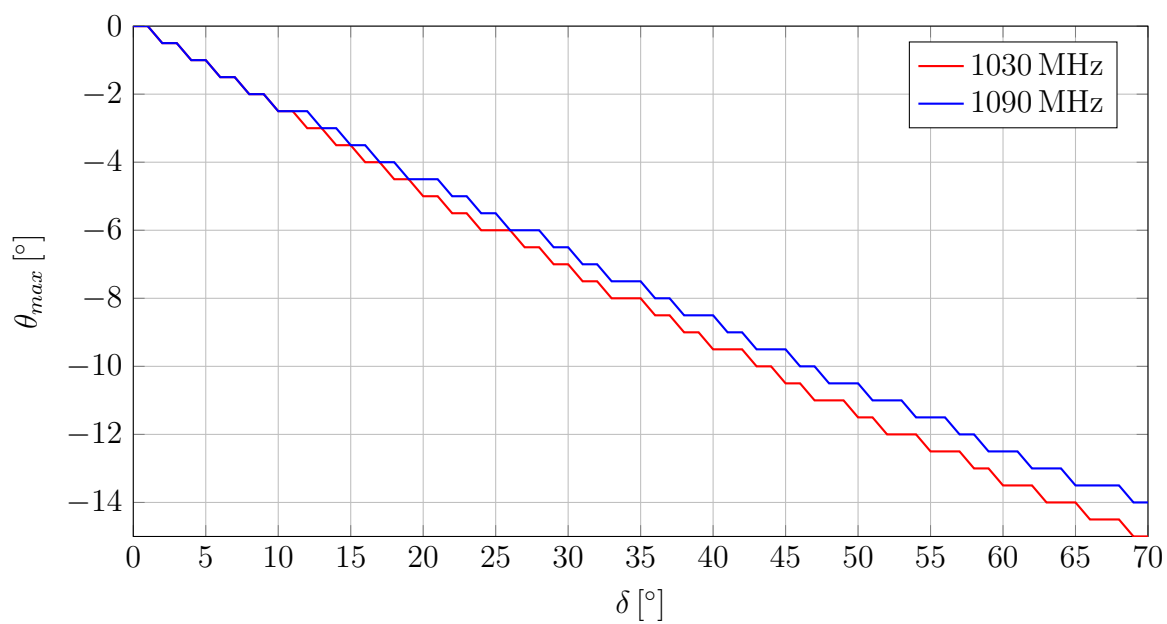
$$dl = \frac{1}{2} \frac{45^\circ}{360^\circ} \cdot 135 \doteq 8 \text{ mm}$$



Obr. 7.2: Čtyřportové napájení pole

## 7.2 Výsledné anténní pole

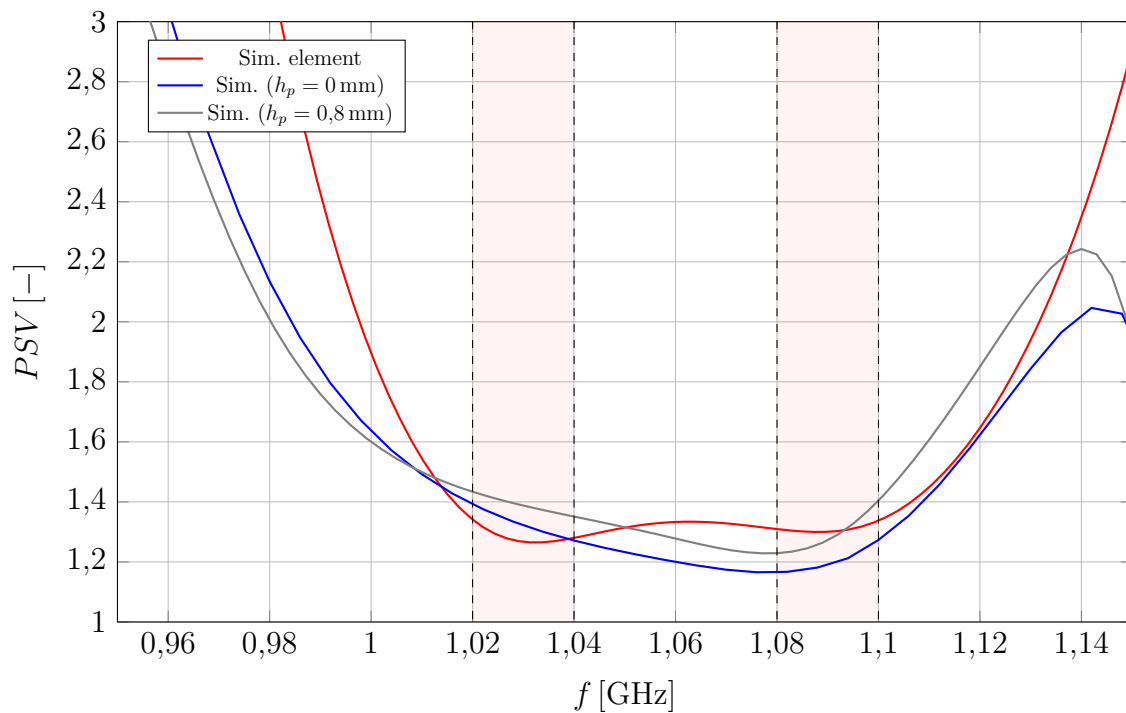
Simulované hodnoty  $PSV$  navrženého anténního pole zobrazuje obrázek 7.4. Je zřejmé, že se zvětšující se výškou fličku se  $PSV$  mírně zhoršuje. Pro výšku  $h_p = 0,8 \text{ mm}$  je hodnota  $PSV$  stále přijatelná.



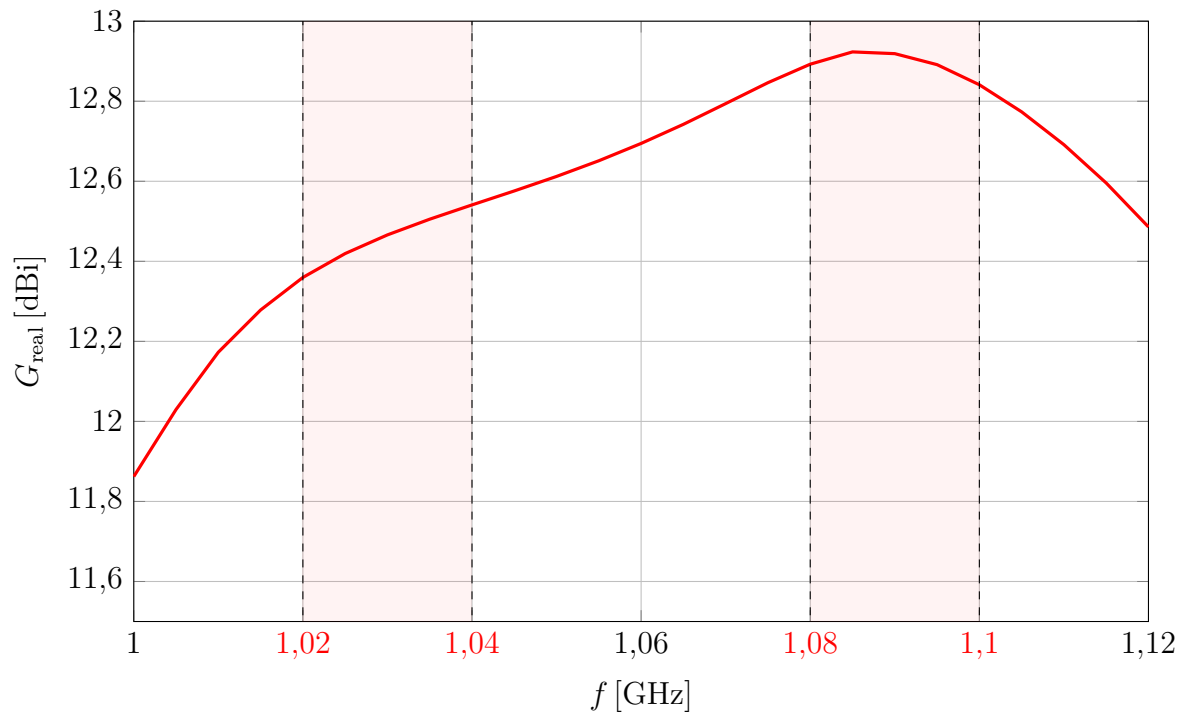
Obr. 7.3: Vychýlení maxima hlavního laloku v závislosti na fázovém posunu napájecího signálu

Tab. 7.1: Rozměry navrženého anténního pole

Rozměr	[mm]	Rozměr	[mm]
$d_{gndE}$	380	$d_{gndH}$	430
$dE$	174	$dH$	174
$dl$	8		



Obr. 7.4: Simulované  $PSV$  anténneho pole



Obr. 7.5: Simulovaný realizovaný zisk anténneho pole v závislosti na frekvenci

## 8 Návrh napájecí sítě

Sít pro napájení jednotlivých anténních prvků musí zajistit dělení výkonu a fázový posun mezi prvky pro vychýlení hlavního laloku. Nevýhodou stripline vedení je ztížená montáž součástek, jako jsou rezistory. Pro jejich montáž by bylo nutné vyfrézovat do substrátu otvor. Z tohoto důvodu je vhodnější se montáži součástek vyhnout a upřednostnit dělič typu T před Wilkinsonovým, který vyžaduje použití rezistoru.

Při návrhu napájecí sítě je potřeba zvážit i geometrické rozměry vedení. Pro vysoké impedance by totiž šířka vodivé cesty mohla být příliš malá a kvůli výrobní odchylce by se hodnota impedance mohla lišit od požadované. Jelikož je šířka cesty při  $Z_0 = 50 \Omega$  jen přibližně 0,7 mm, je z uvedeného důvodu lepší transformovat impedanci na nižší hodnoty, kdy bude šířka vedení větší. Proto zvolíme jako největší hodnotu použité impedance  $50 \Omega$ .

### 8.1 Dělení výkonu

Ve výsledné struktuře jsou navrženy 4 anténní prvky v rozložení  $2 \times 2$ . Pro  $N$  prvků je potřeba platí, potřeba použít  $N - 1$  děličů. Pro 4 prvky jsou potřeba 3 děliče.

Výkon vstupující do děliče  $P_{in}$  můžeme vyjádřit jako [8]:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{U^2}{Z_{in}} \quad (8.1)$$

Obdobně můžeme vyjádřit výkon na výstupních portech:

$$P_x = \frac{1}{2} \frac{U^2}{Z_x} \quad (8.2)$$

Pro dělení výkonu na poloviny platí:

$$P_x = \frac{1}{2} P_{in} \quad (8.3)$$

Po dosazení 8.1 a 8.2 do 8.3 získáme výraz:

$$\frac{1}{2} \frac{U^2}{Z_x} = \frac{1}{4} \frac{U^2}{Z_{in}} \quad (8.4)$$

Z toho lze dále odvodit impedanci na výstupních portech:

$$Z_x = 2Z_{in} \quad (8.5)$$

Pro dělení výkonu dvěma musí být charakteristická impedance na výstupních portech dvakrát větší, než charakteristická impedance na vstupním portu. Největší hodnota impedance vedení byla zvolena jako  $50 \Omega$ , uvažujme tedy tuto hodnotu jako  $Z_x$ . Potom musí být vstupní impedance  $Z_{in} = 0,5Z_x$  a tedy  $Z_{in} = 25 \Omega$ .

## 8.2 Transformace impedance

Jelikož se konektory běžně vyrábějí s charakteristickou impedancí  $50\ \Omega$ , je potřeba provést transformaci z  $50\ \Omega$  na impedanci vstupu děliče  $25\ \Omega$ . Pro dodržení kompatibility s tabulkami a vzorci uvedenými v [8] přiřadíme impedancím označení:  $Z_L = 50\ \Omega$  a  $Z_0 = 25\ \Omega$ . Impedanční přizpůsobení budeme provádět v poměru:

$$\frac{Z_L}{Z_0} = 2$$

Pokud je k dispozici dostatek prostoru, je vhodné pro transformaci impedance použít delší vedení s více úseky, které zajistí pozvolnou transformaci a tím nižší *PSV* na větší šířce pásma. Mezi nejvíce používané tvary charakteristik činitele odrazu v závislosti na frekvenci patří binomiální a Chebyshevovo rozložení [8]. Jelikož impedanční přizpůsobení antény je nejdůležitější v pásmu 1020 MHz až 1100 MHz, bude vstupním parametrem pro výpočet šířka pásma vyjádřená v procentech:

$$B_{\%} = \frac{1100 - 1020}{1060} \cdot 100\ \% = 7,5472\ \%$$

Pro výpočet impedančního přizpůsobení vyjdeme ze vztahů uvedených v [8]. Délku vedení vyjádřenou v radiánech na nejnižším kmitočtu pásma (1020 MHz) lze vyjádřit jako:

$$\theta_m = \frac{2 - B}{4} \cdot \pi \quad (8.6)$$

$$\theta_m = \frac{2 - 7,5472/100}{4} \cdot \pi = 1,5115\ \text{rad} = 86,6038^\circ$$

Z hlediska prostoru není problém umístit na substrát tři úseky vedení o délce  $\lambda_g/4$ . Počet úseků určuje řád aproximace, pro tři úseky je tedy řád  $N = 3$ . Výsledky výpočtů je potřeba uvést s dostatečnou přesností, jinak by zanikl charakter dané aproximace. Z toho důvodu jsou výsledky uvedeny na 4 desetinná místa.

### 8.2.1 Čtvrtvlnná transformace

Nejjednodušším principem pro impedanční přizpůsobení je čtvrtvlnný transformátor, kdy je transformace provedena pomocí jednoho úseku vedení o impedanci  $Z_T$ :

$$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (8.7)$$

$$Z_T = \sqrt{25 \cdot 50} = 35,3553\ \Omega$$

Hodnotu činitele odrazu na okraji pásma lze vypočítat následovně:

$$\Gamma_m = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{Z_L - Z_0} \sec \theta_m\right)^2}} \quad (8.8)$$

$$\Gamma_m = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot \sqrt{25 \cdot 50}}{50 - 25} \sec 86,6038^\circ\right)^2}}$$

$$\Gamma_m = 0,0209$$

a v decibelové míře:

$$S_{11} = 20 \cdot \log 0,0209 = -33,5804 \text{ dB}$$

## 8.2.2 Binomiální rozložení

Binomiální rozložení umožňuje získat maximálně plochou charakteristiku v okolí středního kmitočtu. Pro výpočet činitele odrazu na okrajích vedení je potřeba určit koeficient  $A$ :

$$A = 2^{-N} \cdot \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (8.9)$$

$$A = 2^{-3} \cdot \frac{50 - 25}{50 + 25}$$

$$A = 0,0417$$

Hodnotu činitele odrazu na okraji pásma lze vypočítat jako:

$$\Gamma_m = |A|(2 \cos \theta_m)^N \quad (8.10)$$

$$\Gamma_m = 0,0417 \cdot (2 \cos 86,6038^\circ)^3$$

$$\Gamma_m = 6,9301 \cdot 10^{-5}$$

Pro lepší porovnání vyjádříme činitele odrazu v decibelech:

$$S_{11} = 20 \cdot \log \Gamma_m = 20 \cdot \log 0,0417 \cdot (2 \cdot \cos 86,6038^\circ)^3 = -83,1852 \text{ dB}$$

Hodnoty impedancí binomiálního rozložení lze určit pomocí tabulky dostupné v [8]. V tabulce 8.1 jsou uvedeny koeficienty a hodnoty impedancí pro binomiální rozložení 3. řádu. Hodnoty impedancí se pomocí koeficientů vypočítají následovně ( $n = 1$ ):

$$Z_1 = 1,0907 \cdot Z_0 = 1,0907 \cdot 25 = 27,2675 \Omega$$

Tab. 8.1: Hodnoty impedancí pro binomiální rozložení 3. řádu

n	$Z_n/Z_0$	$Z_n [\Omega]$
1	1,0907	27,2675
2	1,4142	35,355
3	1,8337	45,8425

### 8.2.3 Chebyshevovo rozložení

Další možností pro impedanční přizpůsobení je vedení s více úseky a Chebyshevovým rozložením odrazu. Budeme uvažovat vedení o 3 úsecích, z toho vyplývá, že budeme uvažovat Chebyshevovo rozložení 3. řádu. Maximální odraz  $\Gamma_m$  na okraji pásma lze vyjádřit:

$$\Gamma_m = \frac{\ln(Z_L/Z_0)}{2 \cdot \cosh(N \cdot \operatorname{arccosh}(\sec(\theta_m)))} \quad (8.11)$$

$$\Gamma_m = \frac{\ln(50/25)}{2 \cdot \cosh(3 \cdot \operatorname{arccosh}(\sec(86,6038^\circ)))}$$

$$\Gamma_m = 1,8061 \cdot 10^{-5}$$

Z  $\Gamma_m$  lze dále určit činitel odrazu na rozhraní jednotlivých úseků:

$$\Gamma_0 = \frac{\Gamma_m \cdot \sec^3(\theta_m)}{2} \quad (8.12)$$

$$\Gamma_0 = \frac{1,8061 \cdot 10^{-5} \cdot \sec^3(86,6038^\circ)}{2}$$

$$\Gamma_0 = 0,0434$$

$$\Gamma_1 = \frac{3 \cdot \Gamma_m \cdot (\sec^3(\theta_m) - \sec(\theta_m))}{2} \quad (8.13)$$

$$\Gamma_1 = \frac{3 \cdot 1,8061 \cdot 10^{-5} \cdot (\sec^3(86,6038^\circ) - \sec(86,6038^\circ))}{2}$$

$$\Gamma_1 = 0,1299$$

Díky symetrii můžeme jednoduše určit zbývající činitele odrazu:

$$\Gamma_3 = \Gamma_0 \quad (8.14)$$

$$\Gamma_3 = 0,0434$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 \quad (8.15)$$

$$\Gamma_2 = 0,1299$$

Díky znalosti činitelů odrazu na jednotlivých přechodech můžeme určit výsledné impedance vedení:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \exp(2 \cdot \Gamma_0) \quad (8.16)$$

$$Z_2 = Z_1 \cdot \exp(2 \cdot \Gamma_1) \quad (8.17)$$

$$Z_3 = Z_2 \cdot \exp(2 \cdot \Gamma_2) \quad (8.18)$$

$$Z_1 = 25 \cdot \exp(2 \cdot 0,0434) = 27,2689 \Omega$$

$$Z_2 = 27,2689 \cdot \exp(2 \cdot 0,1299) = 35,3553 \Omega$$

$$Z_3 = 35,3553 \cdot \exp(2 \cdot 0,1299) = 45,8397 \Omega$$

Pro porovnání činitele odrazu jej vyjádříme v decibelech:

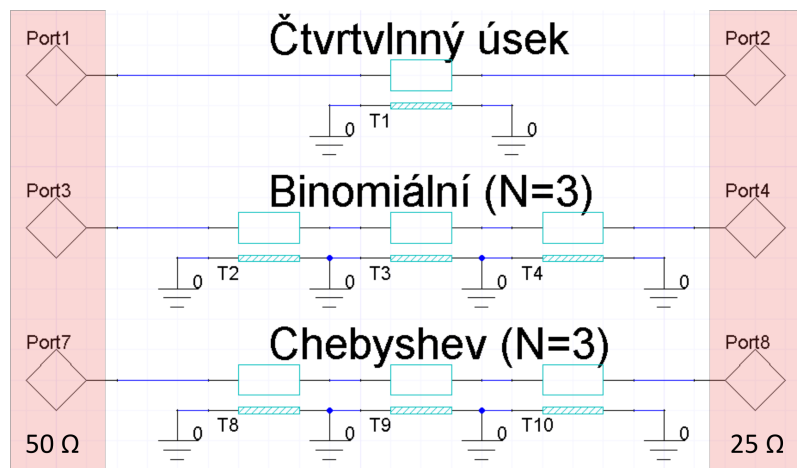
$$S_{11} = 20 \log \Gamma_m$$

$$S_{11} = 20 \cdot \log 1,8061 \cdot 10^{-5} = -94,8652 \text{ dB}$$

Toto rozložení bylo navrženo až po zhotovení antény. Je zde uvedeno jen pro srovnání jako další alternativa.

### 8.3 Simulace a porovnání transformačních metod

Pro ověření získaných výsledků teoretickým výpočtem byly transformátory simulovány pomocí úseků vedení v obvodovém simulátoru Ansys. Schéma transformátorů je uvedeno na obrázku 8.1. Parametry jednotlivých komponent jsou uvedeny v tabulce 8.2. Délka všech úseků je čtvrtina vlnové délky pro frekvenci 1060 MHz.



Obr. 8.1: Schéma transformátorů impedance

Tabulka 8.3 zobrazuje souhrn výsledků teoretických výpočtů a simulací. Simulované hodnoty jsou graficky zobrazeny na obrázku 8.2, který umožňuje názorné porovnání jednotlivých impedančních transformátorů. Je zřetelné, že nejlepšího přizpůsobení dosahuje Chebyshevovo rozložení, které však bylo simulováno až po zhotovení antény a může tedy sloužit jako další alternativa pro případné budoucí úpravy. Rozdíl impedancí binomiálního a Chebyshevova transformátoru je však malý a výsledný dopad na impedanční přizpůsobení by byl zanedbatelný.

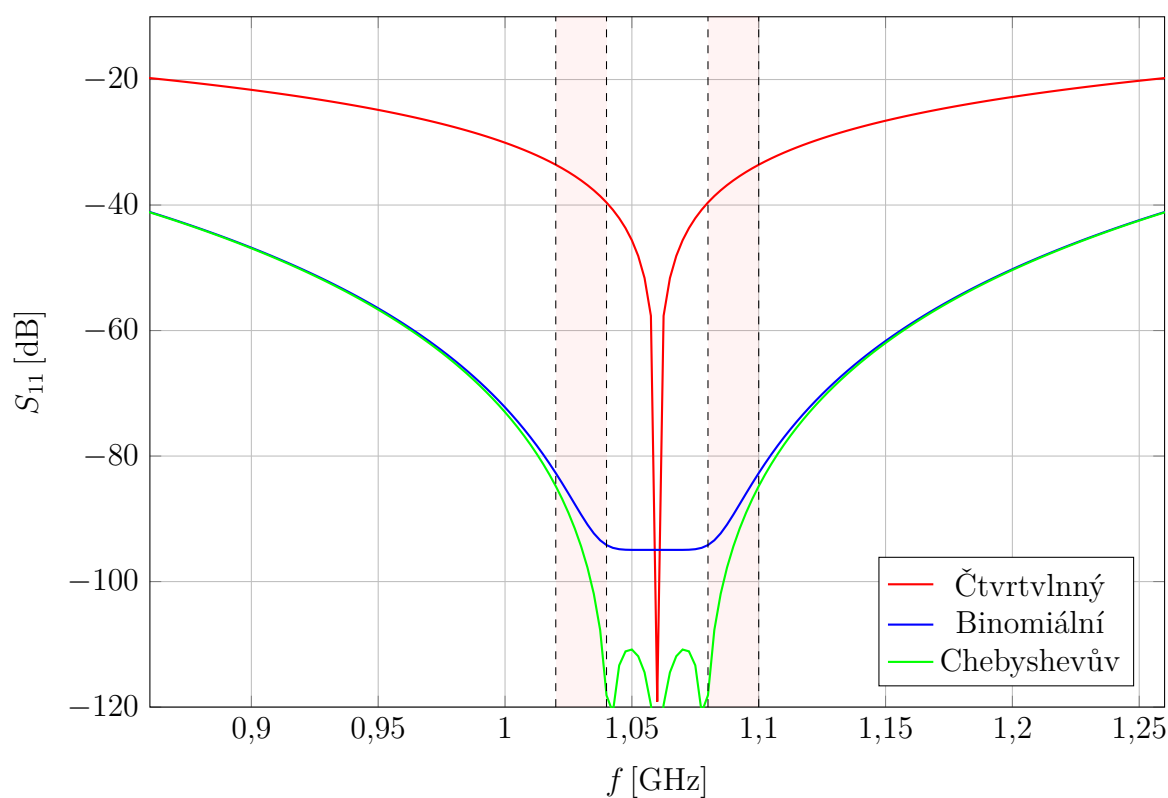


Tab. 8.2: Impedance úseků vedení pro čtvrtvlnný, binomiální a Chebyshevův transformátor

Čtvrtvlnný		Binomiální		Chebyshev	
Úsek	Z [ $\Omega$ ]	Úsek	Z [ $\Omega$ ]	Úsek	Z [ $\Omega$ ]
T1	35,3553	T2	27,2675	T8	27,2689
		T3	35,355	T9	35,3553
		T4	45,8425	T10	45,8397

Tab. 8.3: Teoreticky určený a simulovaný parametr  $S_{11}$  na vstupu jednotlivých úseků

	Vypočten max. $S_{11}$ [dB]	Simulován max. $S_{11}$ [dB]
Čtvrtvlnný	-33,58	-33,58
Binomiální	-83,19	-82,72
Chebyshevův	-94,87	-84,80



Obr. 8.2: Simulovaný parametr  $S_{11}$  pro různé transformační vedení

## 8.4 Geometrické rozměry vedení

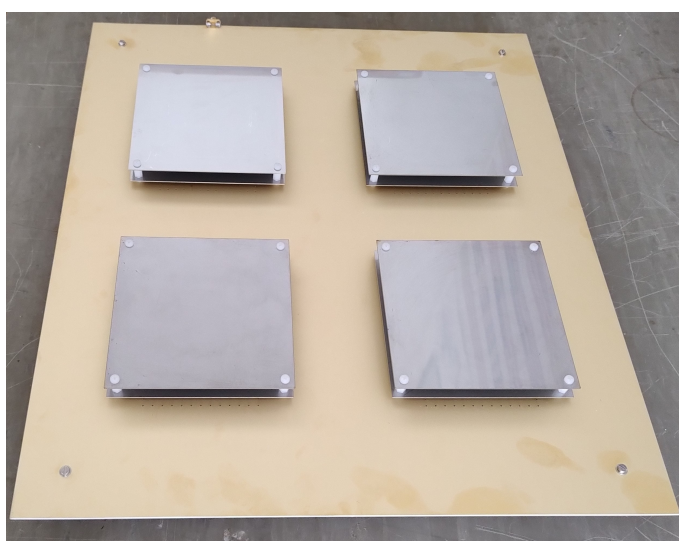
Výslednou šířku vedení lze získat dosazením hodnot impedancí do vztahu 5.1. Rozměry úseků vedení pro zvolené binomiální rozložení jsou uvedeny v tabulce 8.4. Zde již nemá význam zobrazovat hodnoty s výsledkem na 4 desetinná místa, jelikož při výrobě není možné docílit tak přesného výsledku. Tyto hodnoty byly použity pro výsledný model anténního pole. Délka úseků vedení je  $\lambda_g/4 = 33,7$  mm.

Tab. 8.4: Šířka úseků vedení binomiálního transformátoru

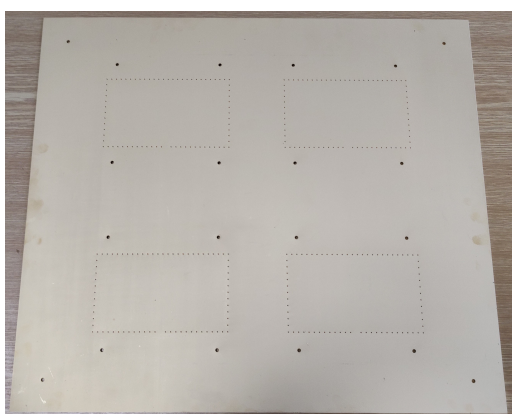
	Z [ $\Omega$ ]	$W_f$ [mm]
0	25	2,11
1	27,2675	1,89
2	35,355	1,30
3	45,8425	0,85
L	50	0,73

## 9 Zhotovené anténní pole

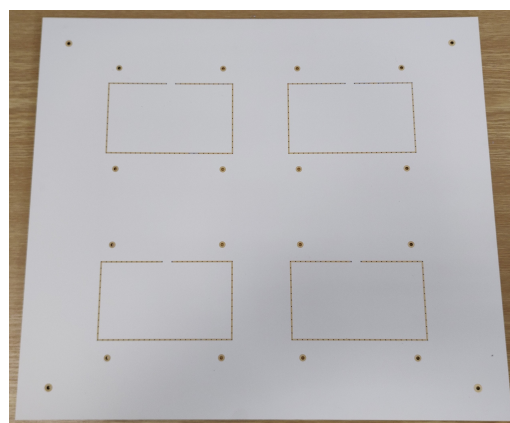
Jako základ anténního pole byl použit substrát Kappa<sup>®</sup> 438. Na substrátu byla vytvořena napájecí síť (obrázek 9.4), štěrbininy pro napájení flíčků (obrázek 9.5) a prokovy mezi vodivými vstřevami na substrátech. Substráty jsou na sebe přitlačeny a tím dochází k vodivému spojení mezi prokvy. Přítlak obstarávají kovové šrouby v rozích a plastové šrouby použité pro uchycení flíčků. Flíčky byly zhotoveny z nerezové oceli o tloušťce 0,8 mm. Pro rozepření flíčků byly použity distanční sloupky z polyamidu s výškou 4 mm a 11 mm. Dále byla vytvořena hliníková konstrukce (obrázek 9.6) pro zvýšení mechanické odolnosti antény. Podpůrná konstrukce byla v rozích uchycena čtyřmi kovovými šrouby M3.



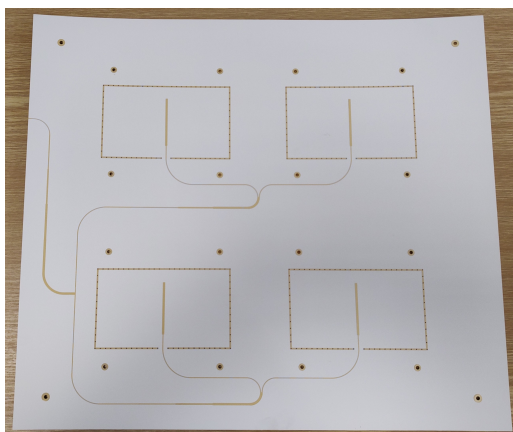
Obr. 9.1: Zhotovené anténní pole



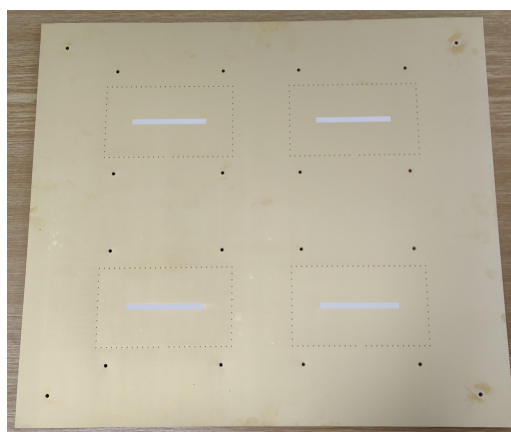
Obr. 9.2: Sub. 1 – spodní strana



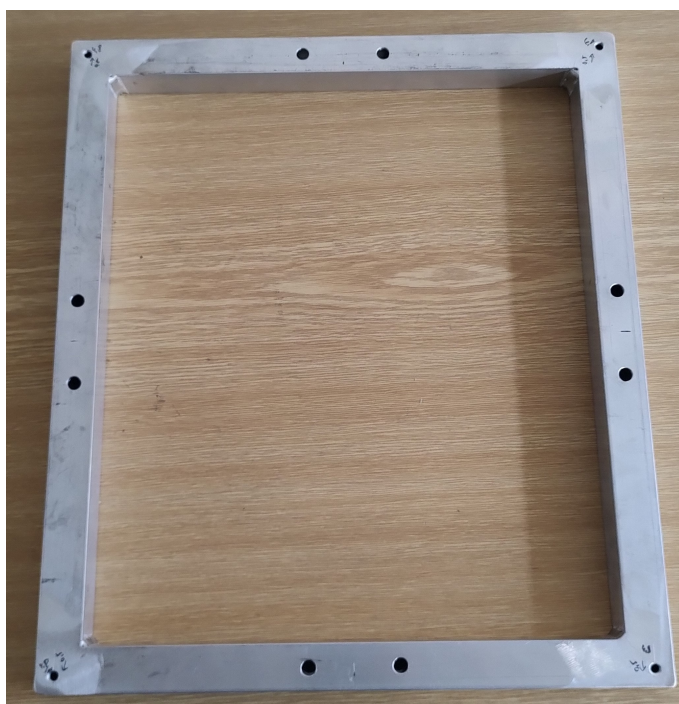
Obr. 9.3: Sub. 1 – horní strana



Obr. 9.4: Sub. 2 – spodní strana



Obr. 9.5: Sub. 2 – horní strana



Obr. 9.6: Podpůrná konstrukce

## 10 Měření anténního pole

Měření anténního pole bylo provedeno v anténní komoře firmy RAMET a.s. Měřeny byly vyzařovací diagramy a  $PSV$  na vstupu antény.

### 10.1 Měření vyzařovacího diagramu

Měření bylo provedeno ve vzdálené oblasti substituční metodou. Metoda je založena na provedení referenčního měření s anténami, jejichž vlastosti jsou známy. Po provedení referenčního měření byla referenční anténa umístěná na točně zaměněna za měřené anténní pole. Výstupem měření jsou výkonové úrovně signálu v závislosti na natočení točny  $\alpha$ . Zisk měřené antény byl následně vypočítán podle vztahu:

$$G(\alpha) = G_{ref} + P_{\alpha} - P_{ref} \quad (10.1)$$

kde  $G(\alpha)$  je vypočtený zisk v závislosti na natočení  $\alpha$ ,  $G_{ref}$  je zisk referenční antény v dBi,  $P_{ref}$  je úroveň měřeného výkonu při použití referenční antény v dBm a  $P_{\alpha}$  je změřená úroveň výkonu v závislosti na natočení  $\alpha$ .

Jako měřicí i referenční anténa byla použita anténa R&S<sup>®</sup>HL562E ULTRALOG. Jako zdroj signálu byl použit signální generátor HEWLETT PACKARD 83732B a jako měřič výkonu Anritsu ML2437A s externím detektorem.

Tab. 10.1: Parametry měřicí/referenční antény R&S<sup>®</sup>HL562E ULTRALOG

$f$ [MHz]	$Gain$ [dBi]	$PSV$ [-]
1030,00	8,06	1,19
1090,00	8,40	1,20

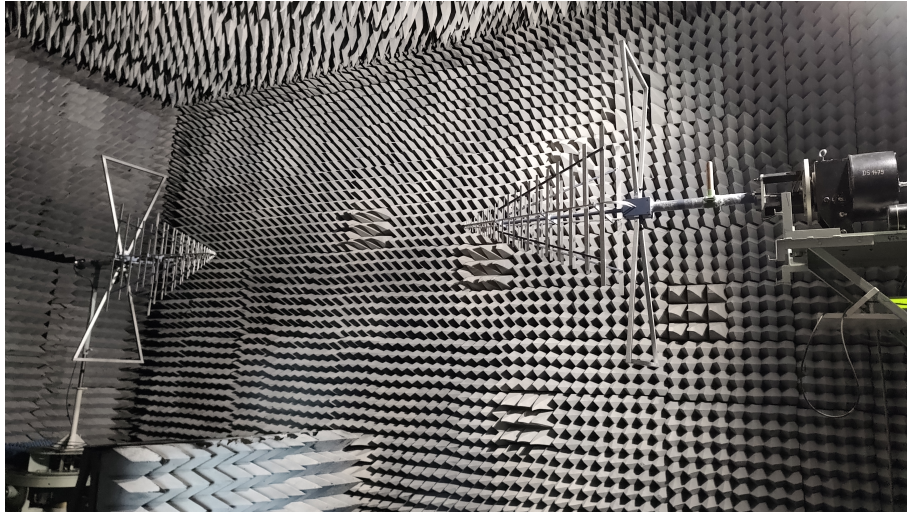
### 10.2 Měření PSV

Pro měření  $PSV$  byl použit Anritsu MS2028C. Měřená anténa byla při měření umístěna v anténní komoře tak, aby výsledek měření nebyl ovlivněn odrazy prostředí.

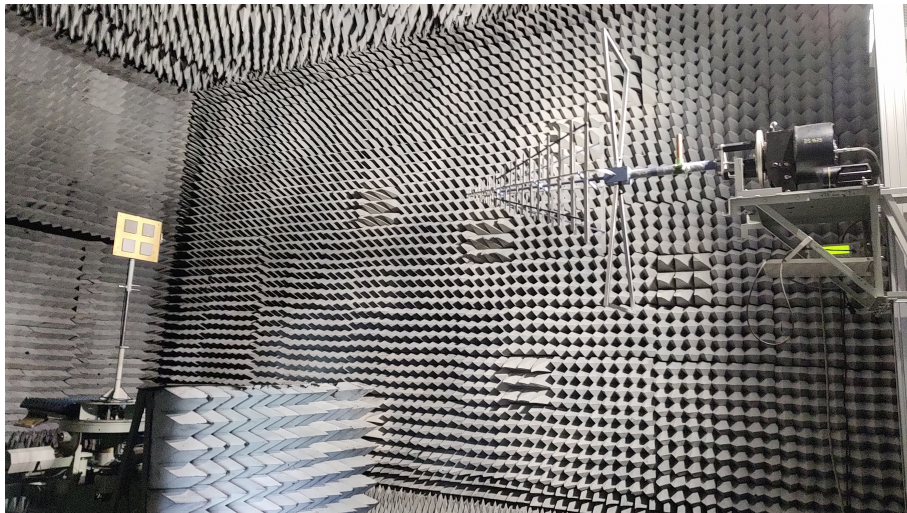
### 10.3 Výsledky měření

Změřené hodnoty  $PSV$  jsou zobrazeny na obrázku 10.3. Je zřejmé, že změřená hodnota neodpovídá zadaným požadavkům, jelikož  $PSV$  v žádném z míst charakteristiky není nižší než 1,5.





Obr. 10.1: Referenční měření

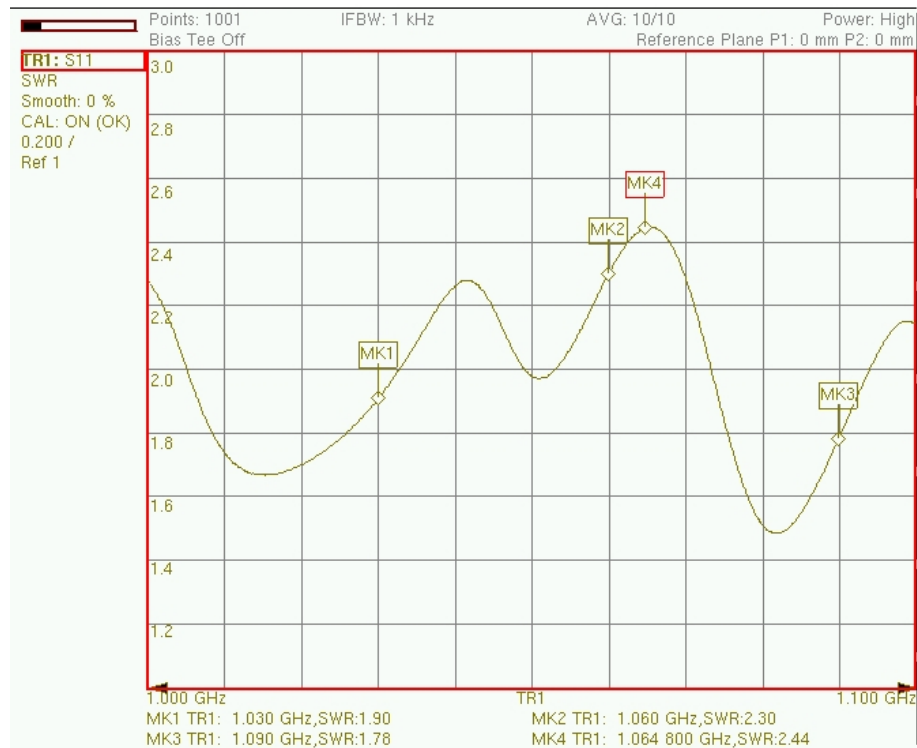


Obr. 10.2: Měření vyzařovací charakteristiky anténního pole

Vyzařovací diagramy pro rovinu E jsou zobrazeny na obrázku 10.4 a vyzařovací diagramy pro rovinu H jsou zobrazeny na obrázku 10.5. Průběhy označené písmenem „X“ v legendě značí křížovou složku polarizace, bez označení se jedná o soufázovou složku. Simulované i změřené charakteristiky soufázové složky mají velmi podobný tvar, ale grafy změřených hodnot mají hodnoty přibližně o 6 dB nižší, pro případ roviny H a kmitočtu 1,03 GHz to je asi 10 dB. Naměřená křížová složka polarizace je oproti simulované vyšší, což je nežádoucí. Výrazně zvýšená křížová složka je především v rovině H.

Při měření vyzařovacích diagramů byl kladen důraz na určení úhlu vychýlení

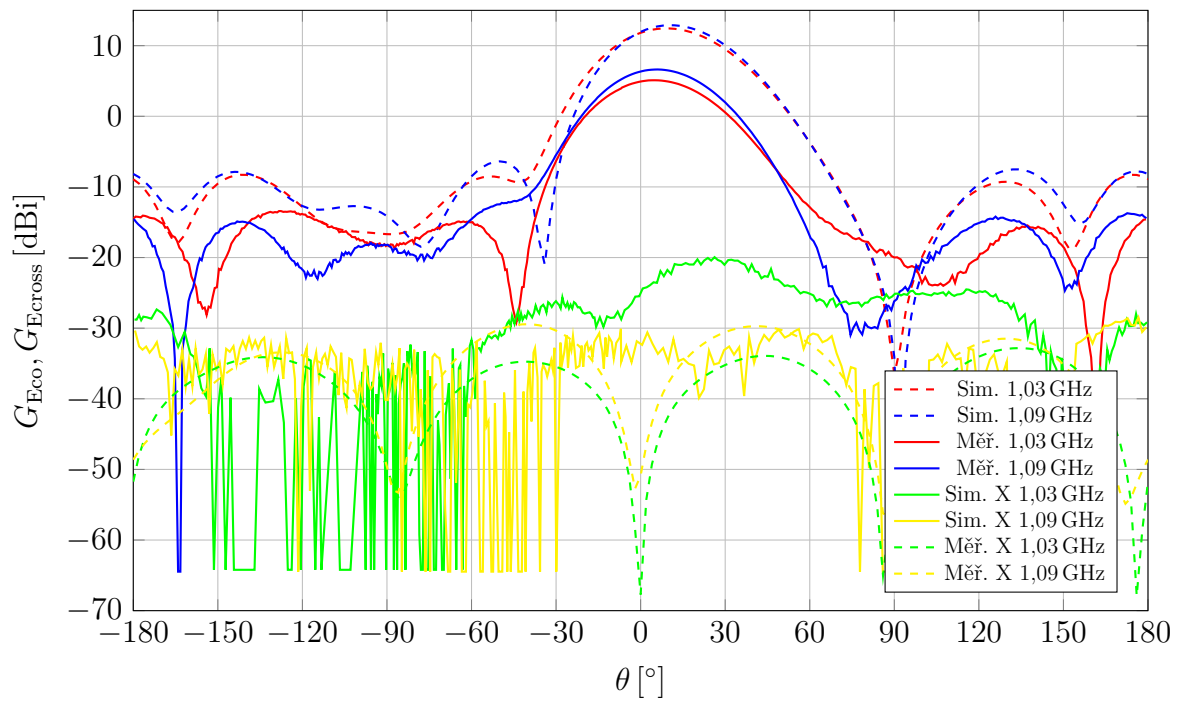
hlavního svazku. Na naměřených grafech v rovině E (obrázek 10.4) lze pozorovat mírné vychýlení hlavního laloku. Změřená hodnota vychýlení je  $4,5^\circ$  pro frekvenci 1030 MHz a  $6,5^\circ$  pro 1090 MHz.



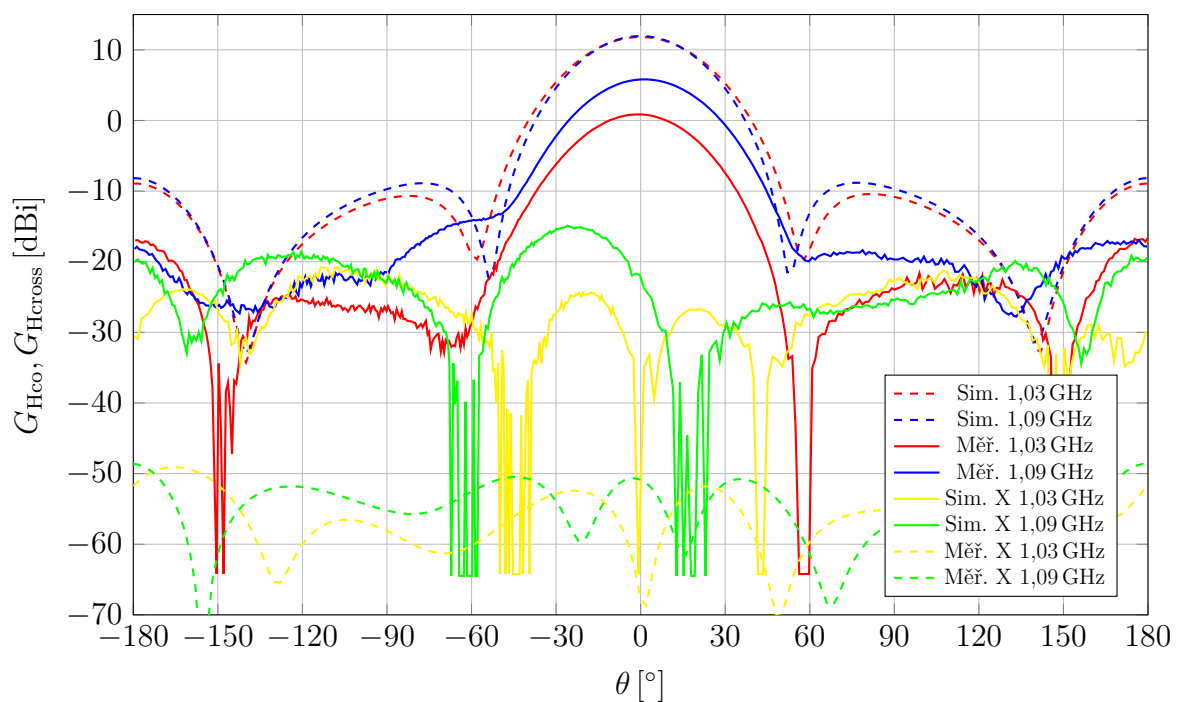
Obr. 10.3: Naměřené  $PSV$  anténního pole

Tab. 10.2: Souhrn simulovaných parametrů anténního pole

$f$ [MHz]	$PSV$ [-]	$G_{\text{real}}$ [dBi]	$\Theta_E$ [°]	$\Theta_H$ [°]
1020	1,43	12,35		
1030	1,39	12,44	41	42
1040	1,35	12,54		
1080	1,23	12,89		
1090	1,26	12,90	39	40
1100	1,42	12,84		



Obr. 10.4: Vyzařovací diagram v rovině E (XZ – elevace) anténního pole, X – křížová složka polarizace



Obr. 10.5: Vyzařovací diagram v rovině H (YZ – azimut) anténního pole, X – křížová složka polarizace

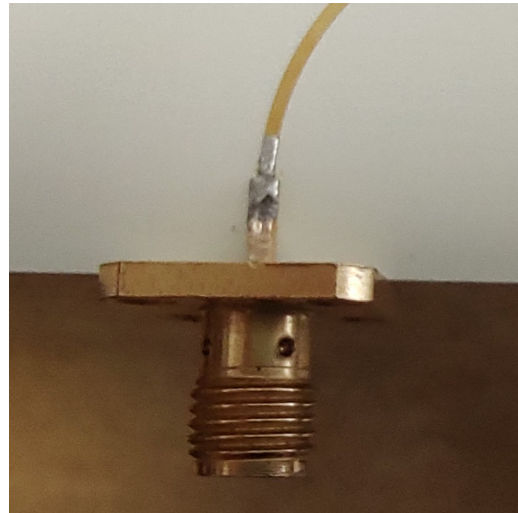


# 11 Úpravy antény a nové měření

Jelikož změřené výsledky neodpovídaly simulovaným hodnotám, bylo potřeba hledat možné příčiny a případné řešení problémů. Prvním problémem, který byl při měření pozorován, byl vliv pohybu kabelu. Při pohybu propojovacího kabelu mezi anténou a měřicím přístrojem byla pozorována změna  $PSV$ . Bylo usouzeno, že problematická část sestavy je konektor, respektive přechod mezi konektorem a stripline vedením. Z toho důvodu byla provedena úprava konektoru tak, aby byl pevněji připojen a tvořil tak stabilní spoj. Původní uchycení konektoru lze vidět na obrázku 11.1 a 11.2. Původní konektor byl připojen ze strany substrátu, kdy do substrátu o tloušťce  $h_{s1}$  byl vyhlouben prostor pro střední vodič konektoru tak, aby bylo možné substráty umístit na sebe.



Obr. 11.1: Původní konektor  
(připájen na zemní plochu)



Obr. 11.2: Původní konektor  
(připájen ke stripline vedení)

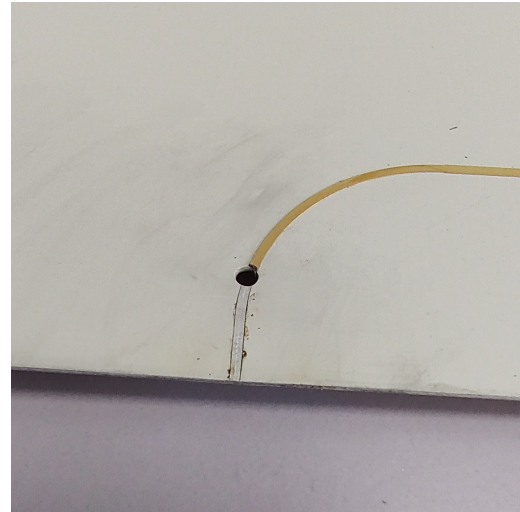
## 11.1 Úprava umístění konektoru

Nejlepším dostupným řešením pro výměnu konektoru bylo použít úhlový konektor určený pro montáž do panelu a přišroubovat jej k substrátu pomocí šroubů. Problém s připojením konektoru však byl ten, že napájecí síť je realizována na horním substrátu a není tedy možné střední vodič konektoru připájet k vodivé cestě stripline vedení a současně jej umístit ze spodní strany antény. Proto bylo rozhodnuto, že bude konektor umístěn z horní strany antény (obrázek 11.5). Bylo tak rozhodnuto i přesto, že takto umístěný konektor může ovlivnit charakteristiku  $PSV$ , případně vyzařovací diagram.

Substrát byl upraven tak, aby jím mohl střední vodič konektoru procházet (obrázek 11.6). Střední vodič konektoru byl zkrácen na délku 1 mm. Jelikož vodič konektoru částečně přesahoval do spodního substrátu, byl do něj vyhlouben prostor, který však neprocházel skrz. Cesta stripline vedení byla zkrácena, aby netvořila pahýl, který by mohl ovlivnit vstupní impedanci antény. Konektor byl přišroubován plastovými šrouby.



Obr. 11.3: Nový konektor  
(horní strana antény)



Obr. 11.4: Horní substrát  
(otvor pro střední vodič konektoru)

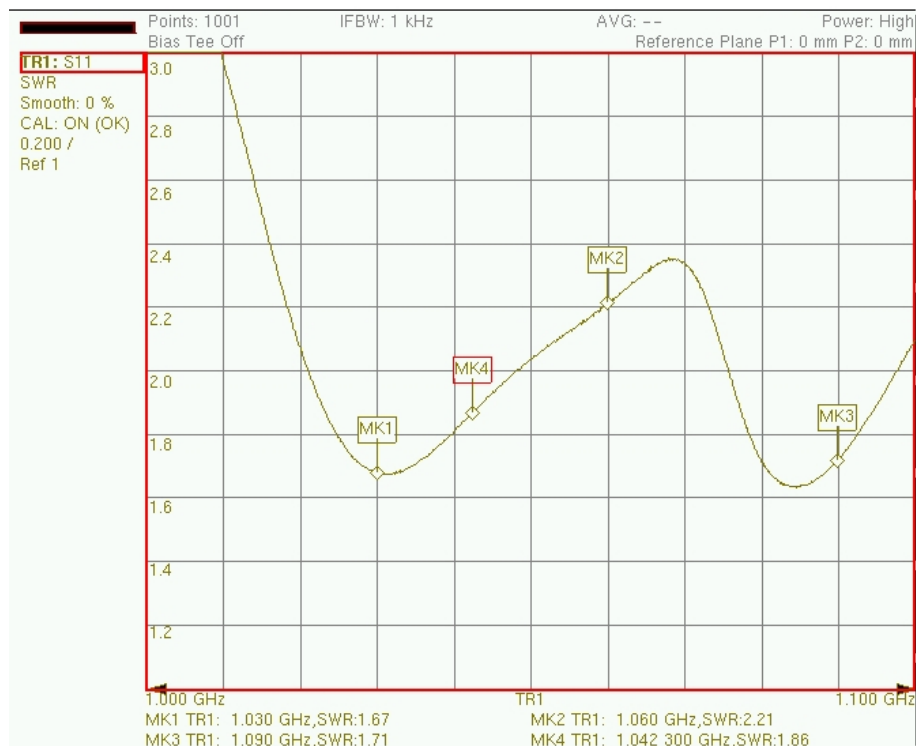


Obr. 11.5: Střední vodič konektoru  
připájený ke stripline vedení



Obr. 11.6: Zahloubení do spodního  
substrátu

Změřené *PSV* po výměně konektoru je zobrazeno na obrázku 11.7. Z grafu lze pozorovat, že výsledek stále nesplňuje požadavky pro *PSV* menší než 1,5.



Obr. 11.7: Naměřené *PSV* po výměně konektoru

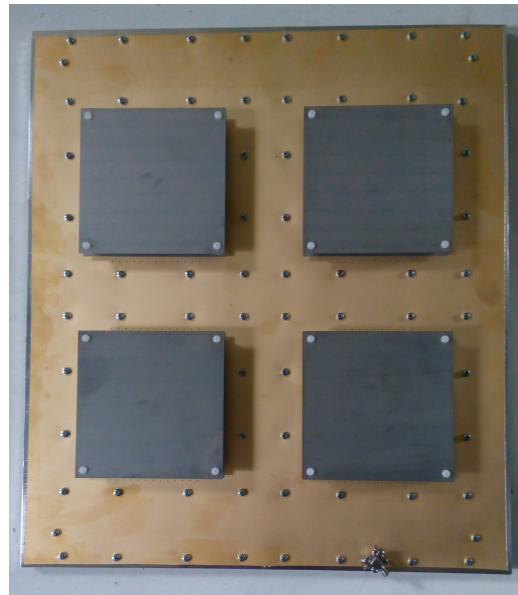
## 11.2 Vylepšení mechanické konstrukce

Bylo zjištěno, že *PSV* se mění nejen kvůli pohybu kabelu, ale i z důvodů mechanického prohnutí antény. Další úvaha tedy byla, že jsou substráty nedostatečně stlačeny a dochází tak k nedokonalému spoji mezi vrtstvy. Pro odstranění tohoto problému byla vytvořena podpurná vrstva z ocelového plechu o tloušťce 3 mm (obrázek 11.8), která byla umístěna pod spodní substrát a pomocí šroubů spojena se substráty (obrázky 11.10 a 11.9). Takto zpevněná konstrukce se již neprohýbala. Hrany substrátů byly opevněny hliníkovou fólií pro lepší propojení zemních ploch. Substráty byly provrtány a pevně spojeny pomocí kovových šroubů procházejících skrz. Kovové šrouby byly nejlepším řešením pro dosažení pevného spoje. Je však otázkou, zda kovové šrouby a hliníková páska negativně neovlivní elektrické vlastnosti antény, jelikož kovový šroub se v substrátu chová jako prokov.

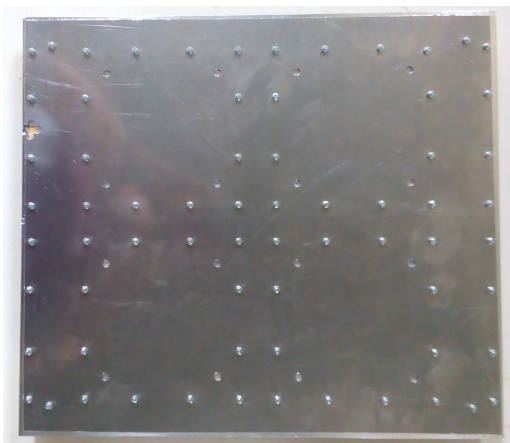
Konstrukce se stabilizovala a tedy *PSV* se nemění s mechanickým namáháním. Ani po mechanické stabilizaci však nebylo dosaženo dobrého výsledku z hlediska *PSV* (viz obrázek 11.12). Hodnota *PSV* je v celém pásmu menší než 2, což lze považovat za hranici použitelnosti antény, ale zadání stále nebylo splněno.



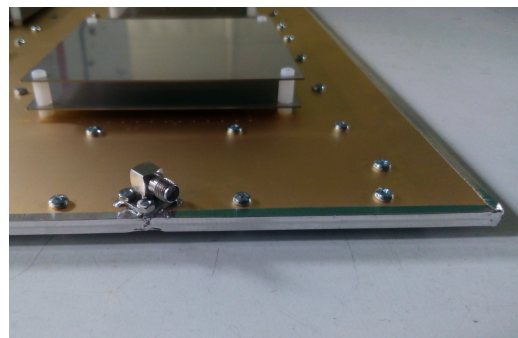
Obr. 11.8: Navrtaný plech  
tloušťky 3 mm



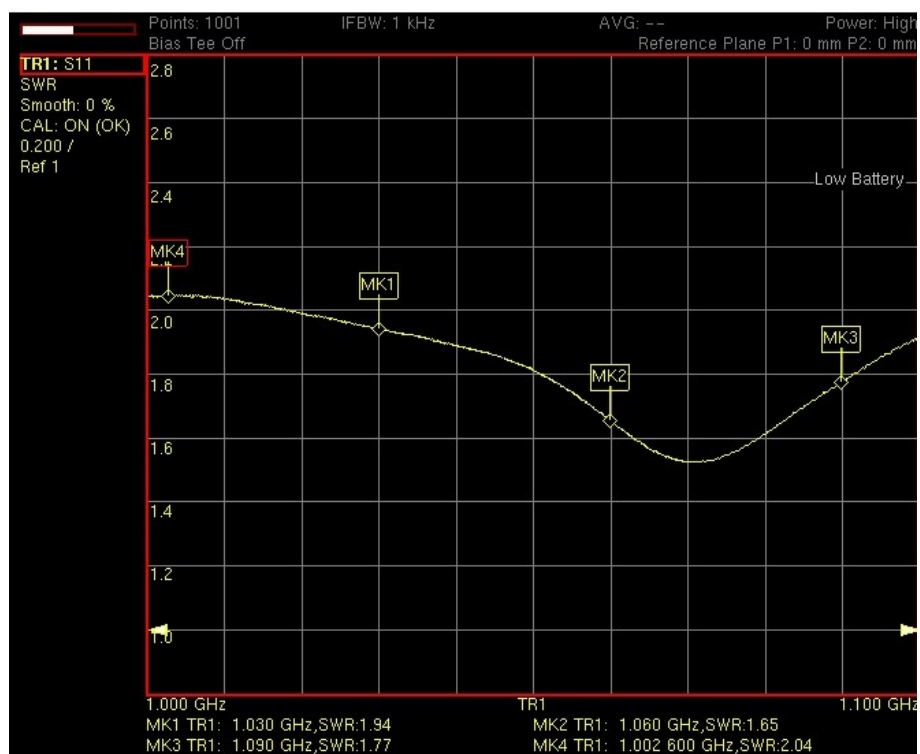
Obr. 11.9: Sešroubovaná anténa  
s plechem



Obr. 11.10: Přišroubovaný plech  
ze spodní strany

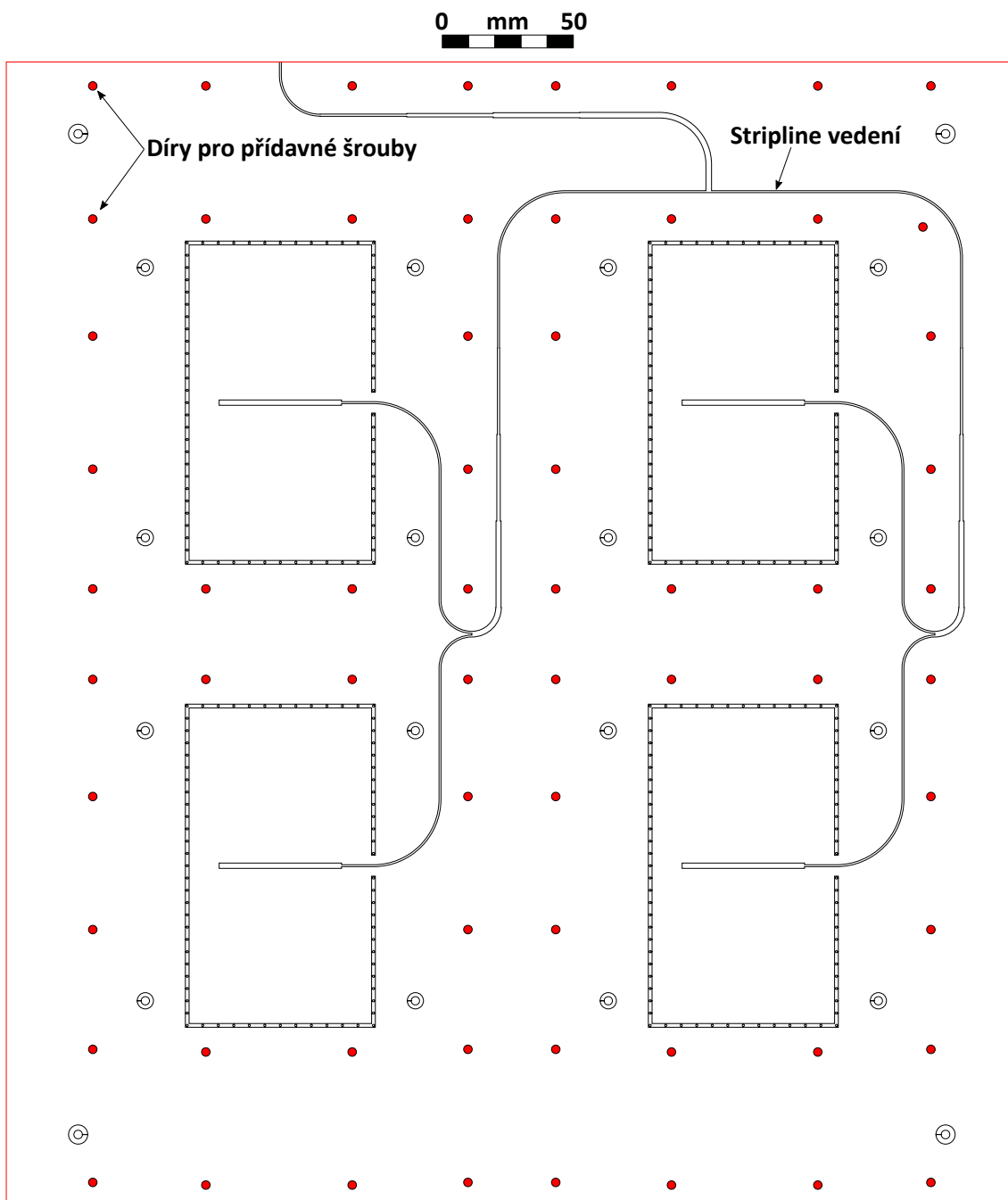


Obr. 11.11: Hrana olepená  
hliníkovou páskou



Obr. 11.12: Naměřené *PSV* po zpevnění konstrukce pomocí plechu





Obr. 11.13: Nákras umístění děr pro přídavné šrouby

## Závěr

V této práci byl popsán návrh anténního pole pro pásmo IFF. Anténní pole a jeho komponenty byly navrženy pro frekvenční pásmo od 1020 MHz do 1100 MHz. Pro dosažení návrhu anténního pole bylo potřeba řešit dílčí části. Návrh se zabýval problematikou stripline vedení a jeho použití pro štěrbinové buzení flíčků, dále návrhem anténního elementu, napájecí sítě pro anténní pole a návrhem výsledného anténního pole. Anténní prvek, byl navržen jako vícevrstvá struktura se dvěma čtvercovými flíčky umístěnými nad sebou. Navržený anténní prvek vykazuje dobré vlastnosti z hlediska impedančního přizpůsobení, kdy je maximální hodnota *PSV* menší než 1,32 na uvedeném pásmu. Maximum realizovaného zisku anténního prvku je větší než 9,3 dBi. Výsledné anténní pole je složeno ze 4 anténních prvků. Napájecí síť je založena na deličích typu T a pro transformaci impedance jsou použity impedanční transformátory s binomiálním rozložením činitele odrazu, zajišťující impedanční přizpůsobení v celé šířce pásma. Takto navržené anténní pole vykazuje *PSV* menší než 1,43 a realizovaný zisk větší než 12 dBi. Vytvořením vhodného fázového posunu mezi prvky bylo dosaženo vychýlení maxima hlavního laloku o  $10^\circ$  v elevaci, jak bylo požadováno v zadání.

Navržené anténní pole bylo zhotoveno a změřeno. Měření byly vyzařovací charakteristiky a *PSV*. Výsledky měření vykazovaly velkou odchylku od simulovaných hodnot. Měřený maximální zisk byl oproti simulaci nižší o 5 až 10 dB a měřené *PSV* nebylo nižší než 1,5, což nelze považovat za dobrý výsledek.

Jelikož měření původního výrobku neposkytlo dobré výsledky, byla snaha o mechanické zpevnění anténního pole za účelem dosažení lepších výsledků. Byl kladen důraz především na pevnější uchycení konektoru a na pevnější spojení substrátů. Provedené pokusy však výsledky příliš nevytěžily. Charakteristika *PSV* v celé šířce pásma poklesla pod 2, tuto hodnotu však nelze považovat za uspokojivou, protože nesplňuje zadání.

Jelikož navržený model má v simulaci velmi dobré výsledky, bylo by škoda je zahodit a v práci nepokračovat. Pro odhalení problému fyzického modelu by bylo vhodné začít s ověřením parametrů samotného anténního elementu. Následně prověřit parametry napájecí sítě a anténního pole. Pomocí tohoto postupu se pokusit problém najít a odstranit.

## Literatura

- [1] IEEE Standard for Radar Definitions. *IEEE Std 686-2017 (Revision of IEEE Std 686-2008)*, 2017, s.1-54, ISBN 978-1-5044-4062-2.
- [2] YANG, F.; ZHANG, XUE-XIA; YE, XIAONING; RAHMAT-SAMII Y. Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, no. 7, s. 1094–1100. ISSN 1558-2221.
- [3] TONG, KIN-FAI; LUK, KWAI-MAN; LEE, KAI-FONG; LEE, R. Q. A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, no. 7, s. 1094–1100. ISSN 1558-2221.
- [4] MILLIGAN, T. A. *Modern antenna design*. 2. vyd. John Wiley & Sons, Inc., 2005. 500 s. ISBN 9780471457763
- [5] ABDOLAHY, M.; POURGHOLAMHOSSEIN, Z.; SADEGHI, H. M.; FADAEI, M. Design and analysis performance of a new patch array antenna for SSR. *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, 2017, vol. 43, no. 7, s. 2539-2545. ISBN 978-1-5090-6269-0.
- [6] *Saturn PCB Design Toolkit Version 8.06* [online]. [cit. 2. 1. 2022]. Dostupné z URL: <<https://saturnpcb.com/saturn-pcb-toolkit/>>.
- [7] BRACHAT, P.; BARACCO, J. M. Dual-polarization slot-coupled printed antennas fed by stripline. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1995, vol. 43, no. 7, s. 738–742. ISSN 1558-2221.
- [8] POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 4. vyd. John Wiley & Sons, Inc., 2011. 752 s. ISBN 978-0-470-63155-3
- [9] TARGONSKI, S. D.; WATERHOUSE, R. B.; POZAR, D. M. Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, vol. 46, no. 9, s. 1245–1251. ISSN 1558-2221.
- [10] CROQ, F.; POZAR, D. M. Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1991, vol. 39, no. 12, s. 1770-1776. ISSN 1558-2221.
- [11] WATERHOUSE, R. B. Design of probe-fed stacked patches. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1999, vol. 47, no. 12, s. 1780-1784. ISSN 1558-2221.



- [12] BHATTACHARYYA, A.; FORDHAM, O.; LIU, Y. Analysis of stripline-fed slot-coupled patch antennas with vias for parallel-plate mode suppression. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, vol. 46, no. 4, s. 538-545. ISSN 1558-2221.
- [13] XU F.; WU K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 1, s. 66-73. ISSN 1557-9670.
- [14] *Kappa® 438 Laminates* [online]. Chandler: Rogers Corporation, 2019 [cit. 29.12.2021]. Dostupné z URL: <<https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/kappa-438-laminates-data-sheet.pdf>> <<https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/kappa-438-laminates>>.

# Seznam symbolů a zkratek

<b>IFF</b>	Identification, Friend or Foe
<b>SSR</b>	Secondary Surveillance Radar
<b>ATCRBS</b>	Air Traffic Control Radar Beacon System
<b>HFSS</b>	High-Frequency Structure Simulator
$B_{30}$	nižší frekvenční pásmo se středním kmitočtem 1030 MHz
$B_{90}$	vyšší frekvenční pásmo se středním kmitočtem 1090 MHz
$PSV$	poměr stojatých vln
$S_{11}$	parametr $S_{11}$
$c$	rychlost světla ( $3 \cdot 10^8 \text{ m s}^{-1}$ )
$\lambda_0$	vlnová délka ve volném prostoru
$\lambda_g$	vlnová délka v prostředí s relativní permitivitou větší než 1
$W_f$	šířka napájecího stripline vedení
$W_{\text{stub}}$	šířka vazebního vedení
$L_{\text{stub}}$	polovina Délky vazebního vedení
$h$	výška substrátu
$h_{s1}$	výška spodního substrátu
$h_{s2}$	výška vrchního substrátu
$h_A$	výška spodní vzduchové vrstvy
$h_{A2}$	výška vrchní vzduchové vrstvy
$h_p$	výška flíčku (kovové vrstvy)
$SW$	šířka štěrbin
$SL$	délka štěrbin
$r_s$	poloměr distančních sloupků
$E_{\text{of}}$	odsazení distančních sloupků od okraje flíčku

$W_w$	šířka dutiny vytvořené prokovy
$L_w$	délka dutiny vytvořené prokovy
$L_p$	rezonanční délka flíčku
$W_p$	šířka flíčku
$dl$	vzdálenost napájecího bodu od fázové nuly
$dE$	vzdálenost středů anténních prvků v rovině E
$dH$	vzdálenost středů anténních prvků v rovině H
$\delta$	fázový rozdíl napájení anténních elementů
$\theta_{max}$	vychýlení maxima hlavního laloku v rovině E
$r_{via}$	poloměr prokovů
$p$	vzdálenost mezi prokovy
$N_w$	počet prokovů na stěně délky $W_w$
$N_l$	počet prokovů na stěně délky $L_w$
$f_L$	nejnižší kmitočet pásma $B_{30}$
$f_H$	nejvyšší kmitočet pásma $B_{90}$
$\varepsilon_r$	relativní permitivita prostředí
$\varepsilon_{reff}$	efektivní relativní permitivita
$\Delta$	prodloužení délky flíčku
$G_{Eco}$	souhlasná složka zisku v rovině E
$G_{Hco}$	souhlasná složka zisku v rovině H
$G_{Ecross}$	křížová složka zisku v rovině E
$G_{Hcross}$	křížová složka zisku v rovině H
$G_{real}$	realizovaný zisk
$\Theta_E$	šířka svazku hlavního laloku v rovině E pro pokles zisku o 3 dB
$\Theta_H$	šířka svazku hlavního laloku v rovině H pro pokles zisku o 3 dB

$G(\alpha)$	vypočtený zisk v závislosti na natočení $\alpha$
$G_{ref}$	zisk referenční antény
$P_{ref}$	úroveň měřeného výkonu při použití referenční antény
$P_\alpha$	změřená úroveň výkonu v závislosti na natočení $\alpha$
$Z_0$	charakteristická impedance vedení