

# ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

---

Fakulta elektrotechnická  
Katedra mikroelektroniky



## Diplomová práce

Anténní senzor pro měření vzdáleností  
Antenna Sensor for Distance Measurement

květen 2016

vypracoval: Pavel Kovařík  
vedoucí práce: prof. Ing. Karel Hoffmann, CSc.

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. KOVAŘÍK Pavel**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika  
Obor: Elektronika

Název tématu: **Anténní senzor pro měření vzdálenosti**

### ***Pokyny pro vypracování:***

1. Prostudujte literaturu týkající se anténních senzorů pro bezkontaktní měření malých vzdáleností kovového planárního povrchu.
2. Navrhněte, realizujte a proměřte anténní senzor pro bezkontaktní měření malých vzdáleností kovového planárního povrchu.
3. Rozsah měřicího okna 40 mm. Minimální vzdálenost senzoru od měřeného povrchu 25 mm. Frekvenční pásmo minimálně (8 až 12,4) GHz. Předpokládejte, že senzor je zakrytý vhodným dielektrickým krytem (radomem).
4. Požadované potlačení nežádoucích signálů proti měřicímu signálu cca -40 dB. Snažte se dosáhnout konstantní amplitudy měřicího signálu nezávisle na vzdálenosti kovového povrchu a lineární závislosti fáze měřicího signálu na měřené vzdálenosti.
5. Analyzujte možnosti realizace senzoru, pomocí 3D simulátoru elmg. pole, zmapujte nežádoucí signály ovlivňující přesnost měření, vyberte vhodnou strukturu a tuto optimalizujte z hlediska minimalizace nežádoucích signálů.
6. Výslednou strukturu realizujte a proměřte; výsledky zhodnoťte

### ***Seznam odborné literatury:***

- [1] J.D.Kraus, R.J. Marhefka, Antennas for all Applications, Mc Graw-Hill, third edition
- [2] K. P. Ray, G. Kumar, and P. V. Anob, WIDE BAND PLANAR MODIFIED TRIANGULAR MONOPOLE ANTENNAS, MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS/ Vol. 49, No. 1, March 2007
- [3] M. J. Amman and Z. N. Chen, Wideband Monopole Antennas for Multi-Band Wireless Systems, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 2, April 2003
- [4] A. B. CRAWFORD, D. C. HOGG and L. E. HUNT, A Horn-Reflector Antenna for Space Communication, THE BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, JULY 1961
- [5] Kraus, John D. (November 1940). "The square-corner reflector beam antenna for ultra high frequencies" QST (USA: American Radio Relay League). p. 18. Retrieved June 2, 2015.

Vedoucí: **prof. Karel Hoffmann Ing., CSc.**

Platnost zadání: 9. 9. 2017



prof. Ing. Miroslav Husák, Csc.  
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 25. 2. 2016

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá návrhem a realizací anténního senzoru v pásmu X-band pro bezkontaktní měření malých vzdáleností kovového planárního povrchu. Princip tohoto senzoru spočívá v měření fáze signálu odraženého od kovového povrchu. Jako senzor byly použity dvě stejné širokopásmové koutové antény, přičemž jedna signál vysílá a druhá přijímá odražený signál. Návrh těchto antén byl proveden v programu CST Microwave studio.

## **Klíčová slova**

Měření vzdálenosti, Trychtýřová anténa, Koutová reflektorová anténa

## **Abstract**

This thesis deals with the development of antenna sensors for distance measurement in X-band. The basic principle used for this sensor is the measurement of a reflected signal's phase. The sensor consists of two 3D corner reflector antennas. The first antenna transmits a signal towards the measured reflective object while the second antenna receives reflected signals. The design of these two antennas was made in CST Microwave Studio.

## **Key words**

Distance Measurement, Horn Antenna, 3D Corner Reflector Antenna

## Čestné prohlášení

„Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských prací.“

Datum: 27.5.2016

.....  
Pavel Kovařík

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé práce prof. Ing. Karlu Hoffmannovi, CSc. za jeho ochotu, trpělivost, rady a připomínky při tvorbě této práce.

Dále bych rád poděkoval Ing. Martinovi Hassemu za rady a pomoc se simulacemi v programu CST Microwave Studio.

# Obsah

<b>1</b>	<b>ÚVOD.....</b>	<b>6</b>
1.1	Struktura dokumentu .....	7
<b>2</b>	<b>Senzor v režimu měření koeficientu odrazu .....</b>	<b>8</b>
2.1	Základní principy a požadavky.....	8
2.1.1	Blízké a vzdálené pole antény .....	11
2.2	Simulované struktury v CST Microwave Studio.....	12
2.2.1	Otevřené ústí vlnovodu s plochou přírubou .....	13
2.2.2	Trychtýřová anténa s aperturou 9x6cm.....	16
2.3	Struktura změřená pomocí vektorového analyzátoru.....	19
2.3.1	Trychtýřová anténa při použití funkce "Gating" .....	19
<b>3</b>	<b>Senzor v režimu měření přenosu .....</b>	<b>23</b>
3.1	Vlastnosti.....	23
3.1.1	Nelinearita senzoru .....	24
3.2	Návrh antény .....	25
3.2.1	Zisk navržené antény .....	28
3.2.2	Zakrytí antény dielektrickým krytem (Radomem) .....	29
3.3	Simulace koeficientu přenosu.....	30
3.4	Vyhodnocení linearity fáze .....	32
<b>4</b>	<b>Realizace senzoru .....</b>	<b>34</b>
4.1	Výroba dvou 3D koutových reflektorových antén.....	34
<b>5</b>	<b>Měření Senzoru .....</b>	<b>36</b>
5.1	Výsledky měření senzoru pro rozteč antén 50,7 cm .....	37
5.2	Výsledky měření pro optimální rozteč antén rovnou 30 cm .....	40
<b>6</b>	<b>Závěr .....</b>	<b>42</b>
<b>7</b>	<b>Literatura .....</b>	<b>44</b>
<b>8</b>	<b>Přílohy.....</b>	<b>45</b>

## Seznam příloh

- A. Katalogový list konektoru SMA 32K441
- B. Katalogový list RAYDEL M26 radom specification
- C. Výkresová dokumentace navržené antény
- D. Výsledky měření pro různé rozteče antén
- E. Fotodokumentace

## Seznam použitých symbolů a zkratek

CST	...	Program CST Microwave Studio
SMA	...	SubMiniature A konektor
TRL	...	Through Reflect Line kalibrace
PEC	...	Perfect Electric Conductor – dokonalý elektrický vodič
R	...	Poloměr
D	...	Největší rozměr antény
c	...	Rychlost světla
d	...	Vzdálenost
f	...	Frekvence
$\lambda$	...	Vlnová délka
$\phi$	...	Úhel antény definovaný v rovině xy
$\vartheta$	...	Úhel antény definovaný v rovině zx
G	...	Zisk antény
$G_v$	...	Zisk vysílací antény
$G_p$	...	Zisk přijímací antény
FSPL	...	Ztráty volným prostorem



## Seznam obrázků

Obrázek 1: Princip senzoru v režimu měření koeficientu odrazu .....	8
Obrázek 2: Simulovaný měřicí signál a přizpůsobení trychtýřové antény v CST.....	10
Obrázek 3: Simulovaný měřicí signál a přizpůsobení trychtýřové antény v polárním zobrazení v CST .....	10
Obrázek 4: Blízká a vzdálená zóna antény [3].....	11
Obrázek 5: Model ústí vlnovodu s plochou přírubou v CST .....	13
Obrázek 6: Vyzařovací diagram ústí vlnovodu na 10 GHz. Vlevo – ve vertikální rovině, Vpravo – v horizontální rovině .....	14
Obrázek 7: Simulovaná amplituda koeficientu odrazu pro ústí vlnovodu .....	15
Obrázek 8: Simulovaná fáze a směrnice fáze parametru $S_{11}$ v závislosti na měřené vzdálenosti .....	15
Obrázek 9: Model trychtýřové antény s aperturou 9x6 cm v CST .....	16
Obrázek 10: Vyzařovací diagram Trychtýřové antény na 10 GHz. Vlevo – ve vertikální rovině, Vpravo – v horizontální rovině .....	17
Obrázek 11: Simulovaná amplituda parametru $S_{11}$ pro 3 různé posuvy .....	17
Obrázek 12: Simulovaná fáze a směrnice fáze parametru $S_{11}$ v závislosti na měřené vzdálenosti .....	18
Obrázek 13: Model trychtýřové antény s aperturou 9x6 cm a plochým reflektorem .....	20
Obrázek 14: Změřená amplituda parametru $S_{11}$ bez funkce "Gating" u trychtýřové antény...	21
Obrázek 15: Změřená amplituda parametru $S_{11}$ při použití funkce "Gating" u trychtýřové antény .....	21
Obrázek 16: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{11}$ při použití funkce "Gating".....	22
Obrázek 17: Princip senzoru v režimu měření přenosu .....	23
Obrázek 18: Nelinearita měření pro rozteč antén 30 cm.....	25
Obrázek 19: Navržená Koutová reflektorová anténa v programu CST.....	26
Obrázek 20: Přizpůsobení navržené antény v CST .....	27
Obrázek 21: Vlevo - Vyzařovací diagram ve vertikální rovině, Vpravo – Vyzařovací diagram v horizontální rovině pro $\theta=65^\circ$ .....	28
Obrázek 22: Simulovaný model pro výpočet koeficientu přenosu v CST .....	31
Obrázek 23: Hodnota přenosu pro měřicí signál a pro přeslech mezi anténami .....	32
Obrázek 24: Simulovaná fáze koeficientu přenosu v závislosti na vzdálenosti .....	33
Obrázek 25: Simulovaná diference fáze koeficientu přenosu v závislosti na vzdálenosti .....	33
Obrázek 26: Přizpůsobení realizovaných antén a simulované antény .....	35
Obrázek 27: Přeslech bez útlumového materiálu a s útlumovým materiálem .....	38
Obrázek 28: Měřicí signál a přeslech pro rozteč antén 50,7 cm .....	39

Obrázek 29: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{21}$ v závislosti na měřené vzdálenosti pro rozteč antén 50,7 cm.....	39
Obrázek 30: Měřicí signál a přeslech pro rozteč antén 30 cm .....	40
Obrázek 31: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{21}$ v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 30 cm.....	41
Obrázek P1: Výkresová dokumentace reflektorů antény .....	48
Obrázek P2: Výkresová dokumentace širokopásmového planárního monopólu .....	48
Obrázek P3: Měřicí signál a přeslech pro rozteč antén 15 cm .....	49
Obrázek P4: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{21}$ v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 15 cm.....	49
Obrázek P5: Měřicí signál a přeslech pro rozteč antén 20 cm .....	50
Obrázek P6: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{21}$ v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 20 cm.....	50
Obrázek P7: Měřicí signál a přeslech pro rozteč antén 40 cm .....	51
Obrázek P8: Změřená fáze a směrnice fáze parametru $S_{21}$ v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 40 cm.....	51
Obrázek P9: Realizovaná anténa č. 1 .....	52
Obrázek P10: Pracoviště pro měření přenosu mezi anténami .....	52

## Seznam tabulek

Tabulka 1: Rozměry modelovaného vlnovodu s plochou přírubou .....	14
Tabulka 2: Rozměry modelované trychtýřové antény .....	16
Tabulka 3: Rozměry modelované trychtýřové antény s plochým reflektorem.....	20
Tabulka 4: Porovnání skutečné vzdálenosti se změřenou vzdálenosti pro 2 rozteče antén při zanedbání problému nelinearity.....	25
Tabulka 5: Zisk antény, ztráty volným prostorem pro 1m a přenos mezi anténami při uvažování zisku v závislosti na frekvenci.....	29

# 1 ÚVOD

Cílem této práce je návrh a realizace senzoru pro bezkontaktní měření vzdálenosti s velkou přesností. Senzor je realizován pomocí antény a funguje na bázi měření fáze signálu odraženého od měřeného kovového planárního povrchu.

Tato práce se zabývá 2 možnými způsoby, jak senzor tohoto typu realizovat. U obou možností je požadavek, aby se fáze měřicího signálu měnila lineárně se změnou vzdálenosti měřeného kovového povrchu. První způsob je měření koeficientu odrazu antény při různých vzdálenostech měřeného povrchu. Pro ověření vlastností a funkčnosti senzoru tohoto typu byly zvoleny otevřené ústí vlnovodu R100 s plochou přírubou a dále trychtýřová anténa s aperturou 9x6 cm. Druhý způsob realizace senzoru vyžaduje dvě stejné směrové antény a měří se fáze koeficientu přenosu, přičemž první anténa vysílá signál směrem k měřenému kovovému povrchu a druhá anténa přijímá signál odražený od tohoto povrchu. Pro ověření funkčnosti tohoto senzoru byly navrženy a realizovány dvě širokopásmové koutové reflektorové antény.

Senzor byl navrhován jako širokopásmový a to v pásmu 8 až 12,4 GHz (označované v literatuře též jako X-band), což odpovídá frekvenčnímu pásmu vlnovodu R100. Je to z toho důvodu, že pokud se fáze měří na více frekvencích, pak lze vzdálenost mezi senzorem a měřeným kovovým povrchem určit jednoznačně. V případě použití měřicího signálu na jedné frekvenci by se vzdálenost určit jednoznačně nedala. Šla by určit pouze v rozsahu násobků jedné půlvlny, protože fáze signálu například pro vzdálenost  $\lambda/2$  je stejná pro  $3\lambda/2$  a nedají se od sebe odlišit.

Vyhodnocení vzdálenosti se dá udělat 2 způsoby. První způsob spočívá v přímém měření fáze měřicího signálu pomocí vektorového analyzátoru a dále přepočtení fáze na vzdálenost. Tento způsob ovšem není moc vhodný, protože vektorový analyzátor je příliš drahý a nejistota měření vzdálenosti by v tomto případě byla řádově kolem 0,1 mm, což je poměrně dost. K tomuto číslu se dospělo tak, že nejistota určení fáze signálu pomocí analyzátoru je řádově  $1^\circ$  přičemž  $1^\circ$  vlnové délky na měřicí frekvenci 8 GHz je právě těch 0,1 mm (celá vlnová délka na této frekvenci je 37,5 mm). Druhý způsob vyhodnocení vzdálenosti je pomocí interferometrické metody. Ta spočívá v tom, že rozmítaný signál o frekvenci 8 až 12,4 GHz je pomocí

rozbočovače rozdělen do dvou větví. Jedna větev je referenční představovaná úsekem vedení o dané délce. V druhé větvi se měřicí signál šíří přes navržený senzor. Poté se signály z obou větví opět spojí slučovačem do jedné větve. Pokud je zajištěno, že měřicí i referenční signál mají stejnou úroveň výkonu, tak se na určitých frekvencích v měřicím pásmu signály od sebe odečtou a ve spektru tak vzniknou charakteristické poklesy výkonu s velmi úzkými minimy. Po kalibraci se z těchto minim dá velmi přesně vypočítat vzdálenost měřeného povrchu od senzoru [1]. Výhoda této metody spočívá v tom, že výkon se v tomto případě dá měřit jenom skalárně, což podstatně snižuje cenu senzoru a pozice minim ve spektru se dá určit velmi přesně, což zvyšuje přesnost senzoru oproti předchozí metodě s vektorovým analyzátořem. V článku [1] se uvádí, že přesnost senzoru s interferometrickou metodou by se měla pohybovat v mikronové popřípadě v sub-mikronové oblasti.

Navržený senzor může najít uplatnění všude tam, kde je třeba měřit vzdálenosti vodivých planárních povrchů s vysokou přesností. V průmyslu by se tedy mohl uplatnit k měření tlouštěk plechů případně k měření výšky hladiny kapalin.

## 1.1 Struktura dokumentu

Úvodní kapitola zmiňuje cíle této práce. Dále se stručně zmiňuje o možnostech, jak zkonstruovat senzor pro měření vzdáleností a jakými metodami se dají vyhodnotit data z tohoto senzoru.

Druhá kapitola se zabývá principem a vlastnostmi bezkontaktního měření vzdáleností na bázi měření koeficientu odrazu měřicího signálu. Dále jsou zde popsány simulace a následné měření takovýchto typů senzorů.

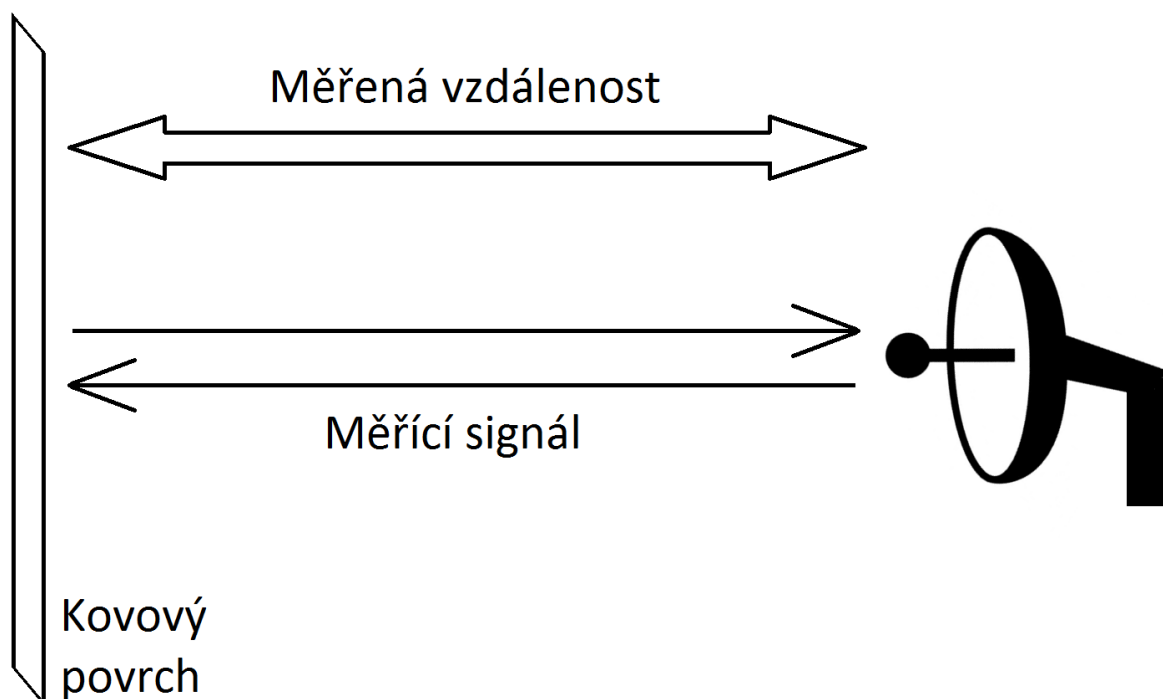
Třetí kapitola se zabývá principem bezkontaktního měření vzdáleností na bázi měření přenosu signálu mezi měřicími anténami a reflexní plochou. Dále se zabývá návrhem širokopásmové koutové reflektorové antény

Čtvrtá kapitola se zabývá realizací 2 navržených koutových antén a měřením jejich přizpůsobení.

Pátá kapitola se zabývá měřením koeficientu přenosu mezi navrženými anténami a různě vzdáleným měřeným povrchem.

## 2 Senzor v režimu měření koeficientu odrazu

Tato kapitola se věnuje požadavkům na senzor v režimu měření koeficientu odrazu a následně simulaci a měření reálných struktur použitých pro tento režim. Princip senzoru je na obrázku 1. Reálnými strukturami se má na mysli otevřené ústí vlnovodu R100 s plochou přírubou a dále trychtýřovou anténou s aperturou 9 x 6 cm. Výsledky z měření těchto senzorů i z jejich simulací jsou velmi podobné. Kvůli přehlednosti zde tedy budou uvedeny primárně výsledky simulací a u struktury kde by simulace trvala příliš dlouho kvůli svojí složitosti, bude uveden výsledek měření.



Obrázek 1: Princip senzoru v režimu měření koeficientu odrazu

### 2.1 Základní principy a požadavky

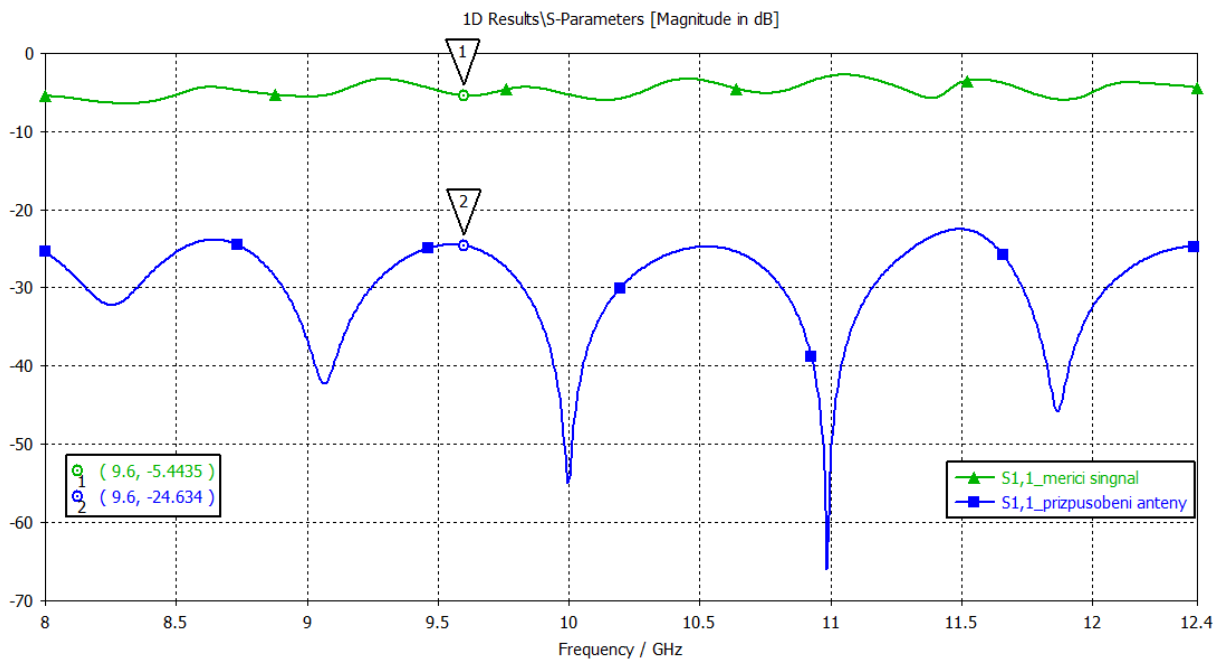
První požadavek na senzor je ten, aby amplituda koeficientu odrazu ve frekvenčním pásmu 8 až 12,4 GHz byla co nejvíce konstantní a co nejméně se měnila s měřenou vzdáleností. Toto vyžaduje interferometrická metoda popsaná v úvodu této práce. Měřicí signál má mít totiž stejnou amplitudu v celém frekvenčním pásmu jako

referenční signál, aby se po sloučení těchto signálů vytvořila úzká minima ve spektrální oblasti. Další požadavek je, že fáze v závislosti na vzdálenosti měřené plochy by měla být lineární. To se dá zajistit tak, že senzor je dostatečně vzdálený od měřeného kovového povrchu, tj., povrch je ve vzdálené zóně antény (viz kapitola 2.1.1).

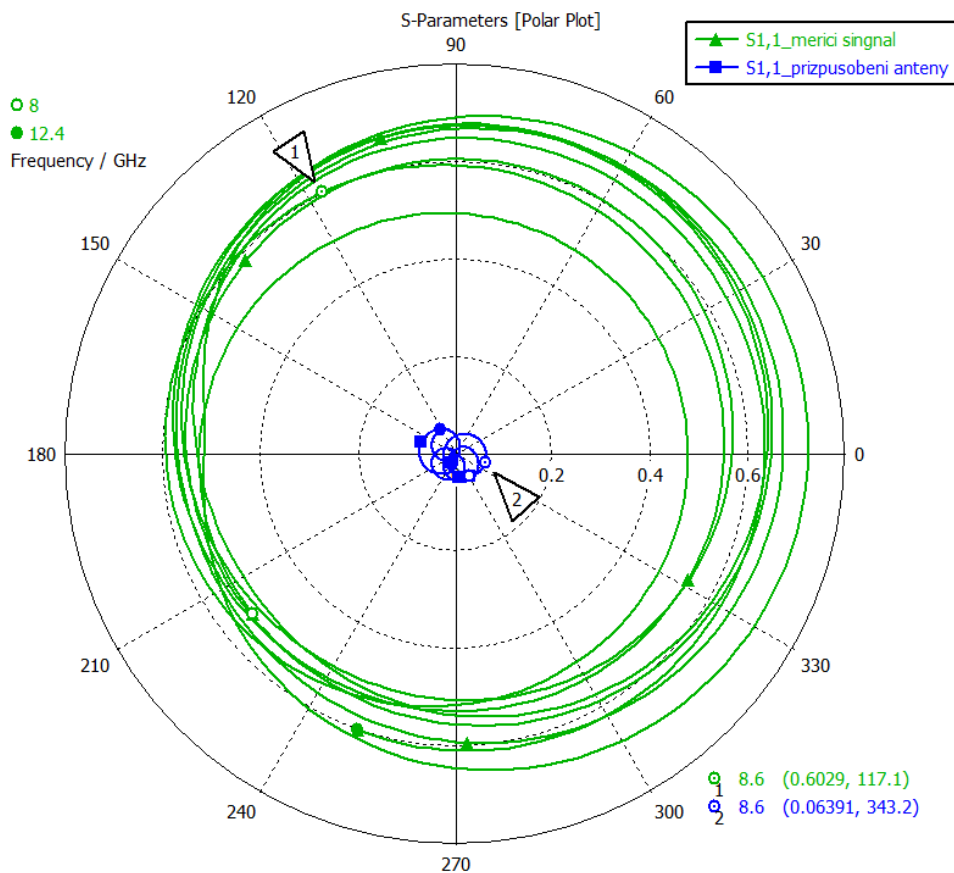
Senzor by také měl mít úzký vyzařovací diagram, aby celá struktura co nejméně vyzařovala do okolí a nezpůsobovala tak nežádoucí odrazy od jiných předmětů či elektromagnetické rušení.

Poslední požadavek je na přizpůsobení antény. Nedostatečné přizpůsobení totiž negativně ovlivňuje samotné měření. Měřicí signál je v tomto případě vektorovým součtem požadovaného odrazu od měřeného kovového povrchu a nechtěnými odrazy od samotné antény. Na obrázku 2 je zobrazeno přizpůsobení trychtýřové antény s aperturou 9 x 6 cm ve vakuu a měřicí signál pro vzdálenost měřeného kovového povrchu 80mm. Tyto průběhy byly získány simulací v programu CST. Minimální rozdíl mezi těmito signály je přibližně 19 dB (např. v místech kurzorů 1 a 2).

Na obrázku 3 je zobrazeny tytéž průběhy v polárním diagramu v lineárních jednotkách. V tomto diagramu lze ukázat, jaký vliv má nedostatečné přizpůsobení antény. Stačí od hodnoty kurzoru 1 odečíst hodnotu kurzoru 2. Tedy  $0,6029 \cdot e^{i117,1} - 0,0639e^{i343,2} = 0,6488 \cdot e^{i121,2}$ . Fáze se tímto změnila o  $4,1^\circ$  a amplituda vzrostla o 0,64dB. Při bližším zkoumání se z obrázku 3 dá určit, že pro nejhorší možný případ by fáze měřicího signálu kvůli nedostatečnému přizpůsobení antény mohla být ovlivněna až o  $\pm 10^\circ$ , což je opravdu hodně. Tím je tedy ukázáno, že přizpůsobení senzoru kolem -20 dB je nedostatečné. Senzor by musel mít přizpůsobení až kolem -40 dB v celém měřicím pásmu, což je praxi nereálné.



Obrázek 2: Simulovaný měřicí signál a přizpůsobení trychtýřové antény v CST



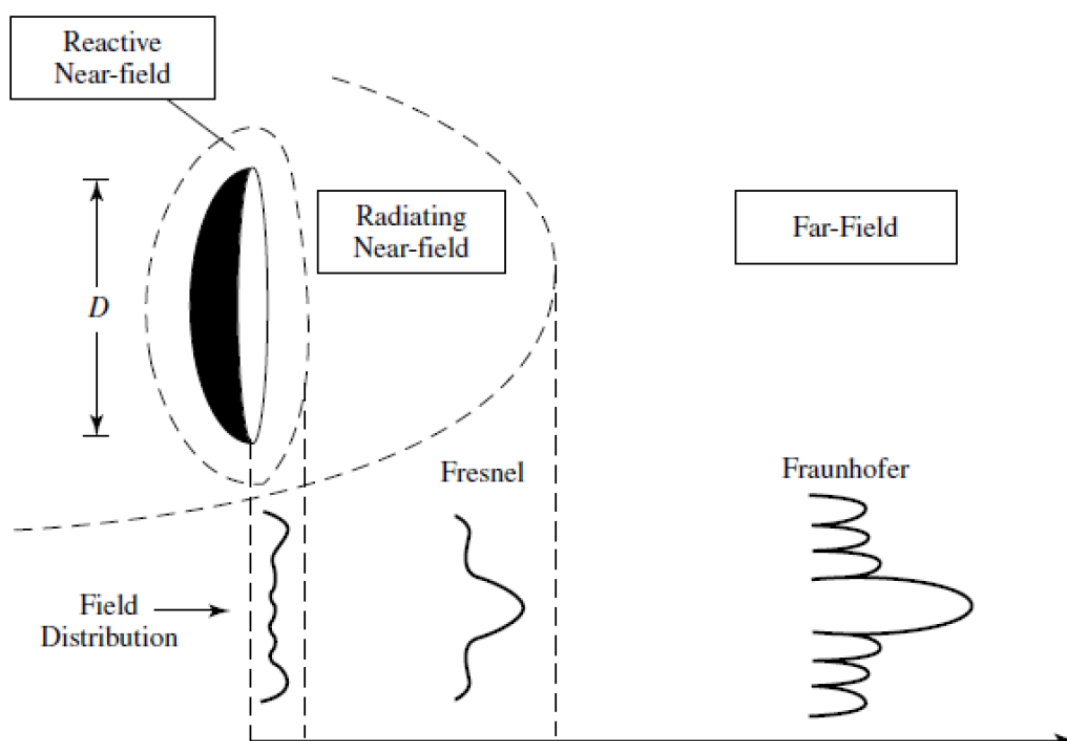
Obrázek 3: Simulovaný měřicí signál a přizpůsobení trychtýřové antény v polárním zobrazení v CST

## 2.1.1 Blízké a vzdálené pole antény

Elektromagnetické pole kolem antény se dělí na 3 zóny zobrazené na obrázku 4. První zóna se nazývá blízká reaktivní zóna (Rayleighova zóna). V této oblasti kolem antény se pole od antény nešíří radiálně a elektrické pole má jak příčnou tak podélnou složku. Maximální poloměr této zóny se dá zjistit pomocí vzorce:

$$R = \frac{D^2}{2\lambda} \quad (1)$$

Kde  $D$  je největší rozměr antény a  $\lambda$  je vlnová délka, na které anténa vysílá.



Obrázek 4: Blízká a vzdálená zóna antény [3]

Druhá zóna se nazývá blízká zářivá zóna (Fresnelova zóna). Je to přechod mezi reaktivní zónou a vzdáleným polem. Energie se v této oblasti začíná šířit radiálně, ovšem elektrické pole má stále nenulovou podélnou složku. Vyzařovací charakteristika se v této oblasti mění se vzdáleností. Vnější hranice této zóny má poloměr:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2)$$



Třetí zóna se nazývá vzdálená zóna (Fraunhoferova zóna). Vyzařovací charakteristika je v této zóně nezávislá na vzdálenosti od antény. Pole je zde transverzální (příčné), což znamená, že složky pole jsou kolmé na směr šíření. Pomocí vzorce 2 se dá spočítat poloměr, kde tato zóna začíná [2]. V této zóně by ideálně měl být měřený kovový povrch, aby bylo zajištěno, že se fáze se vzdáleností od antény mění lineárně.

## 2.2 Simulované struktury v CST Microwave Studio

Tato část se věnuje simulacím potenciálních senzorů typu ústí vlnovodu a trychtýřové antény. Tyto struktury byli také změřeny, ale protože simulace i měření měli velmi podobné výsledky, jsou zde uvedeny pouze simulace kvůli přehlednosti.

Všechny struktury v této práci byly simulovány v program CST Microwave Studio, který je součástí CST Studio Suite. Pro všechny simulace byl vždy zvolen "Frequency Domain Solver" a frekvence 8 až 12,4 GHz. Následuje zjednodušený popis postupů a nastavení společných pro všechny provedené simulace.

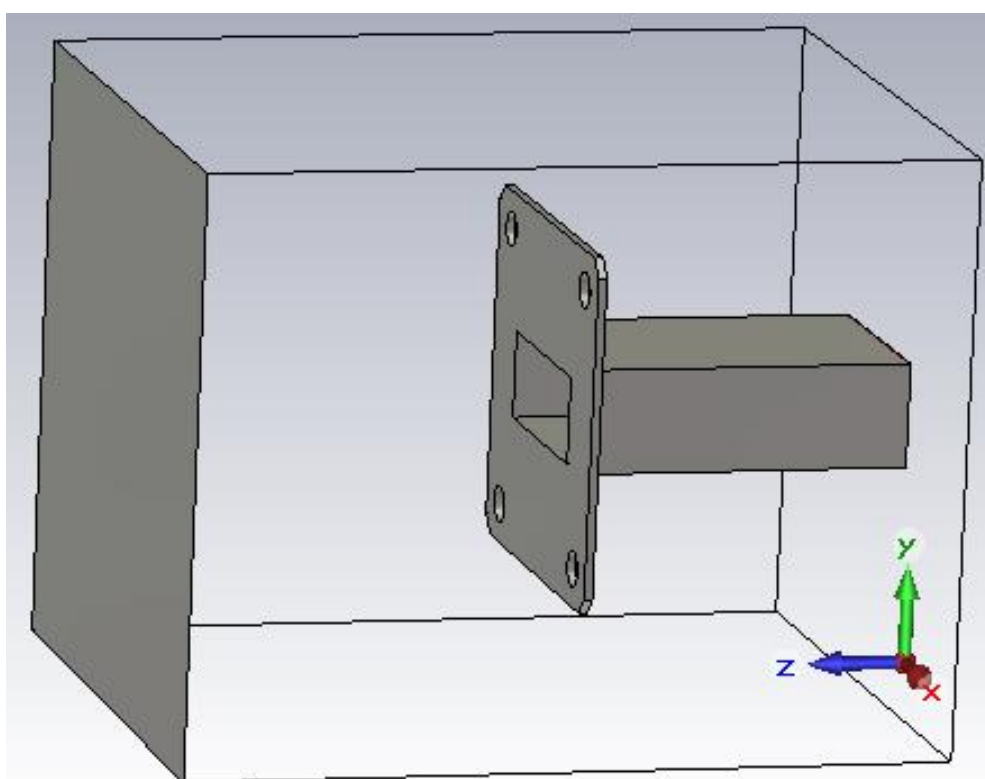
Nejprve byly namodelovány požadované struktury. Program je v tomto ohledu docela intuitivní, takže modelování jednodušších struktur jde snadno a rychle. Všechny rozměry modelu byly zadány parametricky, takže se dali kdykoliv měnit. Materiál pro vlnovod i antény byl zvolen "PEC", což je dokonalý elektrický vodič. Pro okolní prostředí bylo zvoleno jako materiál vakuum. Na začátek struktury byl připojen vlnovodný port, který při simulaci vybudí požadované pole.

Dále byly nastaveny okrajové podmínky pro každou stěnu (většinou jako "open") a vybrána rovina symetrie, pokud v dané struktuře nějaká symetrie byla. Symetrie snižuje počet potřebných tetrahedronů o polovinu. "Mesh Type" u každé struktury byl zvolen "Tetrahedral". Toto nastavení určuje rozložení diskretních bodů, ve kterých se počítá elektromagnetické pole. Čtyři sousední body v prostoru tvoří jeden tetrahedron (čtyřstěn).

Nakonec se nastavují vlastnosti simulace "Frequency Domain Solver", jako je přesnost, počet frekvenčních vzorků, či adaptivní "Mesh". Tato nastavení se pro jednotlivé simulace lišila.

## 2.2.1 Otevřené ústí vlnovodu s plochou přírubou

Rozměry struktury jsou uvedeny v tabulce 1 a její model na obrázku 5. Protože je model symetrický, byla při simulaci kvůli snížení počtu tetrahedronů o polovinu nastavena rovina symetrie v rovině yz s magnetickou stěnou. Na nejvyšší simulované frekvenci 12,4 GHz byla nastavena adaptivní "mesh" s parametrem Delta S = 0,005. Počet tetrahedronů při simulaci se pohyboval mezi 5 000 a 40 000 podle toho jak byla vzdálená odrazná deska. Čím více byla vzdálena deska, tím více měla simulace tetrahedronů.



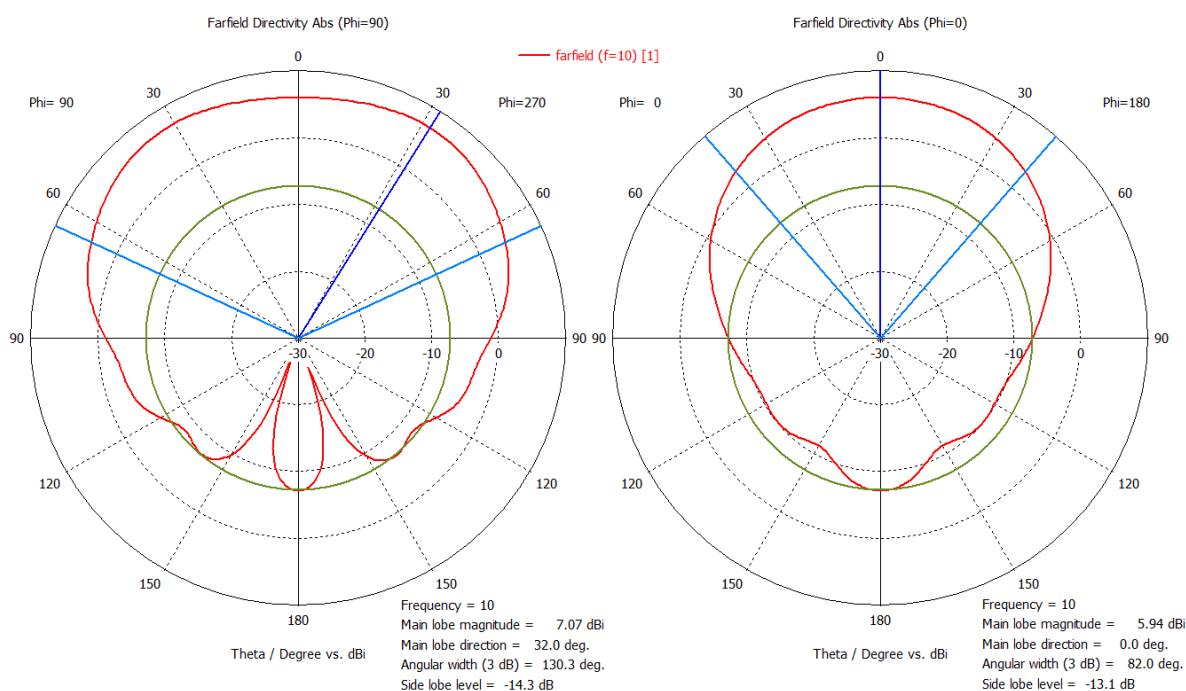
Obrázek 5: Model ústí vlnovodu s plochou přírubou v CST

Referenční rovina, ve které se měří koeficient odrazu u namodelované struktury, je 40 mm od ústí vlnovodu. Simulace koeficientu odrazu byla provedena v rozsahu vzdáleností 0 až 50 mm mezi ústím vlnovodu a odraznou deskou s krokem 1 mm.

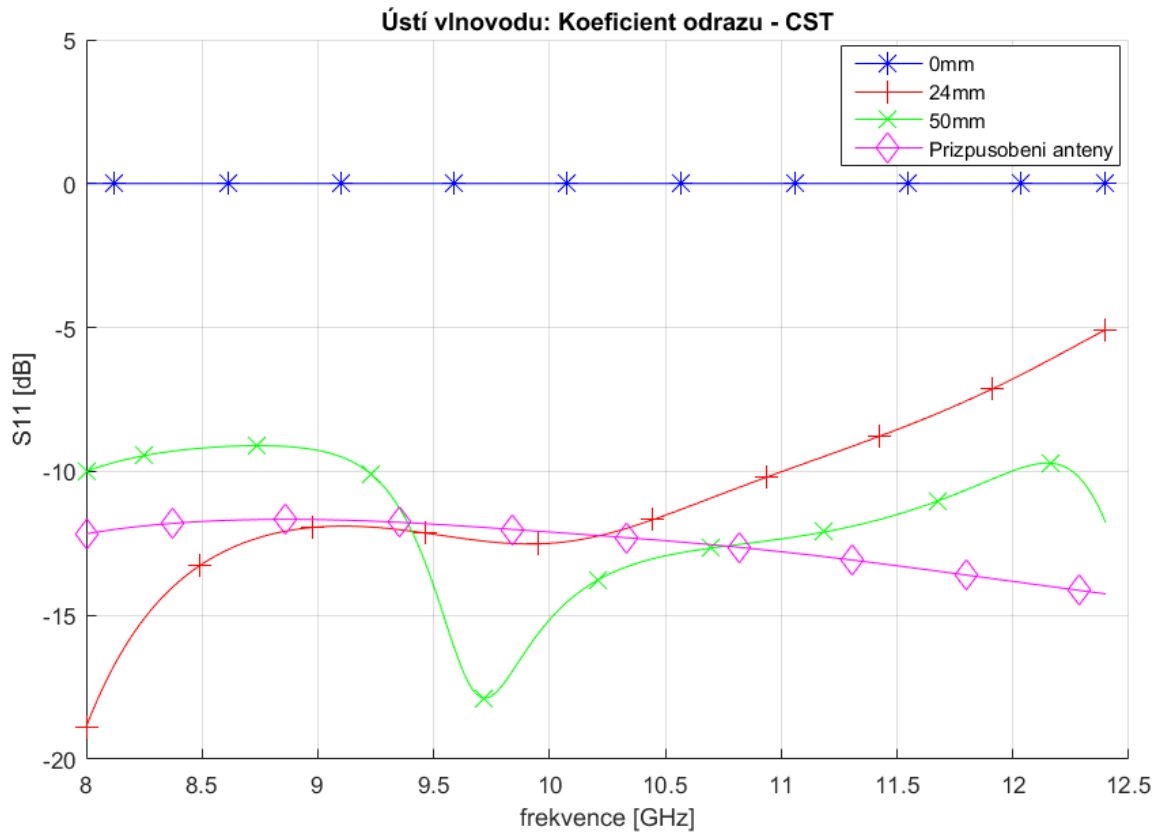
Name	/	Value	Description
C		41.4	Rozměry příruby
L		40	Délka vlnovodu
R		4.255	Poloměr díry
a		22.86	Šířka vlnovodu
b		10.16	Výška vlnovodu
d		50	Mezera
f		70	Rozměry desky
hx		15.49	Pozice díry
hy		16.26	Pozice díry
t		1	Tloušťka vlnovodu

Tabulka 1: Rozměry modelovaného vlnovodu s plochou přírubou

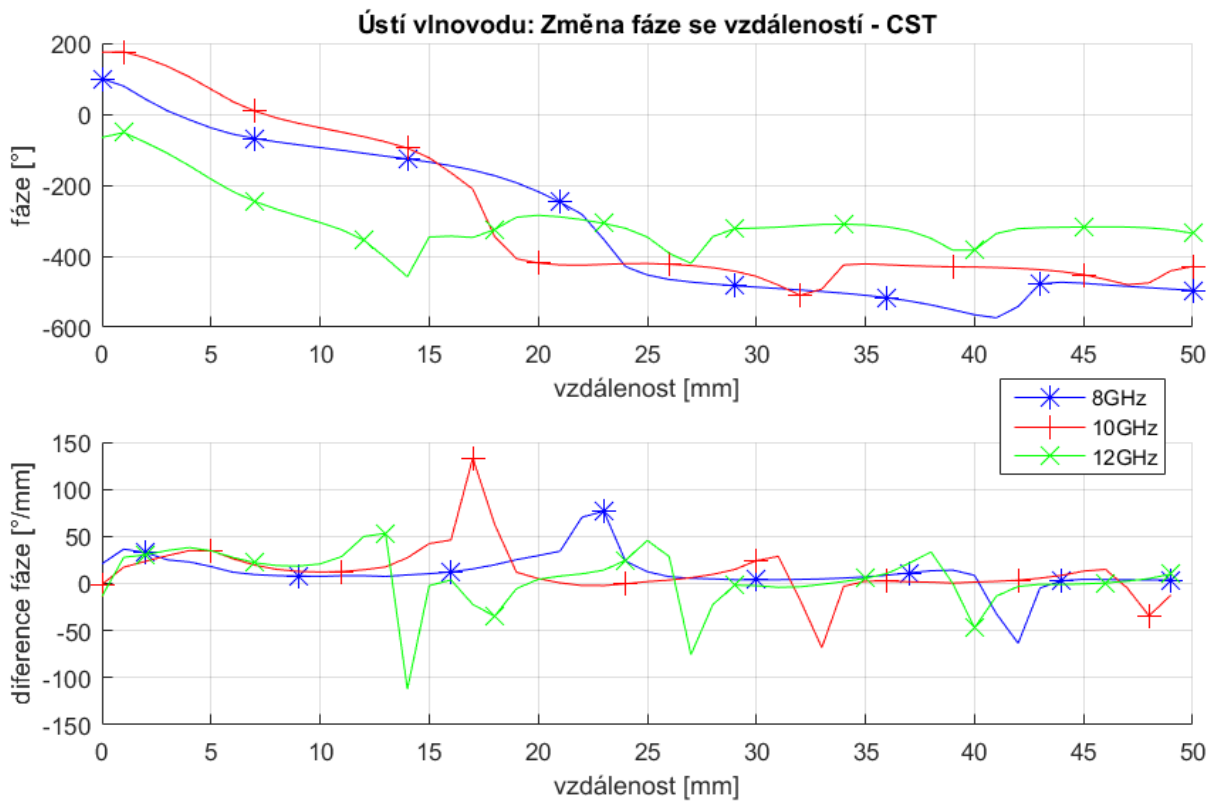
Jak je vidět z obrázků 6, 7 a 8, ústí vlnovodu s plochou přírubou se jako mikrovlnný senzor pro měření blízkých vzdáleností do 50 mm nehodí. Důvody jsou ty, že senzor by měl široký vyzařovací diagram, takže by snadno vznikaly odrazy i od jiných povrchů než od požadovaného. Amplituda koeficientu odrazu v měřeném frekvenčním pásmu není konstantní a pro různé vzdálenosti senzoru od měřené plochy se mění. Přizpůsobení senzoru se pohybuje od -12 do -14 dB, což je silně nedostatečné, protože se pohybuje na podobných úrovních jako měřící signál. Díky tomu je závislost fáze na měřené vzdálenosti nelineární.



Obrázek 6: Vyzařovací diagram ústí vlnovodu na 10 GHz. Vlevo – ve vertikální rovině, Vpravo – v horizontální rovině

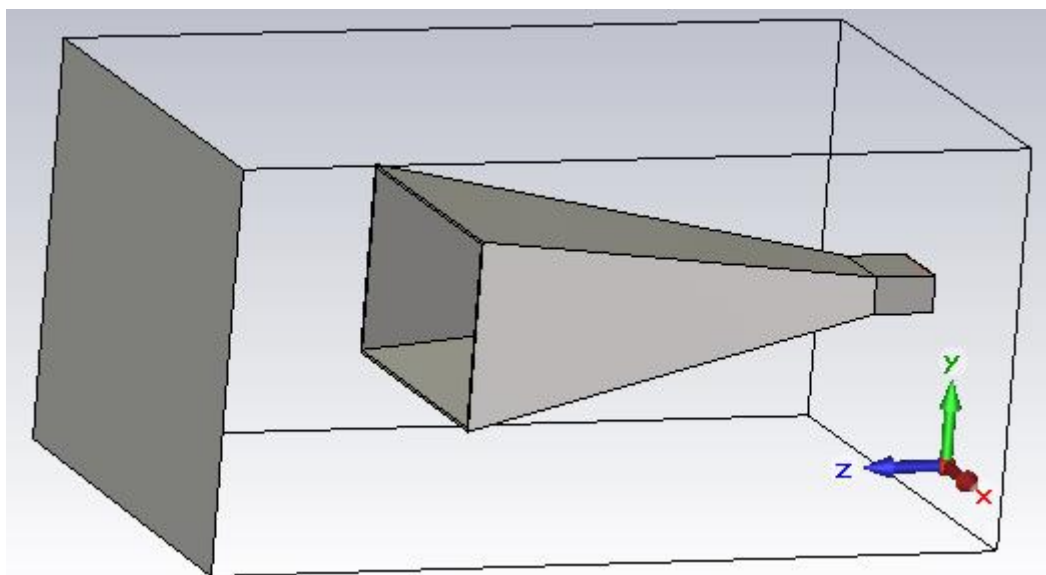


Obrázek 7: Simulovaná amplituda koeficientu odrazu pro ústí vlnovodu



Obrázek 8: Simulovaná fáze a směrnice fáze parametru  $S_{11}$  v závislosti na měřené vzdálenosti

## 2.2.2 Trychtýřová anténa s aperturou 9x6cm

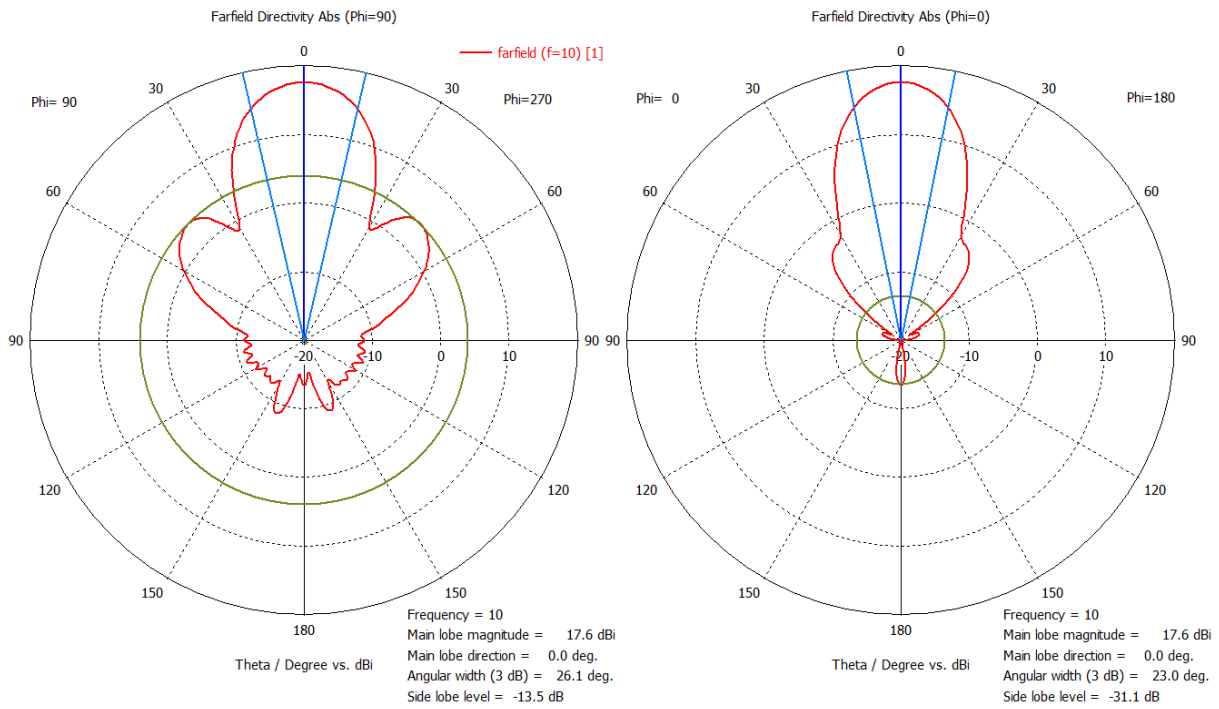


Obrázek 9: Model trychtýřové antény s aperturou 9x6 cm v CST

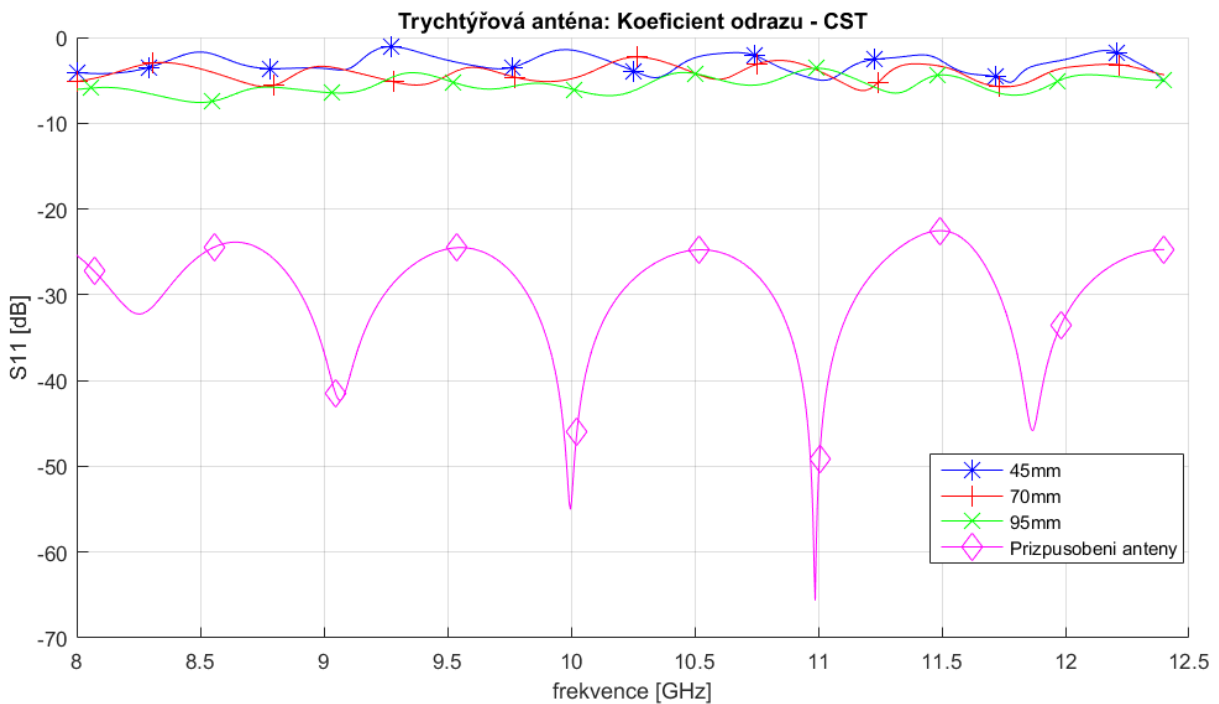
Nastavení programu CST je podobné jako u předchozí simulací. Parametr Delta S pro adaptivní "mesh" je tentokrát 0,01, protože bylo ověřeno, že přísnější nastavení není potřeba a při simulaci díky tomu byl použit menší počet tetrahedronů oproti situaci s přísnějším kritériem. Počet tetrahedronů při simulaci se pohyboval v rozmezí od 240 000 do 320 000. Referenční rovina je v tomto případě vzdálena od ústí trychtýře (apertury) o 168 mm. Simulace byla provedena pro vzdálenost 45 až 95 mm s krokem 2 mm.

Name	/	Value	Description
L		20	Delka vlnovodu
a		22.86	Vnitřní šířka vlnovodu
b		10.16	Vnitřní výška vlnovodu
d		148	Delka trychtýře
ex		155	Šířka desky
ey		130	výška desky
f		89	Vnitřní šířka trychtýře
g		59	Vnitřní výška trychtýře
ofs		95	Mezera
t		1	Tloušťka

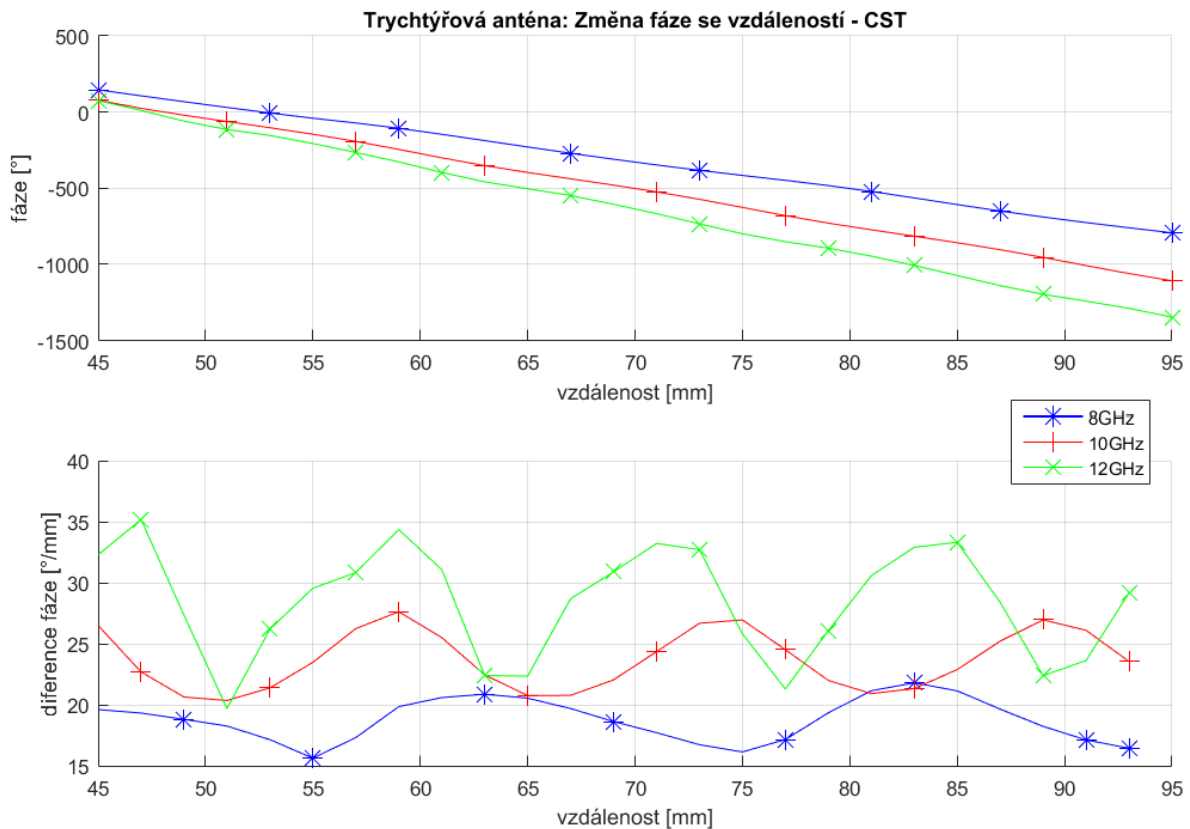
Tabulka 2: Rozměry modelované trychtýřové antény



Obrázek 10: Vyzařovací diagram Trychtýřové antény na 10 GHz. Vlevo – ve vertikální rovině, Vpravo – v horizontální rovině



Obrázek 11: Simulovaná amplituda parametru  $S_{11}$  pro 3 různé posuvy



Obrázek 12: Simulovaná fáze a směrnice fáze parametru  $S_{11}$  v závislosti na měřené vzdálenosti

Trychtýřová anténa nelze použít k měření vzdálenosti do 45 mm, protože bylo měřením ověřeno, že na blízkých vzdálenostech vznikají rezonanční frekvence. To je patrně způsobeno tím, že odrazný plech byl v reaktivní blízké zóně antény, kde se pole nemusí šířit radiálně. Proto bylo měření i simulace provedeno pro vzdálenost 45 až 95 mm. Oproti ústí vlnovodu má trychtýřová anténa mnohem užší a tudíž lepší vyzařovací diagram, který je zobrazen na obrázku 10. Amplituda koeficientu odrazu má jen malé zvlnění a je téměř konstantní v celém frekvenčním pásmu. Navíc se tato amplituda se vzdáleností moc nemění, jak je zobrazeno na obrázku 11, což je také dobře. Stále ale je problém s tím, že fáze v závislosti na vzdálenosti senzoru od měřeného povrchu není lineární (obrázek 12). Jak je vysvětleno v kapitole 2.1, je to způsobeno nedostatečným přizpůsobením trychtýřové antény. Pro některé aplikace by také mohlo vadit, že tento senzor by byl příliš velký. Takže ani trychtýřová anténa nelze použít jako senzor.

## 2.3 Struktura změřená pomocí vektorového analyzátoru

Měření koeficientu odrazu (parametru  $S_{11}$ ) u měřené struktury bylo provedeno na vektorovém analyzátoru *Keysight - E8364B* (frekvenční rozsah 10MHz-50GHz). Před měřením byla provedena dvouportová kalibrace TRL s kalibračním kitem R100 waveguide. Pro samotné měření byl ale použit pouze jeden port.

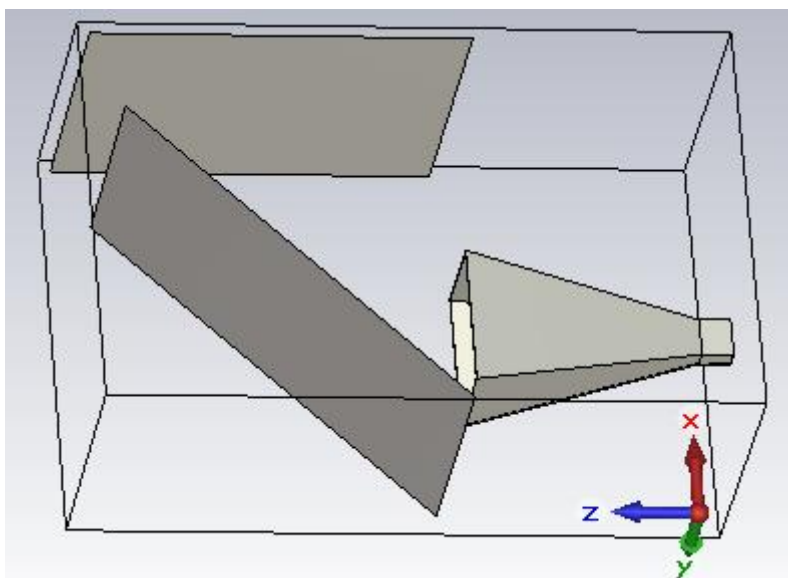
### 2.3.1 Trychtýřová anténa při použití funkce "Gating"

Princip funkce "Gating" spočívá v tom, že změřený koeficient odrazu se inverzní Fourierovou transformací převede z frekvenční oblasti do časové. V časové oblasti se signál ořízne z obou stran tak, aby zůstala jenom část obsahující přímý odraz od měřené kovové plochy. Poté se signál převede Fourierovou transformací zpět do frekvenční [4][5]. Tímto způsobem se zamezí nežádoucím odrazům uvnitř antény a také vícenásobným odrazům. Přestane tak být požadavek na dobré přizpůsobení antény.

Funkce "Gating" se dá použít ovšem pouze při vektorovém měření výkonu. Výsledný senzor ale má být měřen skalárně kvůli ceně, proto tato funkce ve výsledném senzoru nemůže být použita a je zde uvedena jenom na okraj.

Model struktury, u které byla použita funkce "Gating", je zobrazena na obrázku 13. Je to opět ta samá trychtýřová anténa jako v kapitole 2.2.2. Rozdíl je ovšem v tom, že zde je přidán plochý reflektor a to z toho důvodu, aby se zmenšil rozměr v ose x.



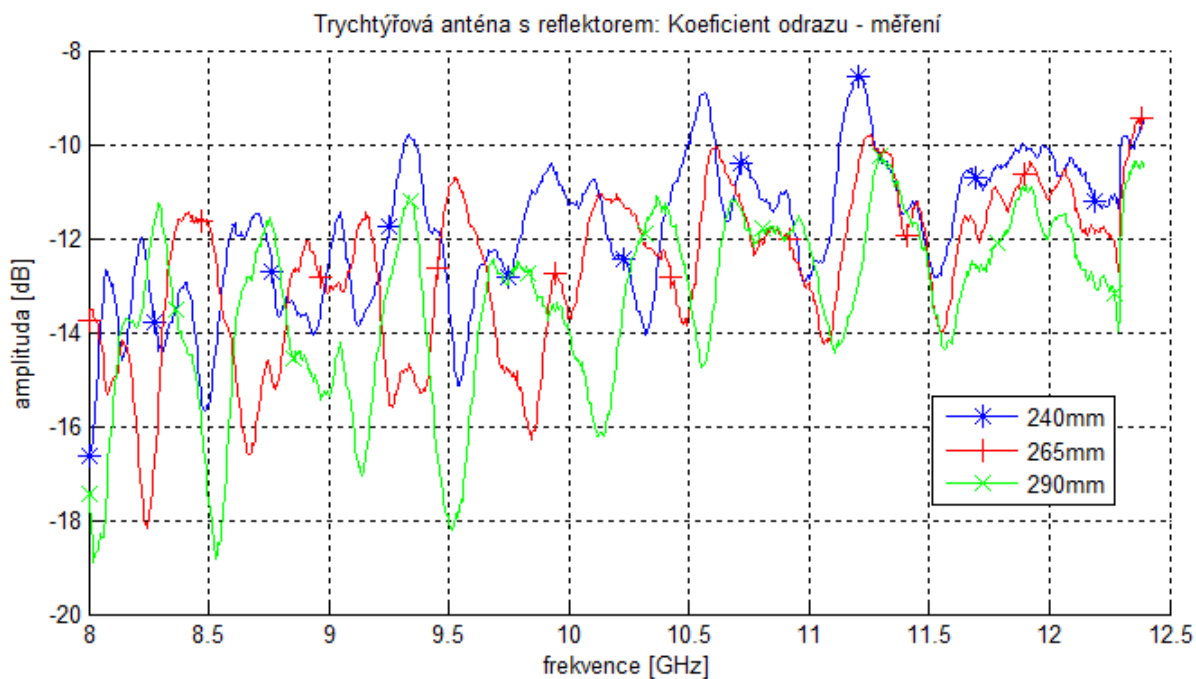


Obrázek 13: Model trychtýřové antény s aperturou 9x6 cm a plochým reflektorem

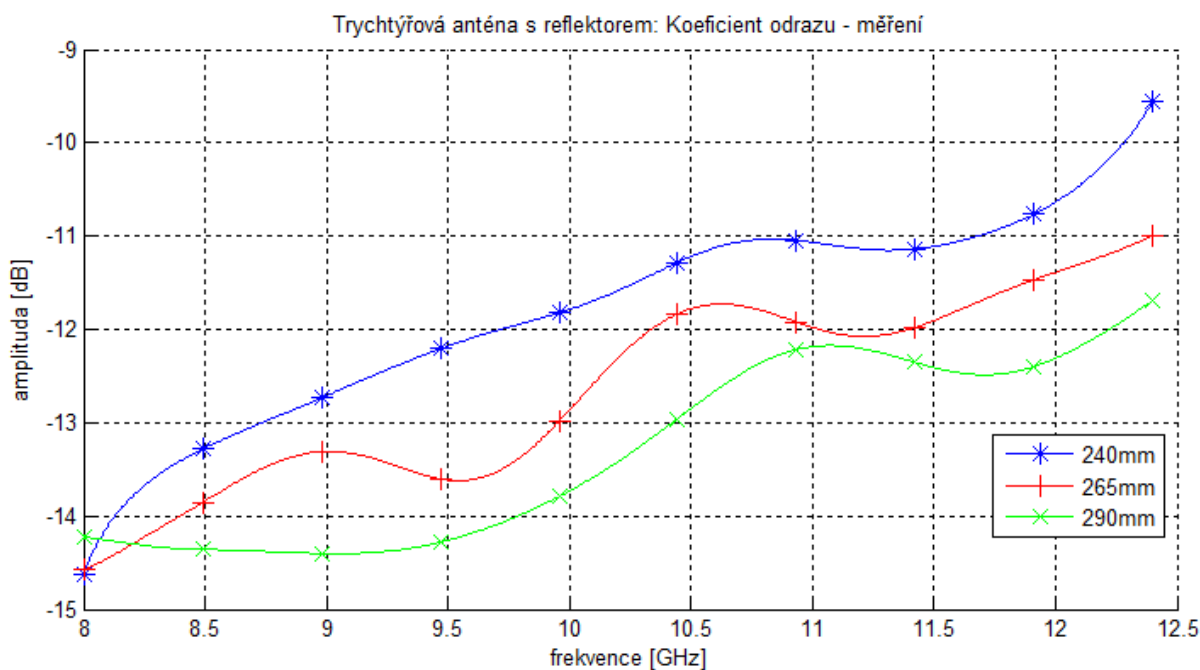
Name	/	Value	Description
L		20	Delka vlnovodu
LH		148	Delka trychtyre
LR		95	Stredni vzdalenost reflektoru a ústí
a		22.86	Vnitni sirka vlnovodu
b		10.16	Vnitni vyska vlnovodu
d		20	Posun desky
dx		145	Pozice odrazne desky
dy		170	Vyska desky
dz		240	delka desky
f		89	Vnitni sirka trychtyre
g		59	Vnitni vyska trychtyre
refx		287	Sirka reflektoru
refy		150	Vyska reflektoru
t		1	Tloustka

Tabulka 3: Rozměry modelované trychtýřové antény s plochým reflektorem

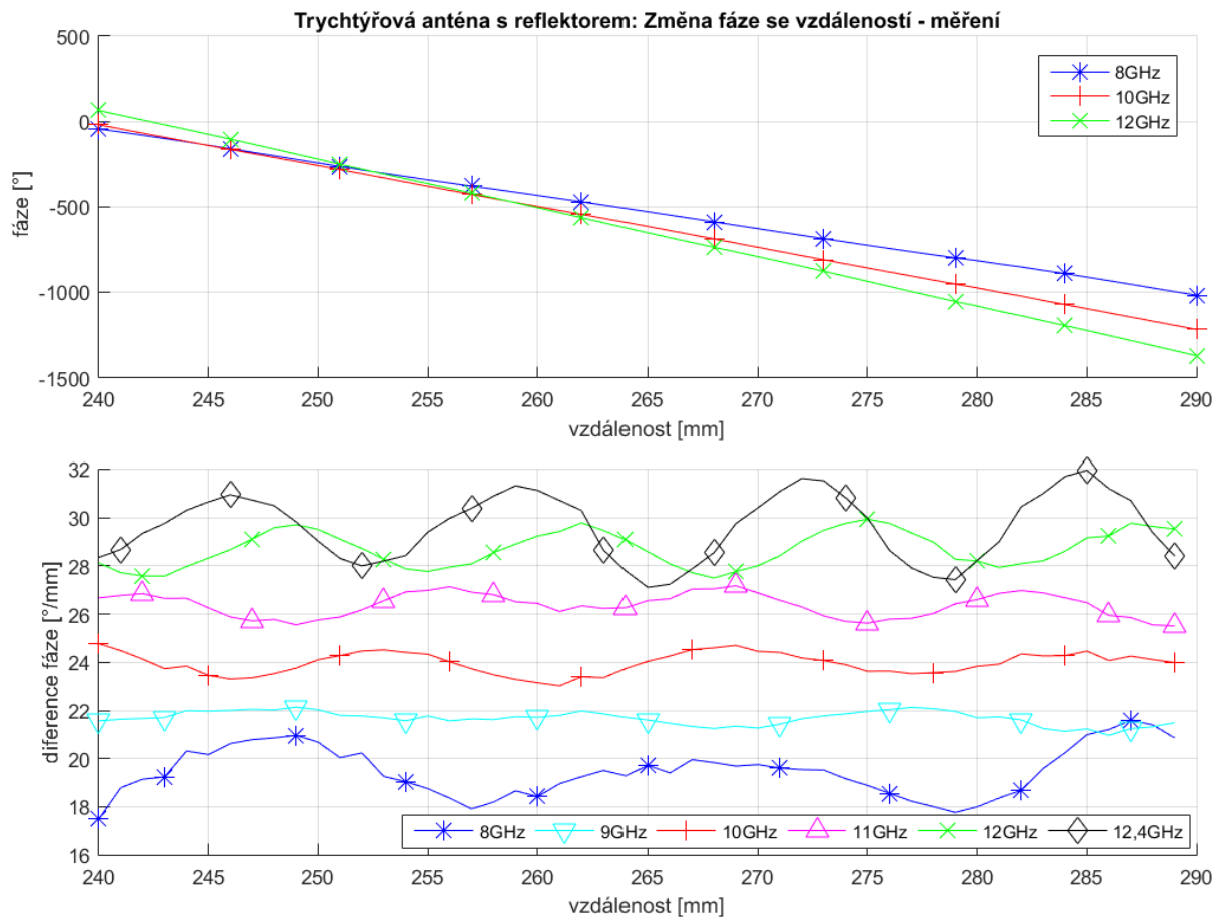
Při měření byla trychtýřová anténa připevněna k držáku a po celé měření se s ní nehýbalo. Odrazná hliníková deska byla připevněna k posuvnému zařízení, které mělo přesnost nastavení 1  $\mu\text{m}$  a rozsah 0 až 50 mm. Měření koeficientu odrazu bylo provedeno s krokem 1 mm v rozsahu vzdáleností 240 až 290 mm mezi ústím vlnovodu, plochým reflektorem a odraznou deskou.



Obrázek 14: Změřená amplituda parametru  $S_{11}$  bez funkce "Gating" u trychtýřové antény



Obrázek 15: Změřená amplituda parametru  $S_{11}$  při použití funkce "Gating" u trychtýřové antény



Obrázek 16: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{11}$  při použití funkce "Gating"

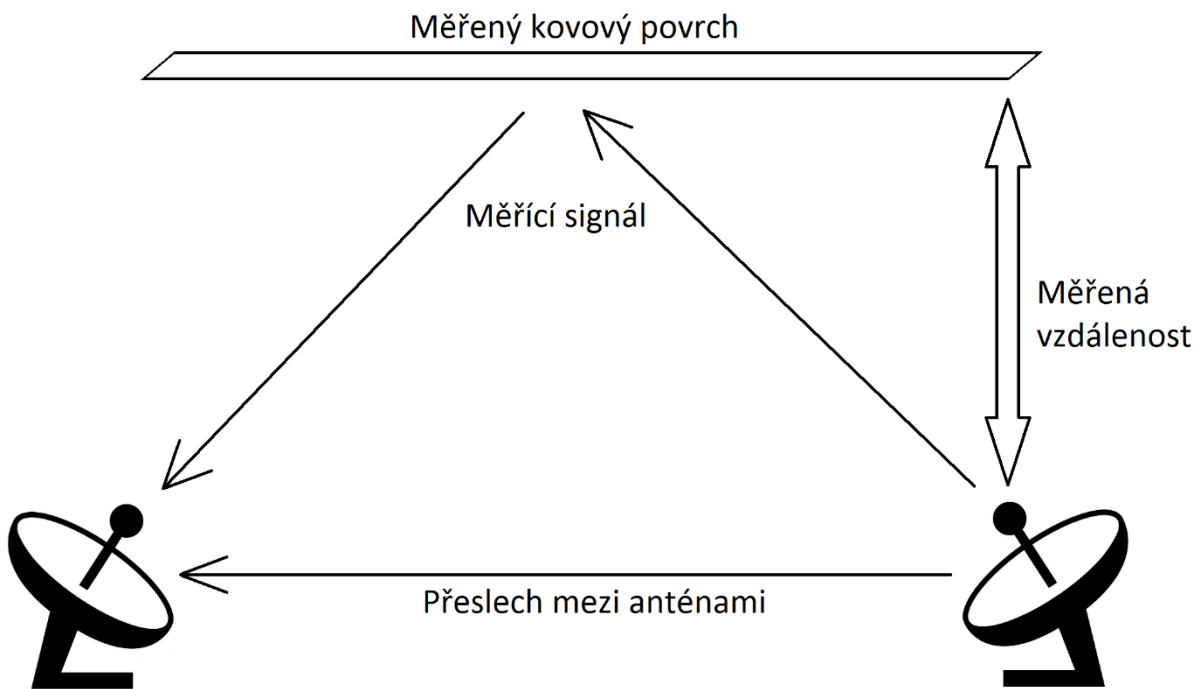
Na obrázku 14 je vidět koeficient odrazu bez použití funkce "Gating". Na obrázku 15 je pak vidět, že oříznutí signálu v časové oblasti pomocí funkce "Gating" koeficient odrazu výrazně vyhladilo. Amplituda ovšem není pořád konstantní, což by mohlo vadit. Navíc s rostoucí vzdáleností senzoru od měřeného povrchu se amplituda trochu mění a to až o 2 dB.

Na obrázku 16 můžeme pozorovat, že fáze v závislosti na vzdálenosti odrazné desky se blíží požadované linearitě. Větší nelinearita je akorát na okrajích frekvenčního pásma, tj. kolem 8 GHz a 12,4 GHz. Výsledné frekvenční pásmo by se tak mohlo oříznout o tyto frekvence tak aby byla zachována co největší linearita. Závěr tohoto měření je, že trychtýř s funkcí "Gating" by se teoreticky použít dal. Jenom by bylo dobré zajistit, aby měřený povrch byl blíže k anténě a to v rozmezí cca 50 až 100 mm, protože amplituda v tomto rozsahu byla téměř konstantní. V praxi je ale problém s tím, že by senzor byl příliš drahý kvůli nutnosti vektorového měření amplitudy.

### 3 Senzor v režimu měření přenosu

#### 3.1 Vlastnosti

V tomto režimu je senzor tvořený dvěma anténami, které jsou od sebe v určité vzdálenosti a měří se přenos signálu, tedy parametr  $S_{21}$ . Obě antény musí být směrové. Jedna anténa vysílá signál směrem k měřenému kovovému povrchu a druhá anténa přijímá signál odražený od tohoto povrchu. Pro co nejlepší přesnost senzoru má být maximum vyzařování těchto antén ve směru místa odrazu na kovovém povrchu. V ostatních směrech a zvláště ve směru přímém mezi anténami má být vyzařování co nejvíce potlačeno kvůli zamezení přeslechu a odrazům od nežádoucích ploch. V případě malého potlačení těchto nežádoucích signálů vzniká stejný problém, jako ten popsáný v kapitole 2.1 při nedostatečné přizpůsobení antény v režimu měření koeficientu odrazu.



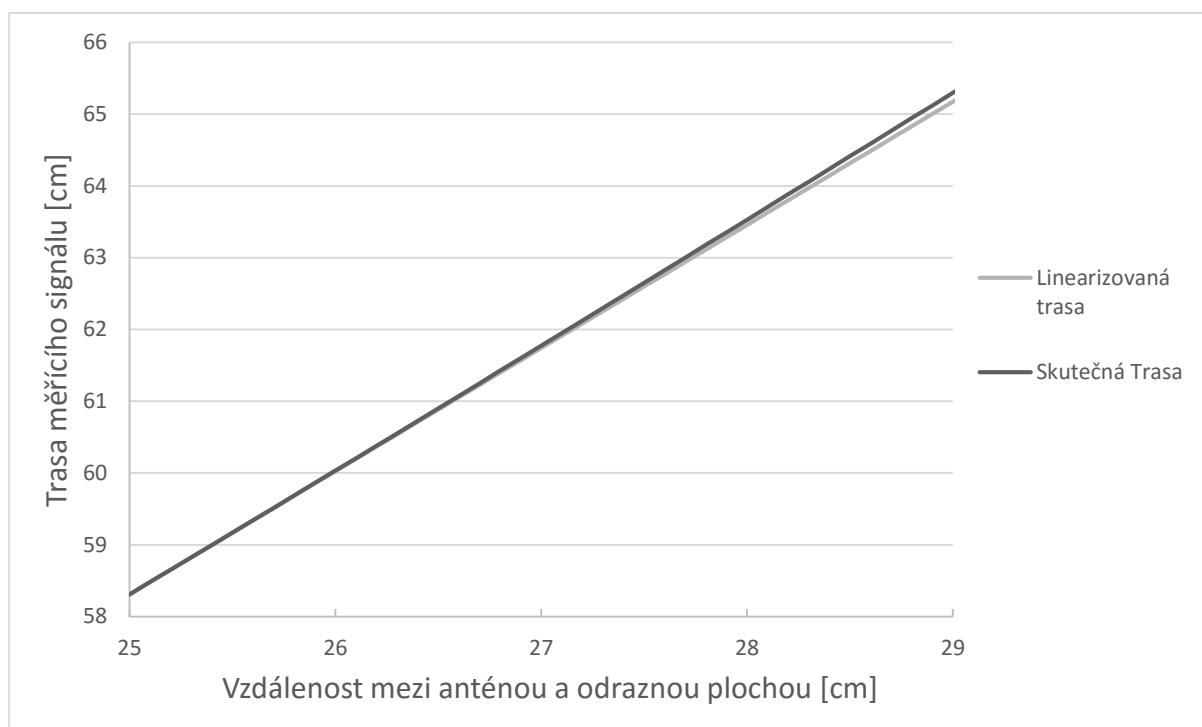
Obrázek 17: Princip senzoru v režimu měření přenosu

Oproti senzoru v režimu měření koeficientu odrazu zde není kladen takový důraz na přizpůsobení antény. Anténám stačí, pokud budou mít přizpůsobení alespoň -10dB. Parazitní signál je v tomto případě právě přeslech mezi anténami, nikoliv přizpůsobení.

Další požadavky na senzor jsou, aby přenos v požadovaném frekvenčním pásmu 8 až 12,4 GHz byl co nejvíce konstantní a co nejméně se měnil se vzdáleností senzoru od měřeného povrchu. Opět to vyžaduje interferometrická metoda, kterou se má vyhodnocovat měřená vzdálenost. A nakonec stále platí, že fáze v závislosti na vzdálenosti měřeného povrchu od senzoru má být lineární.

### **3.1.1 Nelinearita senzoru**

Z obrázku 17 lze vyzorovat problém s linearitou měřící konfigurace. Vztah mezi měřenou vzdáleností a trasou, kterou urazí měřící signál, není lineární. Tento jev je zobrazen na obrázku 18. V tabulce 4 je pak vidět, jakou chybu měření tato nelinearita způsobuje. Například při rozteči antén 300 mm a měřícím okně 250 až 290 mm je při zanedbání problému nelinearity vzdálenost 290mm změřena špatně o 0,71 mm. Pro výsledný senzor by takováto chyba byla obrovská, takže se musí nějak řešit. Při zachování měřícího okna ve stejné vzdálenosti a zmenšování rozteče antén (přibližování antén k sobě) se sice zmenšuje tato chyba, ale zároveň se zvětšuje přeslech mezi anténami, takže tím to moc řešit nejde. Při zachování rozteče antén a vzdalování měřícího okna se daná chyba taktéž zmenšuje, ale zvětšuje se tím rozměr senzoru, což je také špatně. Řešit se to dá tedy pouze správným kalibrováním vyhodnocovacích obvodů. To ovšem není součástí této práce.



Obrázek 18: Nelinearita měření pro rozteč antén 30 cm

Skutečná vzdálenost mm	250	260	270	280	<b>290</b>
Změřená vzdálenost (Rozteč antén 300 mm)	250,00	259,95	269,81	279,59	<b>289,29</b>
Změřená vzdálenost (Rozteč antén 400 mm)	250,00	259,93	269,72	279,39	288,95

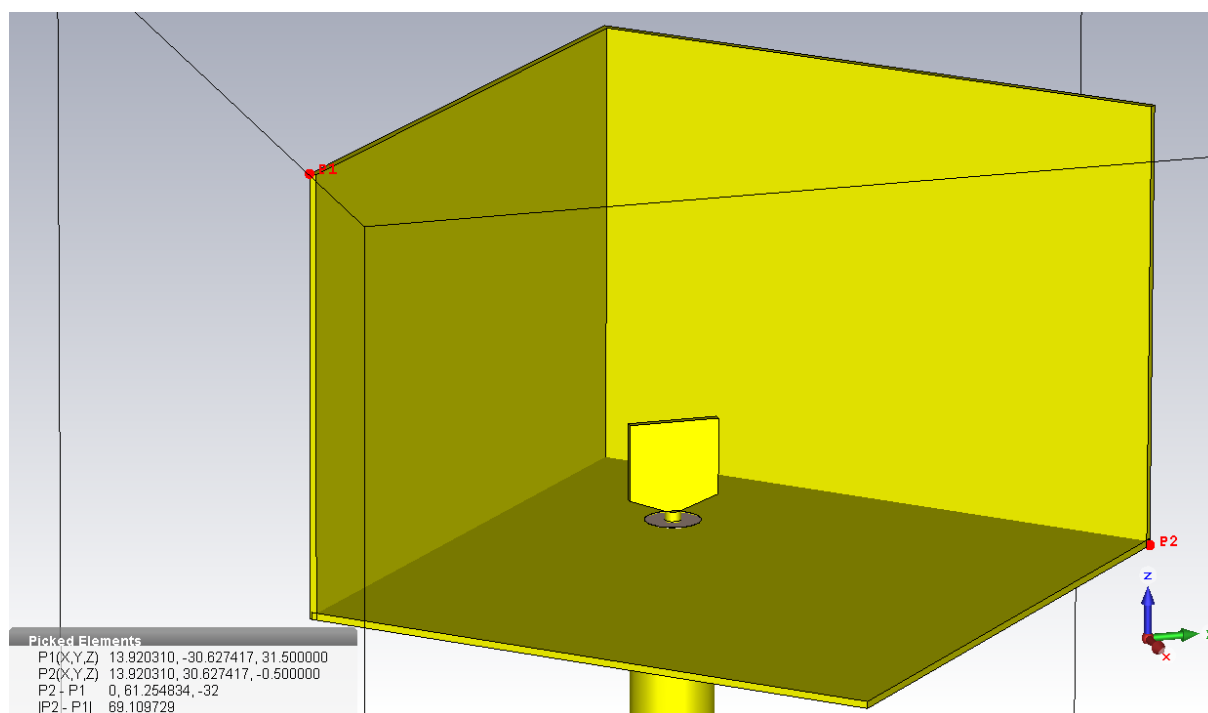
Tabulka 4: Porovnání skutečné vzdálenosti se změřenou vzdáleností pro 2 rozteče antén při zanedbání problému nelinearity

### 3.2 Návrh antény

Při výběru vhodné antény muselo být bráno v úvahu to, že má být anténa širokopásmová a to 8 až 12,4 GHz, směrová a malá. Malá kvůli tomu, protože měřený kovový povrch by při měření měl ležet ve vzdálené zóně antény (Freunhoferova zóna) a minimální poloměr této zóny je tím menší čím menší je anténa (viz vzorec 2). První dvě podmínky by splnila například parabolická anténa či anténa s čočkou. Jejich problém ale je, že jsou pro senzor příliš velké a složité jak na návrh, tak na výrobu. Proto byla nakonec vybrána Koutová reflektorová anténa, která dobře splňuje všechny 3 požadavky.

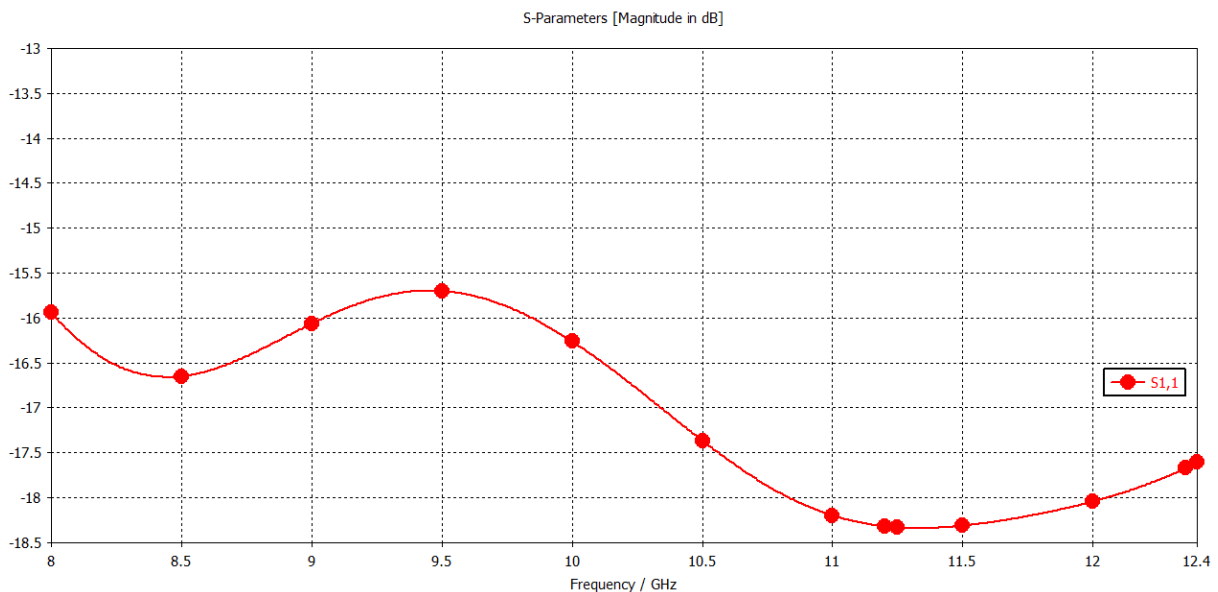
Návrh antény byl proveden pomocí simulací v programu CST Microwave studio. Pro všechny simulace při návrhu bylo kvůli jednoduchosti jako napájení zvoleno koaxiální vedení s impedancí  $50 \Omega$  a teflonovým dielektrikem s permitivitou 2,1. Při realizaci bude anténa ovšem napájena přes konektor SMA, což může zhoršit přizpůsobení antény získané pomocí simulace.

Postup návrhu byl následující. Z článku [6] byl vybrán nejjednodušší tvar širokopásmového planárního monopólu a to čtvercový profil. Poté byl namodelován a odsimulován tento monopól pro frekvence 2,35 až 4,95 GHz tak jako v článkách [7],[8]. Poté bylo ověřeno, že zkosením spodní hrany planárního čtvercového monopólu se rozšiřuje šířka pásma. Dále byl rozměr čtvercového monopólu zmenšen tak aby měl dobré přizpůsobení na požadované frekvenci 8 až 12,4 GHz. Takováto anténa má ovšem nevhodnou vyzařovací charakteristiku. Vhodnou vyzařovací charakteristiku má naopak anténa typu úhlový reflektor [9]. V [2 str. 558] je ukázáno, že tento úhlový reflektor může být také širokopásmový. Proto byl tento úhlový reflektor skombinovaný s navrženým širokopásmovým monopólem a vznikla tak anténa v literatuře označovaná jako koutová anténa (3D corner reflector antenna) [10].



Obrázek 19: Navržená Koutová reflektorová anténa v programu CST

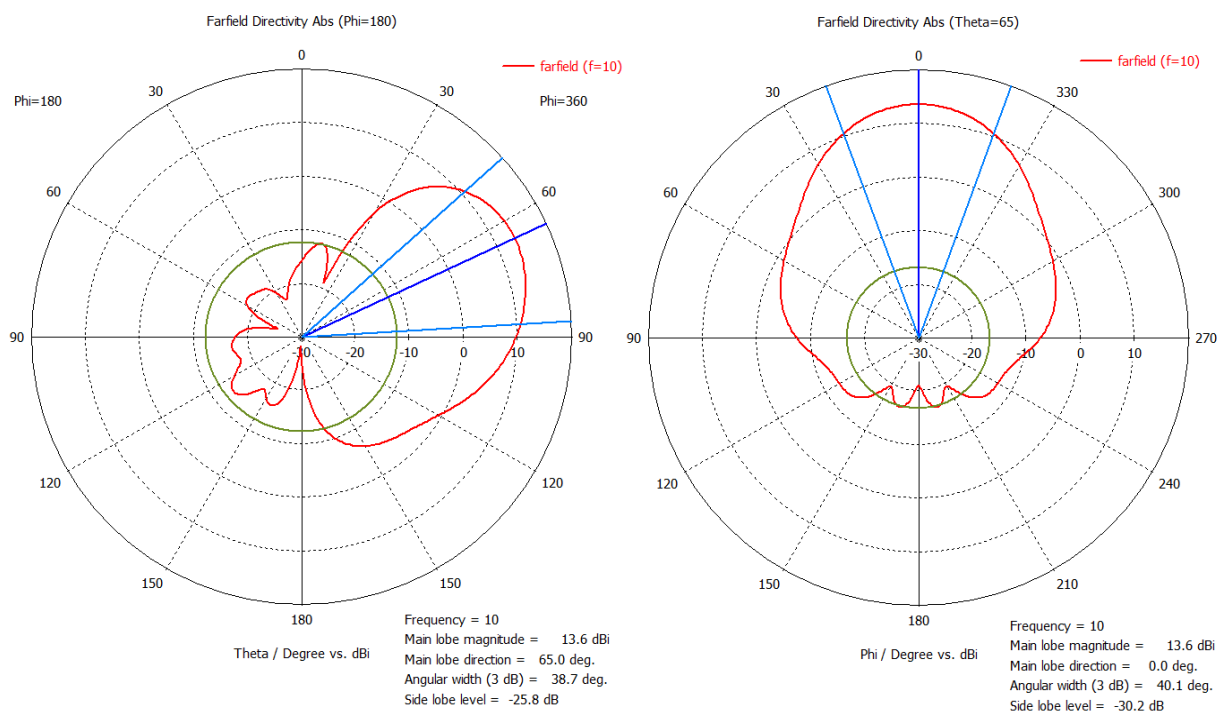
Navržená anténa sice není úzce směrová tak jako například parabolická anténa, nicméně výhodou je, že v celém frekvenčním pásmu přibližně  $65^\circ$  od maxima vyzařování je místo, které vyzařuje velmi málo. Toto místo je ve směru osy z na obrázku 19, či ve směru  $\vartheta = 0$  na obrázku 21 vlevo. A tohoto faktu se dá využít tak, že se antény nasměrují proti sobě právě přes tato „minima vyzařování“ a tím se zajistí, že přeslech mezi anténami bude malý.



Obrázek 20: Přizpůsobení navržené antény v CST

Poslední krok při návrhu bylo optimalizovat rozměry zemní desky a postranních reflektorů tak, aby anténa byla rozměrově co nejmenší a zároveň, aby stále měla dobré přizpůsobení a dobré směrové vlastnosti [11]. Výsledná anténa je na Obrázek 19 a její přizpůsobení na Obrázek 20. Její největší rozměr je 69,1 mm. A podle vzorce 2 pro největší použitou frekvenci 12,4 GHz má vzdálená zóna poloměr 394,6 mm.





Obrázek 21: Vlevo - Vyzařovací diagram ve vertikální rovině, Vpravo – Vyzařovací diagram v horizontální rovině pro  $\theta=65^\circ$

### 3.2.1 Zisk navržené antény

Zisk navržené antény je podle simulace závislí na frekvenci a pohybuje se od 11,6 do 15,2 dBi, tak jak je zobrazeno v tabulce 5. Kvůli následující úvaze o možném nekonstantním průběhu amplitudy měřícího signálu senzoru jsou v té samé tabulce dále uvedeny ztráty volným prostorem pro jednotkovou vzdálenost ( $d = 1$  m) podle vzorce:

$$FSPL (dB) = 20 * \log_{10} \left( \frac{4\pi}{c} df \right) \quad (3)$$

Dále je v tabulce uveden celkový přenos mezi dvěma stejnými anténami (parametr  $S_{21}$ ) za předpokladu že jsou na sebe natočeny ve směru maxima vyzařování podle vzorce ( $G = G_v = G_p$ ):

$$S_{21}(dB) = G_v + G_p - FSPL \quad (4)$$

Z takto spočítaného přenosu lze odvodit, že přenos mezi anténami u výsledného senzoru nebude konstantní, tak jak vyžaduje zadání, ale s frekvencí se bude měnit a to až o 3 dB. Je to způsobeno tím, že zisk antény poměrně výrazně roste s frekvencí. Tento fakt je nejspíše způsoben příliš malými reflektorovými plochami antény, které byly optimalizovány na co nejmenší možné rozměry tak, aby vzdálená zóna měla co nejmenší poloměr. Simulací bylo ověřeno, že při přibližně dvojnásobných rozměrech reflektorových ploch antény se zisk pohyboval od 14,8 do 16,1 dBi. Při této konfiguraci by byl přenos mezi anténami téměř konstantní v celém frekvenčním pásmu. Ovšem vzdálená zóna antény by pak byla příliš daleko od antény (přibližně 1 metr) a senzor by tak musel být obrovský. Vzniká tu tak požadavek na kompromis mezi rozměrem senzoru a konstantním přenosem.

f [GHz]	8	9	10	11	12	12,4
G [dBi]	11,6	12,9	13,5	14,3	14,9	15,2
FSPL(d=1m) [dB]	50,5	51,5	52,4	53,2	54,0	54,3
S <sub>21</sub> [dB]	-27,2	-25,7	-25,3	-24,6	-24,1	-24,0

*Tabulka 5: Zisk antény, ztráty volným prostorem pro 1m a přenos mezi anténami při uvažování zisku v závislosti na frekvenci*

### 3.2.2 Zakrytí antény dielektrickým krytem (Radomem)

V případě, že by anténa neměla žádný kryt, dostával by se do ní postupně prach a různé jiné nečistoty, které by mohli ovlivnit jak přizpůsobení, tak fázi měřícího signálu. Postupně by se tak u senzoru mohla zvětšovat chyba měření. Při návrhu je tak nutné z tohoto důvodu počítat se zakrytím antény vhodným radomem. Tento radom sice také zhoršuje parametry antény, ovšem jeho vlastnosti by se časem neměly nijak měnit, a tak by se ani případná chyba měření dala odstranit kalibrací.

Jako vhodný radom byl vybrán materiál Raydel M26. Ten je vyrobený ze sloučeniny laminátu a teflonu (PTFE). Jeho tloušťka je pouze 0,457 mm, a přesto je velmi pevný. Výhoda je že elektromagnetický signál ovlivňuje velmi málo. V pásmu X band roste útlum s frekvencí procházejícího signálu téměř lineárně od 0,025 do 0,053

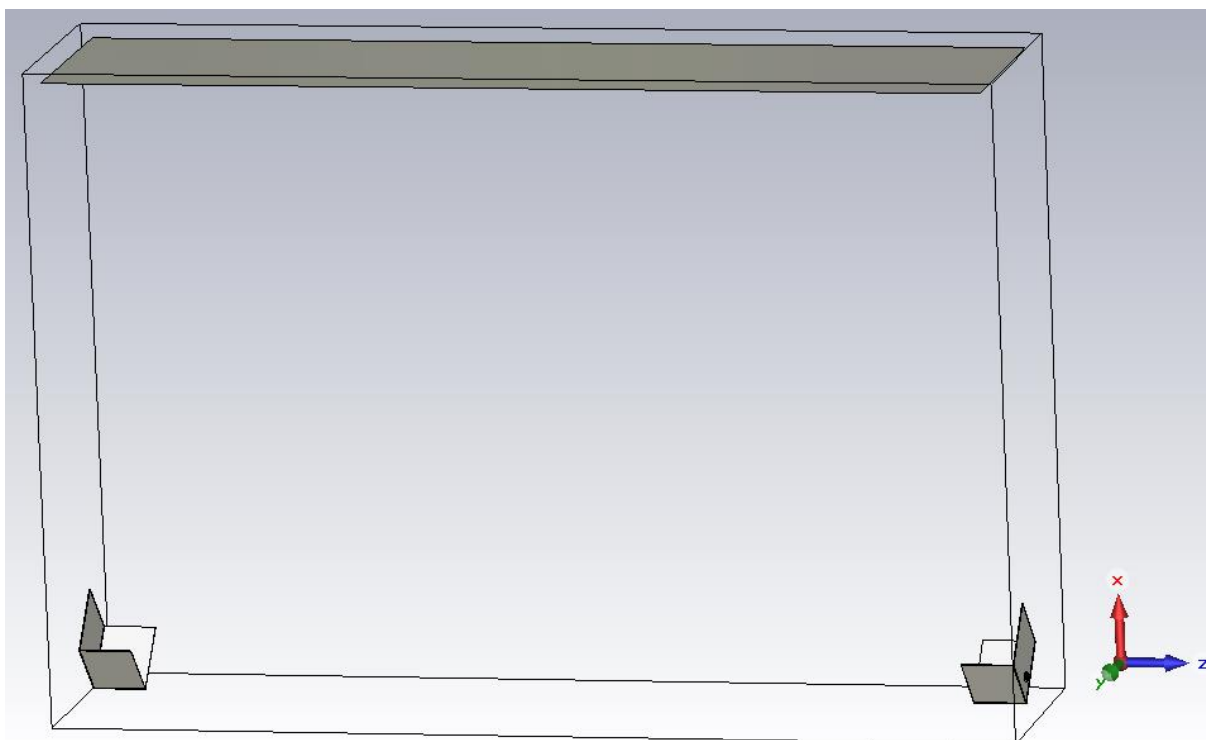
dB. Fázový posuv procházejícího signálu se v tomtéž pásmu mění s frekvencí lineárně od 4 do 6° (viz příloha B).

Při použití tohoto radomu u výsledného senzoru by se pravděpodobně trochu zhoršilo přizpůsobení antény. Nicméně, podle simulace má anténa přizpůsobení lepší než -15 dB, takže drobné zhoršení by nemělo vadit. Dále by mohl být trochu ovlivněn sklon fáze měřícího signálu v závislosti na vzdálenosti měřeného povrchu, což by ale také nemělo vadit, protože linearita by měla být zachována. Větší problém by ovšem mohlo být uchycení radomu k anténě, protože anténa má specifický tvar, zatímco radom je plochý materiál.

U Simulací ani u měření ovšem radom nebyl použit. Reálný senzor s anténami zakrytými radomem by tedy mohl mít trochu jiné vlastnosti oproti senzoru navrženému v této práci.

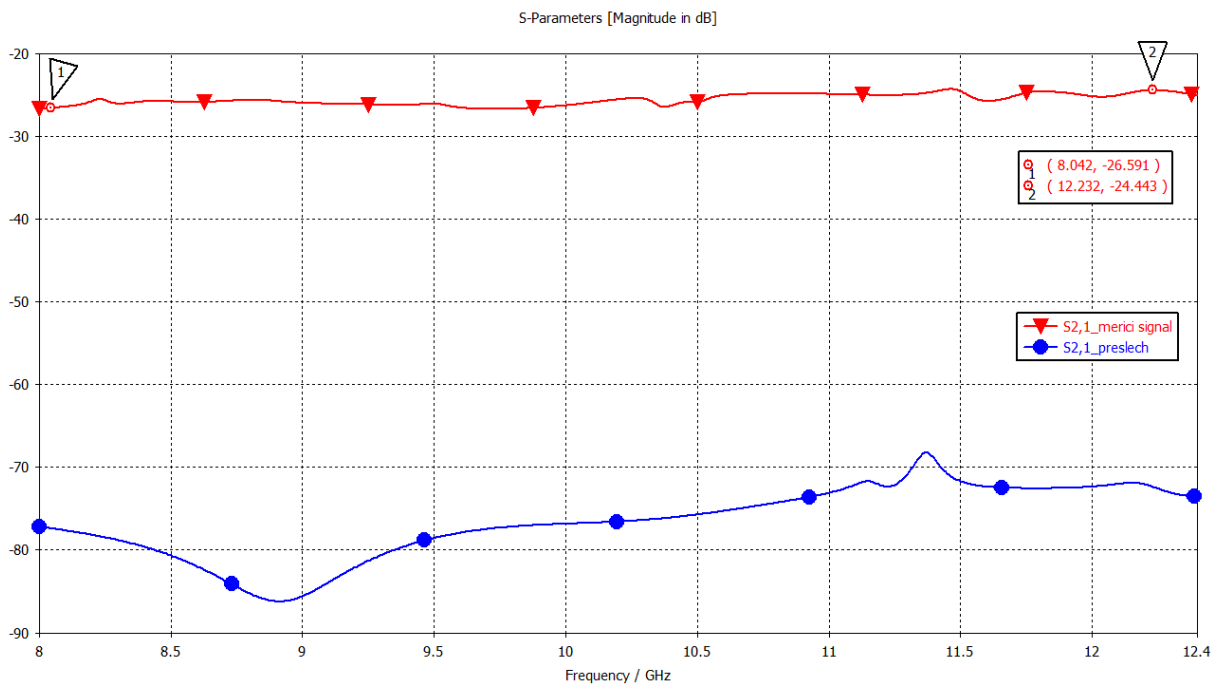
### **3.3 Simulace koeficientu přenosu**

U této konfigurace jsou antény na sebe natočeny tak, aby vzájemný přenos mezi nimi byl co nejmenší a aby maximum vyzařování obou antén přibližně směřovalo do místa odrazu od měřené kovové plochy. Při této simulaci šlo o to zvolit vhodné rozměry mezi vzájemnou vzdáleností antén a vzdáleností kovové odrazné plochy od antén. Výchozí podmínka při návrhu byla ta, aby místo odrazu měřícího signálu pro minimální vzdálenost měřeného kovového povrchu bylo ve vzdálené zóně obou antén. V předchozí kapitole bylo stanoveno, že tato zóna je ve vzdálenosti 394,7mm. Vzájemná vzdálenost antén se dá zvolit celkem volně. Pro simulaci tedy bylo zvoleno, že vzájemná vzdálenost od krajů antén je 507 mm a tomu odpovídající měřící okno 303 až 343 mm, což je vzdálenost mezi krajem antény a měřeným povrchem. Výsledný model je na obrázku 22.



Obrázek 22: Simulovaný model pro výpočet koeficientu přenosu v CST

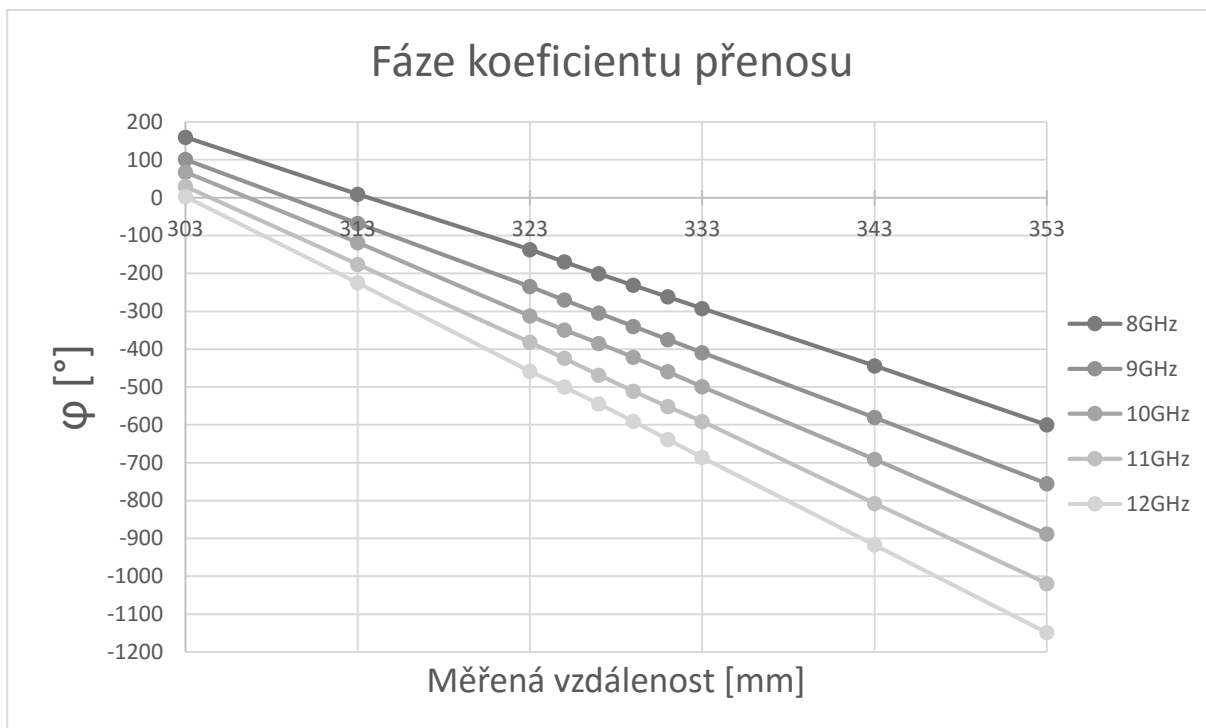
Simulace v programu CST měla za úkol zjistit koeficient přenosu senzoru jak pro měřicí signál, tak pro nežádoucí přeslech antén. Protože je struktura symetrická, byla nastavena magnetická symetrie v rovině xz, což snížilo celkový počet tetrahedronů na polovinu. Jako materiál byl zvolen PEC. V případě simulace měřicího signálu měl model 1,5 milionu tetrahedronů a na školním výpočetním počítači trval výpočet kolem 30 hodin. Přeslech mezi anténami byl simulován tak, že se odstranil měřený kovový povrch, což snížilo počet tetrahedronů na 150 tisíc a výpočet tak trval řádově desítky minut. Podle zadání má být nežádoucí přeslech potlačen aspoň o 40 dB oproti měřicímu signálu. A jak je vidět z obrázku 23, tento požadavek byl podle simulace splněn. Dalším požadavkem je, aby parametr  $S_{21}$  měřicího signálu byl co nejvíce konstantní. A z kurzorů 1 a 2 na obrázku 23 lze vidět, že je téměř konstantní se zvlněním přibližně 2 dB. Jak bylo uvedeno v kapitole 3.2.1, toto zvlnění je způsobeno hlavně tím, že se mění zisk navržených antén s frekvencí.



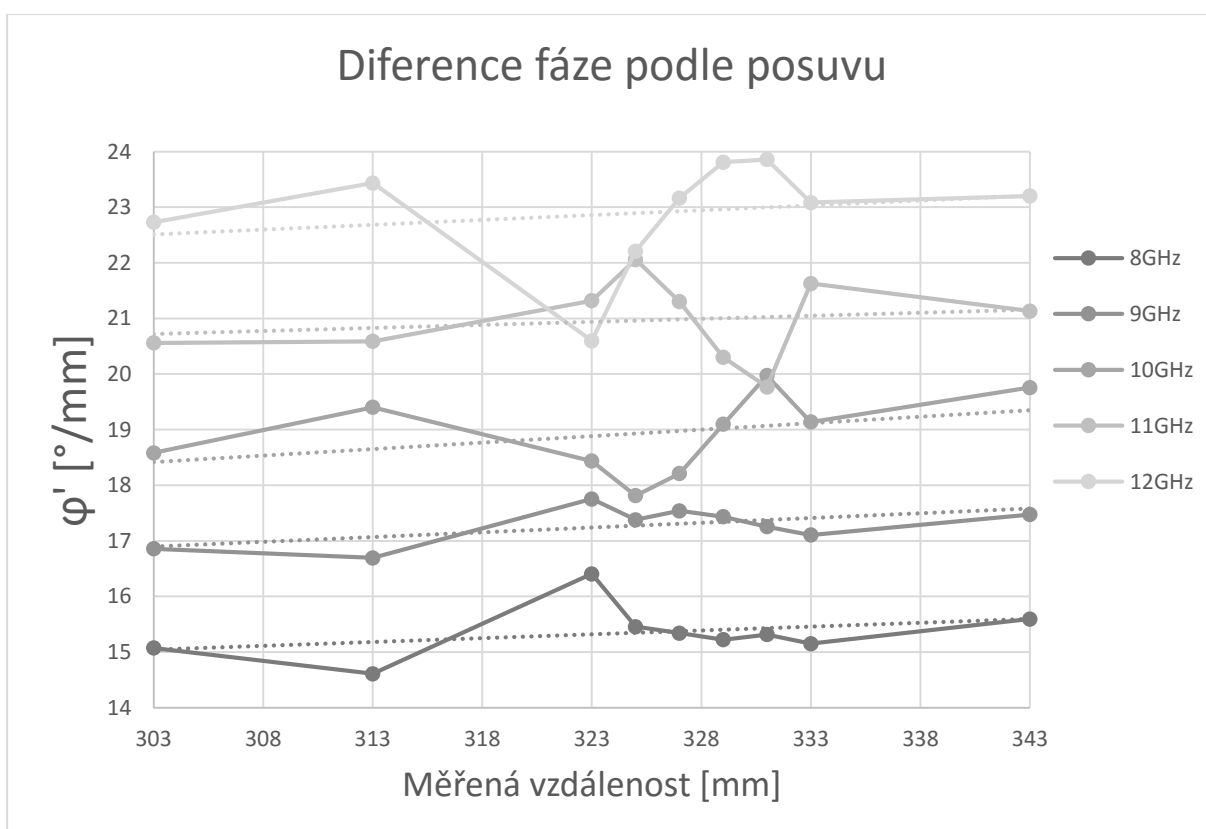
Obrázek 23: Hodnota přenosu pro měřící signál a pro přeslech mezi anténami

### 3.4 Vyhodnocení linearity fáze

Kvůli zjištění, jestli se fáze parametru  $S_{21}$  mění lineárně s měřenou vzdáleností, byla provedena parametrická simulace v programu CST. Počet tetrahedronů při simulaci se pohyboval kolem 1,1 milionu, což znamená, že jde o časově náročnou simulaci, a proto bylo spočteno jenom pár bodů parametru  $S_{21}$ . Konkrétně vždy 5 frekvenčních bodů pro 10 různých vzdáleností znázorněných tečkami na obrázku 24. Z toho obrázku se jeví, že fáze lineární je. Proto byla spočtena i diference fáze zobrazená na obrázku 25. Z tohoto obrázku se dají udělat dva závěry. Prvním je, že simulace patrně neměla dostatečnou přesnost a proto mají body různý rozptyl. Pro větší přesnost by výpočetní počítač potřeboval větší paměť RAM, aby mohlo být při simulaci použito ještě více tetrahedronů. Simulace je proto jenom orientační a přesnější by to mělo být zjištěno pomocí realizace senzoru a jeho proměření. Druhým závěrem je, že pro všechny simulované frekvence má diference evidentně stoupající charakter zobrazený lineárním proložením v tom samém grafu. Je to způsobeno nelinearitou senzoru. Blíže je tento fakt vysvětlen v kapitole 3.1.1.



Obrázek 24: Simulovaná fáze koeficientu přenosu v závislosti na vzdálenosti



Obrázek 25: Simulovaná diference fáze koeficientu přenosu v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 50,7 cm

## 4 Realizace senzoru

### 4.1 Výroba dvou 3D koutových reflektorových antén

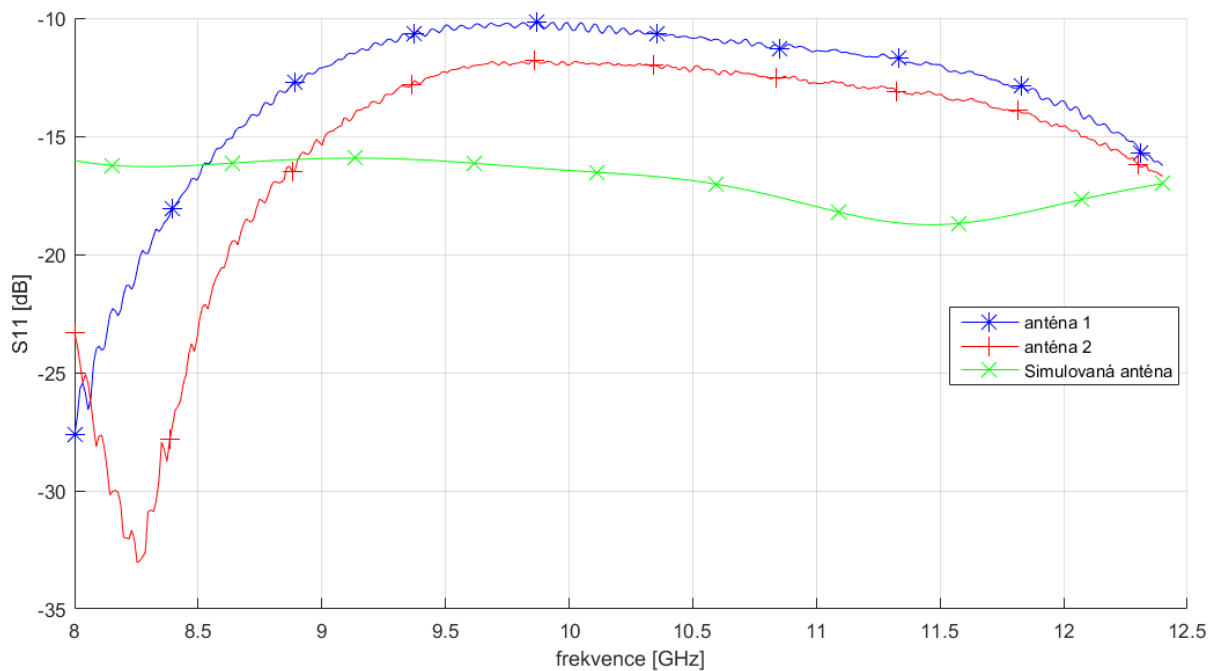
Tato kapitola popisuje postup výroby dvou trojdimenzionálních koutových reflektorových antén. Nároky na přesnost nebyli moc velké, a proto se antény daly vyrobit ručně za pomoci běžně dostupného nářadí.

K výrobě byl použit pocínovaný plech s tloušťkou 0,5 mm. Na tento plech byly nakresleny motivy koutových reflektorů a dále motivy samotného čtvercového planárního dipólu. Výkresová dokumentace je uvedena v příloze C této práce. Obě antény byly očíslované, aby se daly od sebe rozlišit. Poté byli nakreslené motivy vystříhány pomocí pákových nůžek a nůžek na plech. Přesnost tohoto vystříhnutí byla přibližně  $\pm 0,5$  mm. Dále byly do obou plechů vyvrtány díry pro střední vodič konektoru SMA a díry pro uchycení tohoto konektoru šrouby. Poté byl koutový reflektor naohýbán tak, aby všechny tři stěny byly na sebe vzájemně kolmé. Anténa č. 1 byla naohýbána poměrně přesně. Odchylka kolmosti stěn je kolem  $\pm 0,5^\circ$ . Anténa č. 2 byla naohýbána hůře a to s odchylkou od kolmosti stěn až  $\pm 2^\circ$ . Po té byly přiletovány lemy koutových reflektorů tak aby reflektor držel správný tvar. Následně byla upravena délka středního vodiče dvou konektorů SMA na 1,2 mm, tj. tak, aby planární monopól mohl být ve správné výšce nad reflektorem. Parametry SMA konektoru jsou uvedeny v příloze A. Tyto konektory byly poté připájeny ke koutovým reflektorům. A naposled byly připájeny čtvercové monopóly ke střednímu vodiči. Poté byly obě antény vyčištěny lihem kvůli odstranění kalafuny. Fotky vyrobených antén jsou uvedeny v příloze E.

Následně bylo změřeno přizpůsobení obou antén na vektorovém analyzátoru, které je zobrazeno na obrázku 26. Toto přizpůsobení se poměrně liší od simulovaného přizpůsobení zobrazeného na tomtéž obrázku. Důvodů pro to může být několik. Největší problém bude patrně v tom, že u simulace bylo jako napájení použito ideální koaxiální vedení s impedancí  $50 \Omega$ , zatímco realizované antény byli napájeny přes konektor SMA. Konektor navíc vyžaduje, aby jeho zemní rovina byla na všech místech řádně připájena ke koutovému reflektoru. Pokud někde mezi těmito povrchy vznikla mezera, mohlo to výrazně ovlivnit přizpůsobení antény. Další problém může být ten, že v simulaci bylo dielektrikum vedení zarovnáno se vnitřní plochou koutového reflektoru, zatímco u realizovaných antén toto dielektrikum dosahovalo pouze vnější

plochy koutového reflektoru. Třetí problém je ten, že u obou antén měla vyvrtná díra v koutovém reflektoru pro střední vodič špatnou pozici a to o 0,5 mm. Simulace prokázala, že přizpůsobení výrazně závisí právě na umístění této díry pro střední vodič. Poslední problém spočívá v tom, že samotný čtvercový monopól nebyl připájen v přesné svislé pozici. U antény č. 1 měl tento monopól jenom malé vychýlení od ideálního umístění, u antény č. 2 bylo toto vychýlení podstatně větší. Tento fakt může mít vliv jak na přizpůsobení antény, tak na směrovou charakteristiku antény.

U senzoru v režimu měření přenosu není kladen velký důraz na přizpůsobení antén. I když se tedy simulované přizpůsobení výrazně liší od toho změřeného, obě antény se dají použít k dalšímu měření přenosu.



Obrázek 26: Přizpůsobení realizovaných antén a simulované antény



## 5 Měření Senzoru

Měření přenosu (parametru  $S_{21}$ ) mezi realizovanými koutovými reflektorovými anténami bylo provedeno opět pomocí vektorového analyzátoru *Keysight E8364B*. Před měřením byla provedena dvouportová kalibrace pomocí kalibračního kitu Agilent 85052C.

Realizované antény bylo potřeba pevně uchytit ke stolu v požadované vzájemné vzdálenosti tak, aby se po celou dobu měření nehýbaly. Jakýkoliv jejich pohyb by totiž ovlivnil samotné měření. K tomuto účelu byli použity dva kusy polystyrenu, které by neměly zásadně ovlivnit elektromagnetické pole v okolí antén. Do těchto kusů polystyrenu byl z jedné strany vytvořen zářez, do něhož byla přilepena anténa pomocí oboustranné lepicí pásky. Z druhé strany byl polystyren přilepen ke stolu.

V požadované výšce nad anténami bylo potřeba umístit kovovou desku v horizontální pozici. Toho bylo docíleno tak, že z 10 cm tlustých polystyrenů naskládaných na sebe byly vytvořeny 2 věže. Tyto věže pak byly umístěny tak, aby na ně mohly být položeny okraje kovové desky a při tom tyto věže nestáli v cestě měřicímu signálu. Dále bylo potřeba přesně měnit výšku této kovové desky nad anténami, čehož bylo docíleno tak, že mezi věže z polystyrenu a kovovou desku se vkládali kovové destičky s přesnou tloušťkou. Tyto kovové destičky ovšem mohli negativně ovlivnit měření, protože měřící signál se mohl odrazit i od nich. Fotky měřícího pracoviště jsou uvedeny v příloze E.

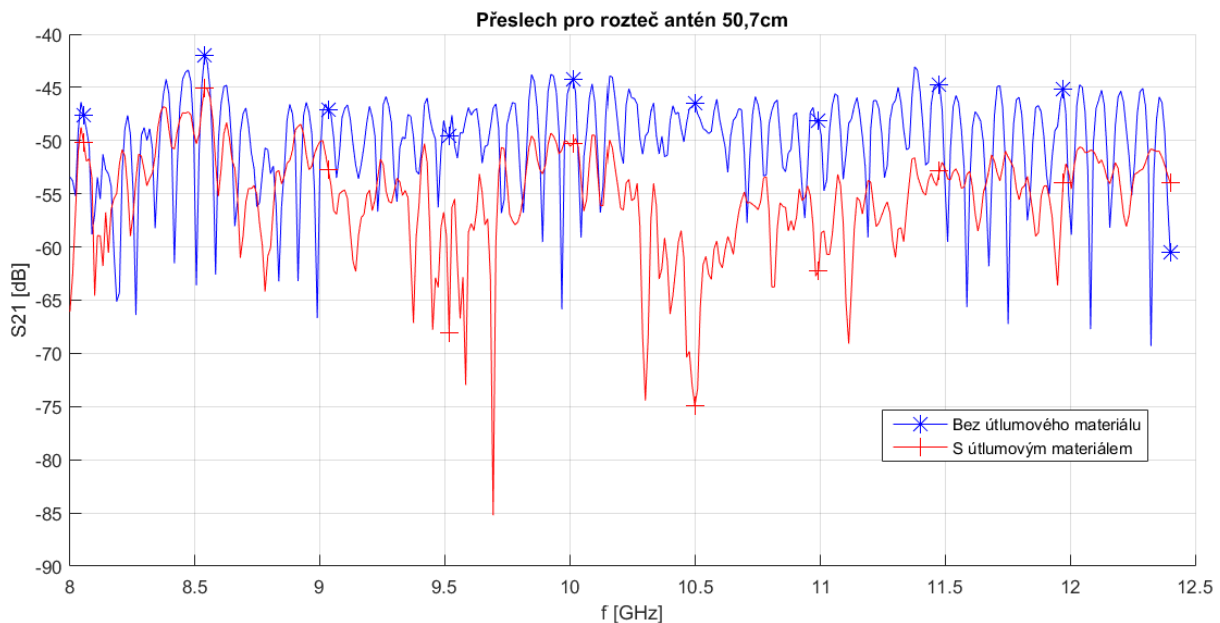
Díky tomu, že pro podložení kovové desky byl použit polystyren, tak se nedá určit přesnost měření. Věže z polystyrenu nebyly přesně zafixované a v průběhu měření se tak mohli trochu pohnout, popřípadě se nepatrně stlačit pod vahou kovové desky. Měření tedy nemá takovou vypovídající hodnotu. Ovšem ve výsledcích prezentovaných v další kapitole nejsou znatelné žádné fázové skoky, což znamená, že pozice odrazné desky byla nastavována poměrně přesně (s přesností cca 0,1 mm).

## 5.1 Výsledky měření senzoru pro rozteč antén 50,7 cm

Měření bylo provedeno pro různé rozteče antén a pro různé vzdálenosti kovové desky, aby se zjistilo optimální uspořádání antén. Aby bylo z čeho vycházet, tak první měření bylo provedeno pro rozložení odpovídající simulaci v třetí kapitole. Rozteč antén tedy byla 50,7 cm a vzdálenost odrazné desky byla proměřena v rozmezí 288 až 348 mm s krokem 5 mm. Toto rozmezí je o trochu větší oproti simulaci kvůli zjištění, jestli se dá měřit i vzdálenost, pro kterou je místo odrazu měřicího signálu na kovovém povrchu v blízké zóně antén. Při tom minimální vzdálenost kovového povrchu od antén, při které je místo odrazu signálu ještě ve vzdálené zóně obou antén, je 303 mm (platí pro rozteč antén 50,7 cm).

Jako první věc byl změřen přeslech mezi anténami. To se udělalo tak, že se odstranila kovová odrazná deska a změřil se přenos mezi anténami. Úroveň přeslechu se pohybovala kolem -45 dB, jak je znázorněno na obrázku 27. Při simulaci byla hodnota přeslechu menší než -70 dB (obrázek 23). V simulaci bylo totiž jako okolní prostředí zvoleno vakuum, které téměř neodráží signál od hranice struktury. V reálném případě ale vždy vznikají odrazy od stěn a věcí v místnosti. Ukázalo se, že přeslech je hodně ovlivněn odrazem signálu od stropu laboratoře, který je z železobetonu a dokáže tak odrážet elektromagnetické vlny a také odrazem od stolu na kterém se měřilo, protože i ten měl v sobě kovové části. Pro další měření byl tedy mezi antény vložen útlumový materiál tak, aby nebránil v šíření se měřicímu signálu, a který potlačuje nežádoucí odrazy právě od stolu a od stropu místnosti. Tento krok přeslech snížil o 5 dB na hodnotu kolem -50 dB.

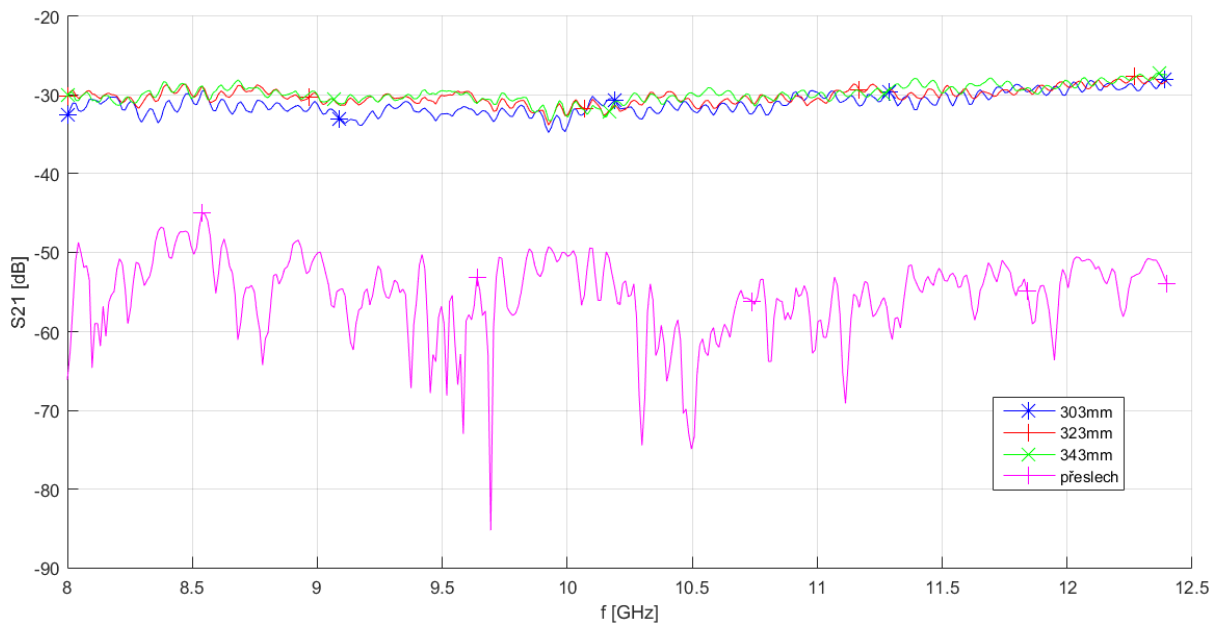
Po přiložení kovové desky nad antény bylo zjištěno, že měřicí signál má hodnotu kolem -30 dB. To znamená, že rozdíl mezi měřícím signálem a přeslechem je pouze 20 dB (obrázek 28). Přitom zadání této práce vyžaduje tento rozdíl alespoň 40 dB. Další problém je ten, že zvlnění měřicího signálu je kolem 7 dB a úroveň signálu se vzdalující se kovovou deskou mění až o 2 dB.



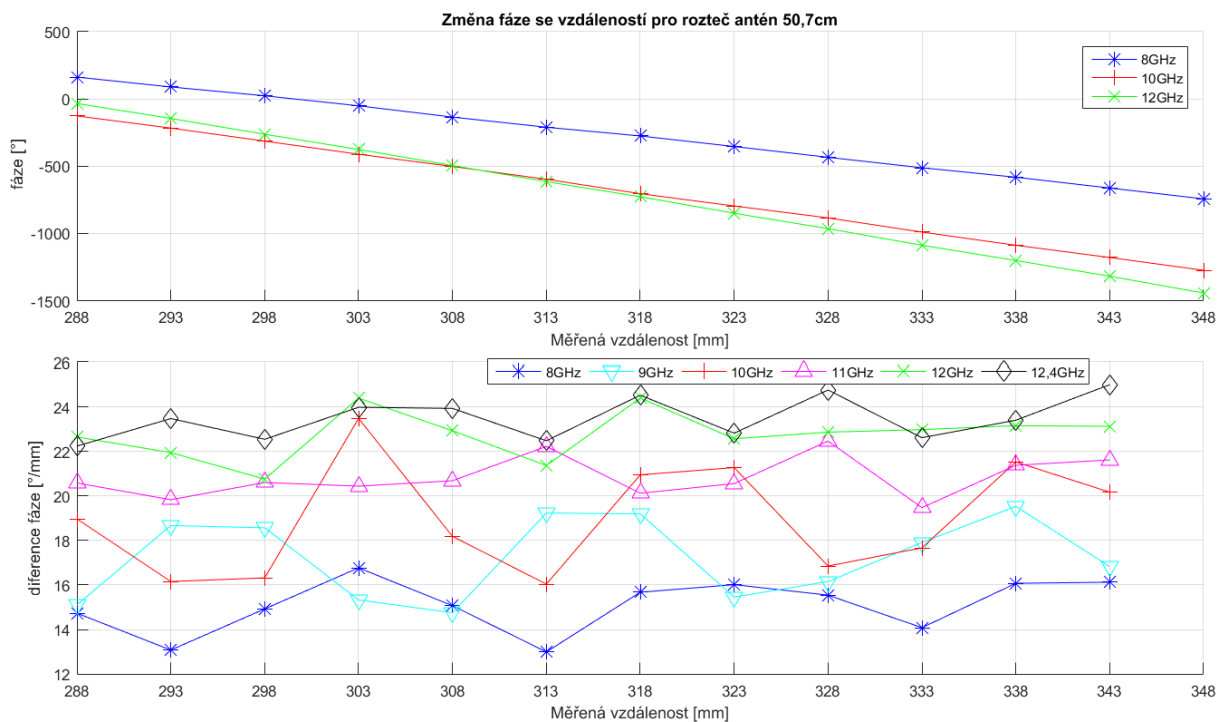
Obrázek 27: Přeslech bez útlumového materiálu a s útlumovým materiálem

Na obrázku 29 je znázorněn výsledek měření a to fáze v závislosti na vzdálenosti kovové desky. Z difference této fáze ve stejném obrázku je pak vidět, že se fáze se vzdáleností nemění lineárně. Je to způsobeno právě tím, že je malé potlačení nežádoucích signálů oproti měřicímu. Z grafu je dále patrné, že není žádný rozdíl mezi tím, když je místo odrazu signálu od kovové desky v blízké nebo ve vzdálené zóně antén (hranice vzdálené zóny je 303 mm).

Kvůli co nejmenším rozměrům senzoru tedy další měření probíhaly v blízké zóně antén. Také bylo ověřeno, že přibližováním antén se nežádoucí odrazy a přeslech nijak nezvětšují. Proto bylo další měření provedeno pro rozteče bližší než 50,7 cm. Konkrétně pro 40 cm, 30 cm, 20 cm a 15 cm. Při těchto měřeních byl kladen velký důraz na to, aby maximum vyzařování obou antén směřovalo do místa odrazu od kovové desky. Měřicí signál tak měl největší možnou amplitudu, čímž se zlepšoval jeho odstup od nežádoucích signálů. Neoptimálnější rozložení antén je uvedeno v následující kapitole. Ostatní změřené rozteče antén jsou pak uvedeny v příloze D.



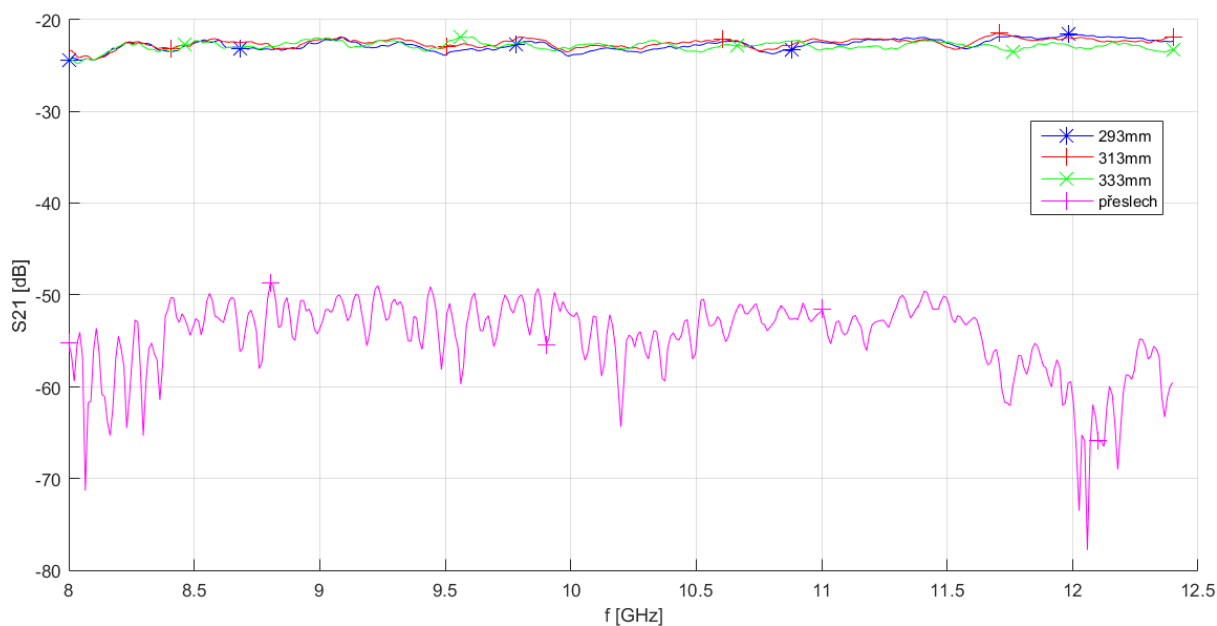
Obrázek 28: Měřící signál a přeslech pro rozteč antén 50,7 cm



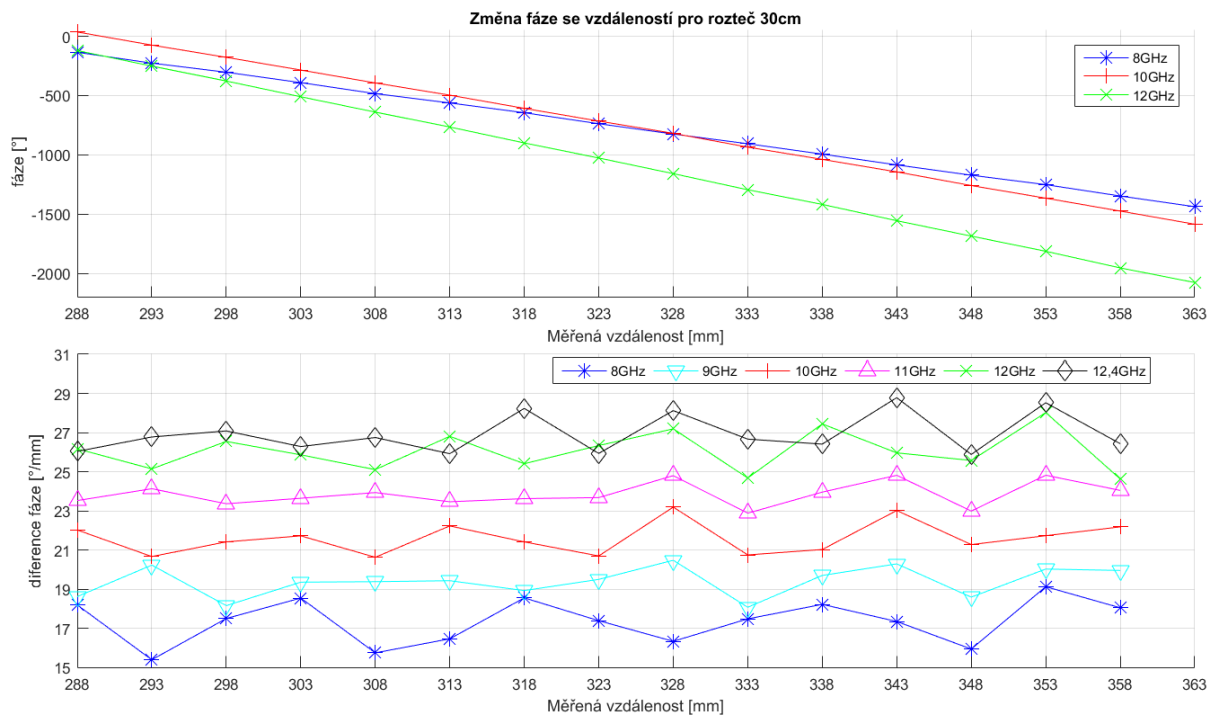
Obrázek 29: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{21}$  v závislosti na měřené vzdálenosti pro rozteč antén 50,7 cm

## 5.2 Výsledky měření pro optimální rozteč antén rovnou 30 cm

Na základě měření bylo rozhodnuto, že pro sensor je neoptimálnější, když antény jsou od sebe vzdálené 30 cm a měřící okno, tj. vzdálenosti mezi měřeným povrchem a anténami, je vymezeno od 293 do 333 mm. Při tomto rozložení, má sensor největší odstup nežádoucích signálů vůči měřicímu signálu (obrázek 30) a to 25 dB. Amplituda měřicího signálu je téměř nezávislá na měřené vzdálenosti a její zvlnění je 3 dB (v rozmezí -21,5 až -24,5 dB). Z obrázku 31 je pak vidět, že fáze v závislosti na vzdálenosti je téměř lineární. Největší nelinearity jsou hlavně na okraji frekvenčního pásma, tedy frekvence 8 a 12,4 GHz. Tyto krajní frekvence by se ovšem dali případně při vyhodnocení vzdálenosti vynechat.



Obrázek 30: Měřící signál a přeslech pro rozteč antén 30 cm



Obrázek 31: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{21}$  v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 30 cm

## 6 Závěr

Účelem této práce bylo navrhnout a zrealizovat anténu, která by se dala použít jako senzor pro měření malých vzdáleností kovového planárního povrchu. Při výběru vhodného typu antény bylo nutno vzít v úvahu pár požadavků. Konkrétně aby anténa byla rozměrově malá, směrová a širokopásmová. Tyto požadavky jsou více či méně protichůdné, takže bylo nutno najít kompromis. Tento kompromis se pokusila splnit koutová reflektorová anténa.

Navržená anténa má podle simulace dobré přizpůsobení v požadovaném frekvenčním pásmu 8 až 12,4 GHz (pásmo označované jako X-band) a to kolem -16 dB. Toto přizpůsobení mohlo být ještě lepší, kdyby reflektorové plochy měli větší rozměr. Realizované antény mají ovšem toto přizpůsobení horší. Konkrétně anténa 1 má pouze -10 dB a anténa 2 má -12 dB. Tento rozdíl je pravděpodobně způsoben tím, že realizovaná anténa neodpovídá přesně té simulované. Nicméně, horší přizpůsobení by senzoru vadit nemělo, protože anténa má vysílat pouze malý výkon.

Co se směrovosti týká, anténa na tom zas tak dobře není. Její simulovaná šířka svazku pro pokles o 3 dB na frekvenci 10 GHz ve vertikální rovině je  $38,7^\circ$  a v horizontální rovině (pro  $\vartheta = 65^\circ$ ) je  $40,1^\circ$ . Na ostatních frekvencích je to podobné. Výhoda směrové charakteristiky je, že v blízkosti maxima vyzařování je jedno minimum a pokud se antény na sebe nasměřují přes toto minimum, přeslech je velmi malý a dle simulace je tak splněna podmínka ze zadání, aby nežádoucí signály byly potlačeny o více než 40 dB. Nicméně měření realizovaných antén ukázalo, že tím, že má anténa tak široký hlavní svazek, vznikají nežádoucí odrazy od okolních předmětů či zdí místnosti. Nejlepší změřené potlačení nežádoucího signálu (v laboratoři) tak bylo přibližně 25 dB, což už požadavek ze zadání nespĺňuje. Povedlo se toho dosáhnout při vzájemné rozteči antén 30 cm a měřícím okně 293 až 333 mm od kraje antén. Je pravděpodobné, že pokud by se senzor uzavřel do komory obložené útlumovým materiálem, tak potlačení nežádoucích signálů by bylo mnohem větší. Toto by ale chtělo ověřit například proměřením senzoru v anténní komoře.

Rozměry reflektorových ploch antény byly optimalizovány tak, aby byly co nejmenší. To je důležité kvůli tomu, aby vzdálená zóna antény měla co nejmenší poloměr a antény tak mohly být umístěny co nejbližší měřenému kovovému povrchu a celková struktura senzoru tak mohla být malá. Největší rozměr antény je 69 mm, takže poloměr vzdálené zóny je 394 mm. Měřením se nakonec ukázalo, že měřený kovový povrch může být dokonce i blíže anténám než je právě poloměr jejich vzdálených zón. Jak již bylo uvedeno, měřící okno je 293 až 333 mm. I přesto, že tedy měřený kovový povrch byl v blízké zóně antén, nebylo pozorováno, že by to negativně ovlivňovalo fázi měřícího signálu v závislosti na vzdálenosti tohoto povrchu. Největší nelinearitu fáze v závislosti na vzdálenosti měřeného povrchu totiž pravděpodobně způsobuje nedostatečné potlačení nežádoucích signálů vůči měřenému signálu.

Požadavek na konstantní amplitudu měřícího signálu nezávislou na měřené vzdálenosti nedopadl ideálně. Amplituda v závislosti na frekvenci se sice mění minimálně s měřenou vzdáleností, ale s frekvencí roste a to až o 3 dB. Tento fakt je způsoben patrně tím, že rozměry reflektorových ploch antény jsou velmi malé a zisk antény tak výrazně roste s frekvencí. Ze simulací byl získán poznatek, že čím větší jsou rozměry těchto reflektorových ploch, tím se zisk s frekvencí mění méně. Při větších reflektorových plochách by tedy pravděpodobně byl přenos konstantnější (podrobněji vysvětleno v kapitole 3.2.1). Zároveň by v tomto případě byla šířka hlavního svazku antény užší, což by mohlo snížit úroveň nežádoucích signálů (odrazů od okolních předmětů či stěn místnosti). Stojí tedy za úvahu, jestli by nebylo lepší použít o trochu větší antény při zachování jak rozteče 30 cm tak měřícího okna 293 až 333 mm.

Konečný verdikt tedy je, že navržený senzor by šel použít pro měření vzdáleností kovových planárních povrchů. Je ovšem velkou otázkou, jaká by byla jeho přesnost měření. Při použití ideálního senzoru a interferometrické metody zmíněné v úvodu této práce by se přesnost měření vzdálenosti měla pohybovat v sub-mikronové oblasti. Při použití navrženého senzoru by ale pravděpodobně byla přesnost řádově horší. Pro ověření by to tedy chtělo propojit senzor s interferometrem a změřit přesně pozice minim ve spektru výstupního signálu v závislosti na měřené vzdálenosti. Pokud by se pozice těchto minim měnila monotónně s měřenou vzdáleností, je možné že by šlo celý systém zkalibrovat tak, aby přesnost byla v mikronové či dokonce v sub-mikronové oblasti.


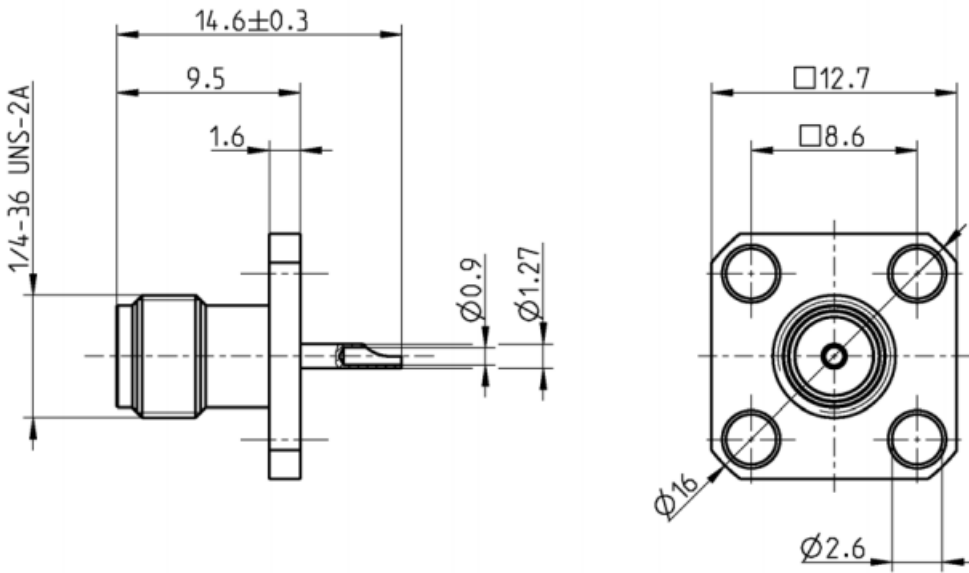


## 7 Literatura

- [1] K. Hoffmann, Z. Skvor, "New Method Suitable for Relative Short Distance Measurement, In: European Microwave Week 2010 Conference Proceedings London: Horizon House Publications, 2010, p. 1524-1527. ISBN 978-2-87487-015
- [2] J.D.Kraus, R.J. Marhefka, Antennas for all Applications, Mc Graw-Hill, third edition
- [3] P. Hazdra, Basics of radiation and antennas, přednášky ČVUT, 2014
- [4] Techniques for Time Domain Measurements. In: *Agilent Technologies, Inc* [online]. [cit. 2016-05-20]. Dostupné z: <http://www.testequity.com/documents/pdf/time-domain-measurements.pdf>
- [5] Time Domain Analysis Using a Network Analyzer. In: *Agilent Technologies, Inc* [online]. [cit. 2016-05-20]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5723EN.pdf>
- [6] CHEN, Zhi Ning. a Michael Y. W. CHIA. *Broadband planar antennas: design and applications*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, c2006. ISBN 9780470871744.
- [7] M. J. Amman and Z. N. Chen, Wideband Monopole Antennas for Multi-Band Wireless Systems, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 2, April 2003
- [8] H. R. Hassani and S. M. Mazinani (2010). Wideband Planar Plate Monopole Antenna, *Passive Microwave Components and Antennas*, Vitaliy Zhurbenko (Ed.), ISBN: 978-953-307-083-4, InTech
- [9] Kraus, John D. (November 1940). "The square-corner reflector beam antenna for ultra high frequencies" *QST* (USA: American Radio Relay League). p. 18. Retrieved June 2, 2015.
- [10] INAGAKI, N. Three-dimensional corner reflector antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 1974, **22**(4), 580-582 [cit. 2016-05-11]. DOI: 10.1109/TAP.1974.1140853. ISSN 0096-1973. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1140853>
- [11] D. Dobricic (2007), Shortened 3D Corner Reflector Antenna. [online]. [cit. 2016-05-20]. Dostupné z: <http://www.testequity.com/documents/pdf/time-domain-measurements.pdf>

## 8 Přílohy

### A. Katalogový list konektoru SMA 32K441

TECHNICAL DATA SHEET		<b>Rosenberger®</b>	
SMA	PANEL JACK SOLDER END	<b>32K441-200N5</b>	
			
			
All dimensions are in mm; tolerances according to ISO 2768 m-H			
<b>Interface</b>			
According to		IEC 60169-15; EN 122110; MIL-STD-348A, Fig. 310	
<b>Documents</b>			
Panel piercing		B 55a	
<b>Material and plating</b>			
<b>Connector parts</b>	<b>Material</b>	<b>Plating</b>	
Center contact	Beryllium copper	AuroDur, gold plated	
Outer contact	Brass	Flash white bronze over silver(e.g. Optargen®)	
Dielectric	PTFE		
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany <a href="http://www.rosenberger.de">www.rosenberger.de</a>		Tel.: +49 8684 18-0 Fax: +49 8684 18-499 email: <a href="mailto:info@rosenberger.de">info@rosenberger.de</a>	Page 1 / 2

TECHNICAL DATA SHEET				<b>Rosenberger®</b>			
SMA		PANEL JACK SOLDER END		<b>32K441-200N5</b>			
<b>Electrical data</b>							
Impedance	50 Ω						
Frequency	DC to 12.4 GHz						
VSWR	≤ 1.05 + 0.005 x f [GHz], DC to 8 GHz			8 to 12.4 GHz			
	≤ 1.30						
Insertion loss	≤ 0.04 x √f(GHz) dB						
Insulation resistance	≥ 5 x10 <sup>3</sup> MΩ						
Center contact resistance	≤ 3 mΩ						
Outer contact resistance	≤ 2 mΩ						
Test voltage	1000 V rms						
Working voltage	480 V rms						
Power handling (at 20 °C, sea level, VSWR 1.0)	≤ 200 W @ 2 GHz						
RF-leakage	≥ 100 dB up to 1 GHz						
<b>Mechanical data</b>							
Mating cycles	min. 100						
Center contact captivation: axial	≥ 20 N						
radial	≥ 1 Ncm						
Coupling test torque	max. 0.6 Nm						
Recommended torque	0.5 Nm						
<b>Environmental data</b>							
Temperature range	-65°C to +165°C						
Thermal shock	MIL-STD-202, Meth. 107, Cond. B						
Corrosion	MIL-STD-202, Meth. 101, Cond. B						
Vibration	MIL-STD-202, Meth. 204, Cond. D						
Shock	MIL-STD-202, Meth. 213, Cond. I						
Moisture resistance	MIL-STD-202, Meth. 106						
2002/95/EC (RoHS)	compliant						
<b>Tooling</b>							
N/A							
<b>Suitable cables</b>							
N/A							
<b>Packing</b>							
Standard	100 pcs in blister						
Weight	2.61 g/pce						
While the information has been carefully compiled to the best of our knowledge, nothing is intended as representation or warranty on our part and no statement herein shall be construed as recommendation to infringe existing patents. In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.							
Draft	Date	Approved	Date	Rev.	Engineering change number	Name	Date
Rong Fang	11/05/04	M.Schmid	02.05.07	c00	07-0154	S_Kra.	02.05.07
Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG P.O.Box 1260 D-84526 Tittmoning Germany <a href="http://www.rosenberger.de">www.rosenberger.de</a>				Tel.: +49 8684 18-0 Fax: +49 8684 18-499 email: <a href="mailto:info@rosenberger.de">info@rosenberger.de</a>			Page 2 / 2

## B. Katalogový list RAYDEL M26 radom specification



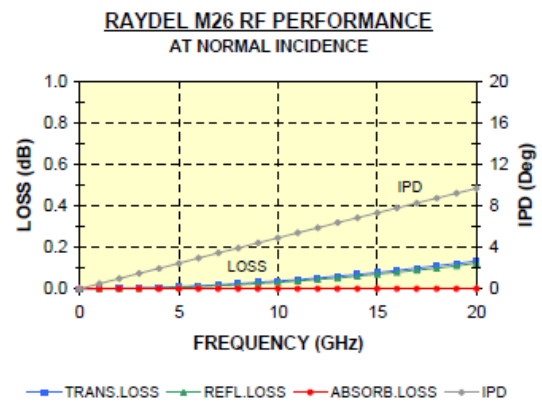
High Performance  
Radomes

### RAYDEL M26

Dielectric Constant = 2.80 Loss Tan = .005 Thickness(in) = 0.018

#### RF PERFORMANCE AND IPD AT NORMAL INCIDENCE

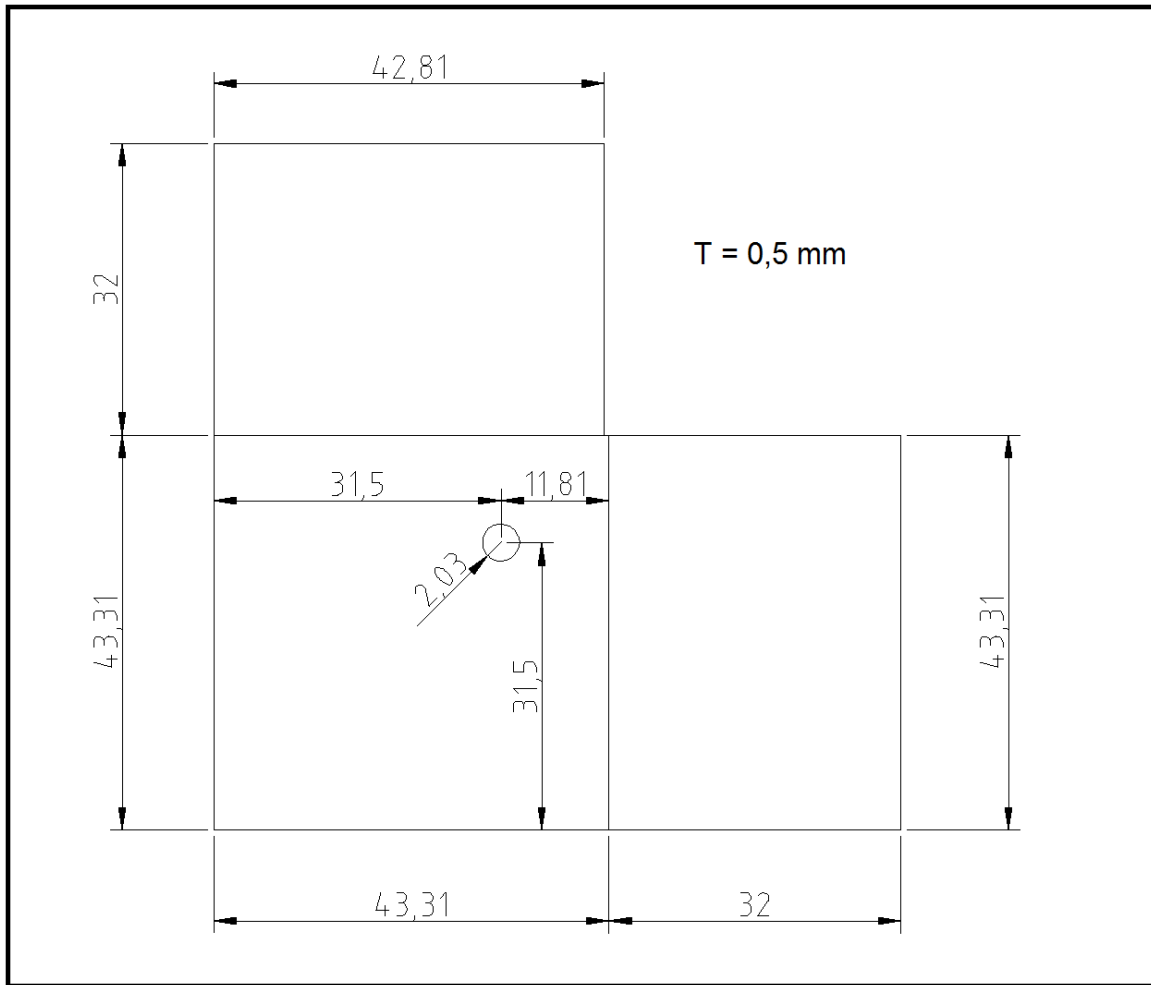
FREQ. (GHz)	TRANS.LOSS (dB)	REFL.LOSS (dB)	ABSORB.LOSS (dB)	IPD (Deg)
0	0.000	0.000	0.000	0.000
1	0.001	0.000	0.001	0.494
2	0.002	0.001	0.001	0.988
3	0.005	0.003	0.002	1.481
4	0.007	0.005	0.002	1.974
5	0.011	0.008	0.003	2.467
6	0.015	0.012	0.003	2.958
7	0.020	0.016	0.004	3.448
8	0.025	0.020	0.005	3.938
9	0.031	0.026	0.005	4.426
10	0.038	0.032	0.006	4.912
11	0.045	0.038	0.006	5.397
12	0.053	0.046	0.007	5.881
13	0.061	0.053	0.007	6.362
14	0.070	0.062	0.008	6.842
15	0.079	0.071	0.009	7.319
16	0.089	0.080	0.009	7.794
17	0.100	0.090	0.010	8.267
18	0.111	0.100	0.010	8.738
19	0.122	0.111	0.011	9.206
20	0.134	0.123	0.011	9.671



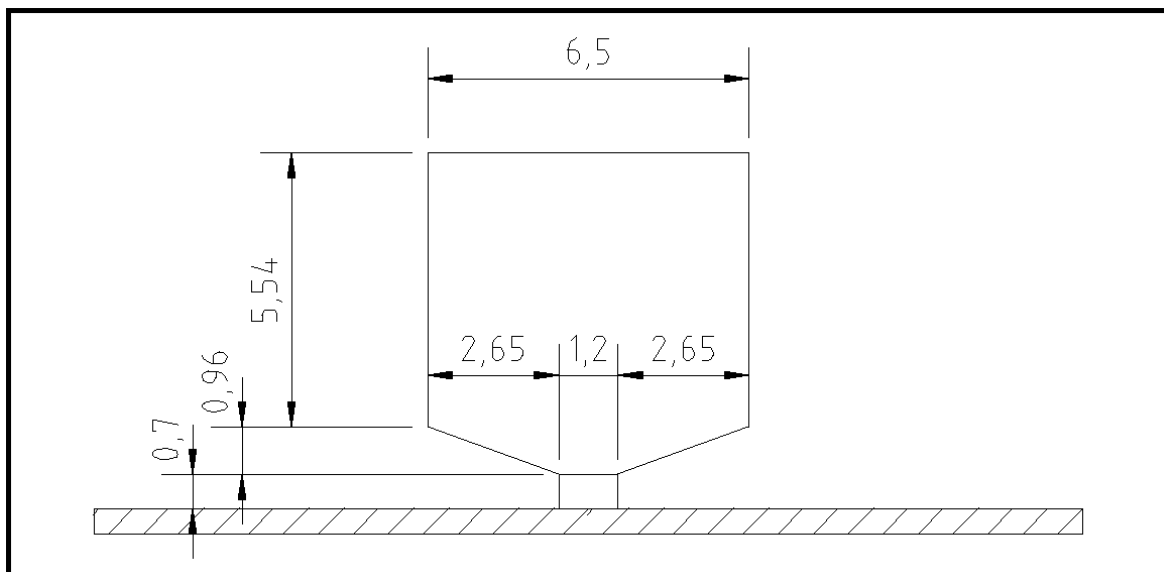
Saint-Gobain Performance Plastics Corporation  
701 Daniel Webster Highway  
Merrimack, NH 03054  
Tel: (800) 451-8101 Fax: (603) 424-9044  
E-mail: sgpppl.buffalosaloes@saint-gobain.com  
www.raydel.com

2-Nov-2010

### C. Výkresová dokumentace navržené antény

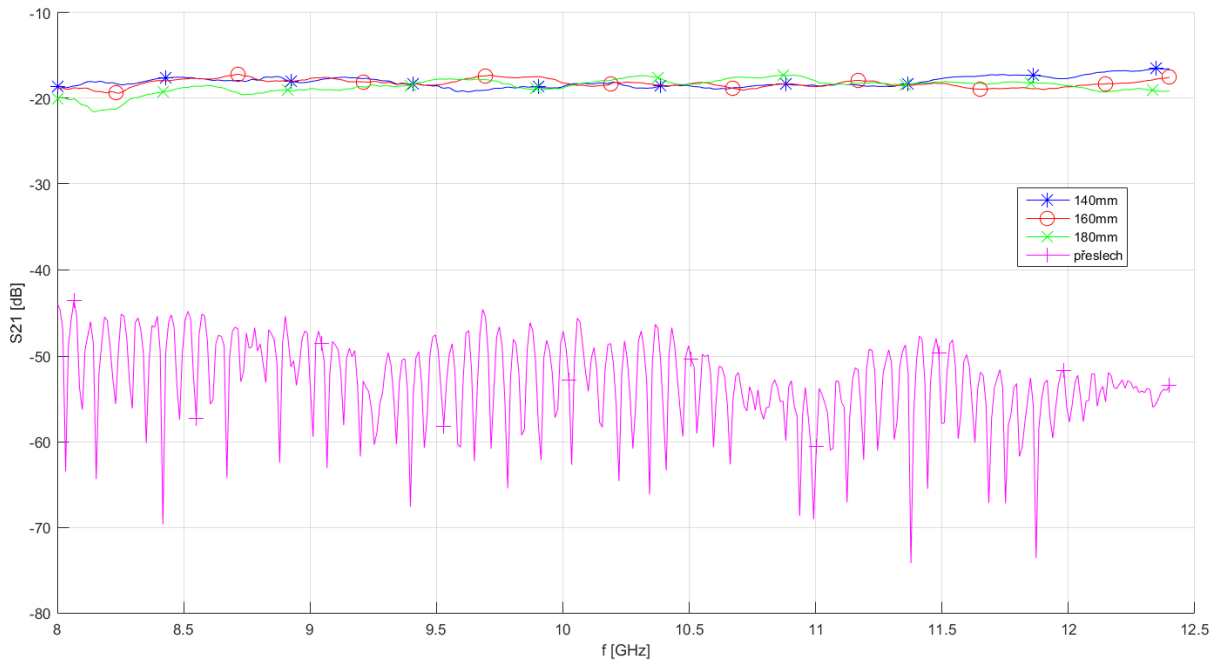


Obrázek P1: Výkresová dokumentace reflektorů antény

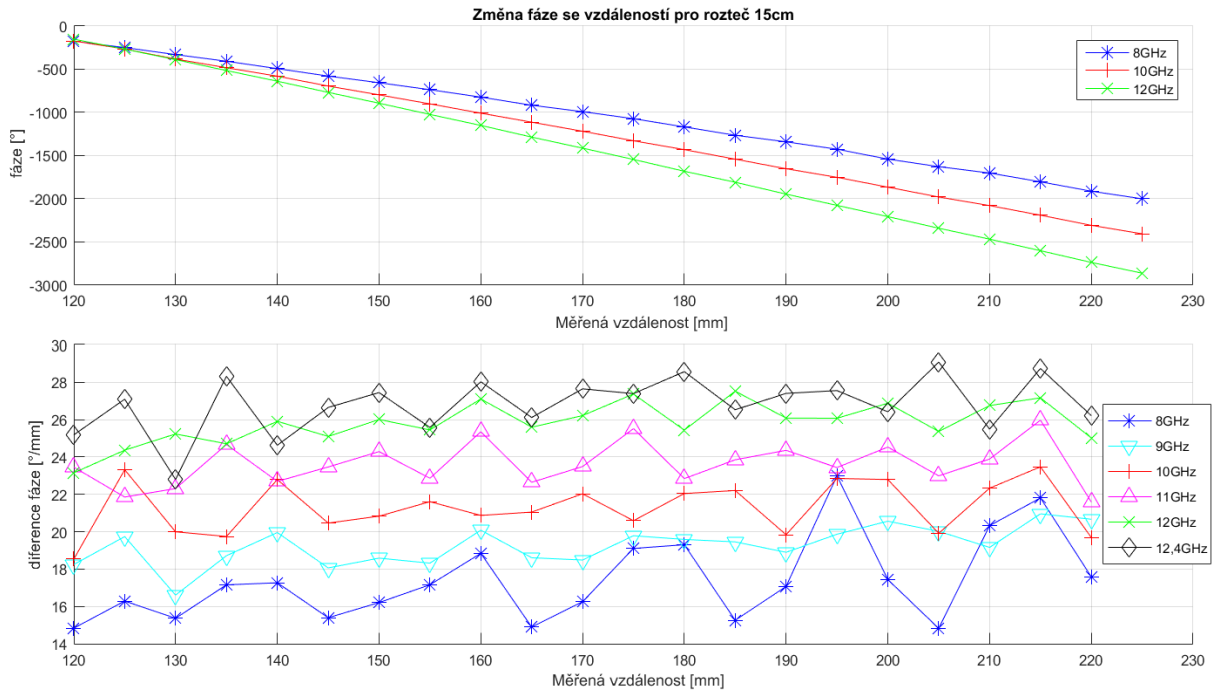


Obrázek P2: Výkresová dokumentace širokopásmového planárního monopólu

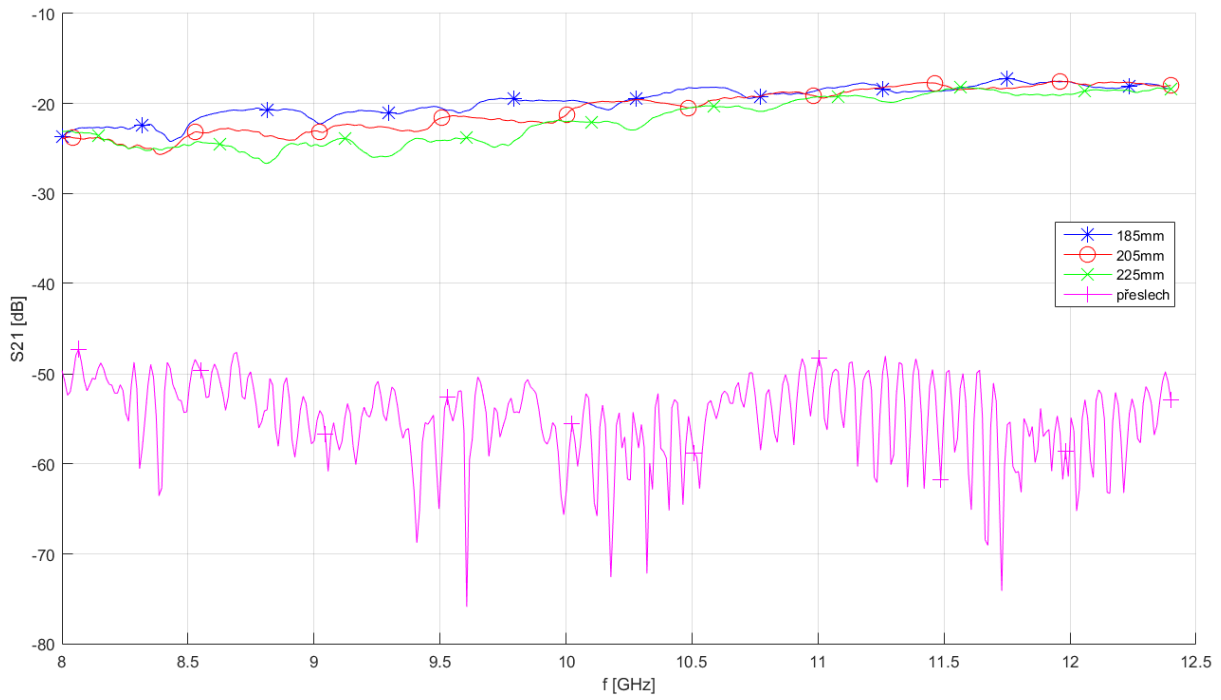
## D. Výsledky měření pro různé rozteče antén



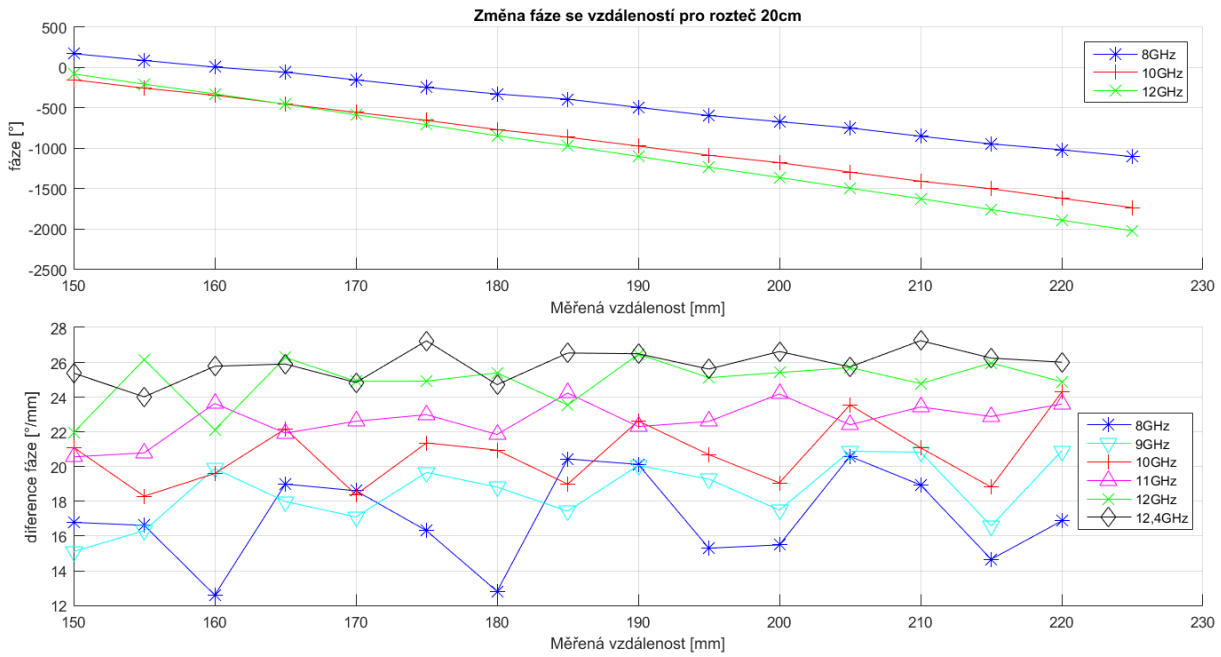
Obrázek P3: Měřící signál a přeslech pro rozteč antén 15 cm



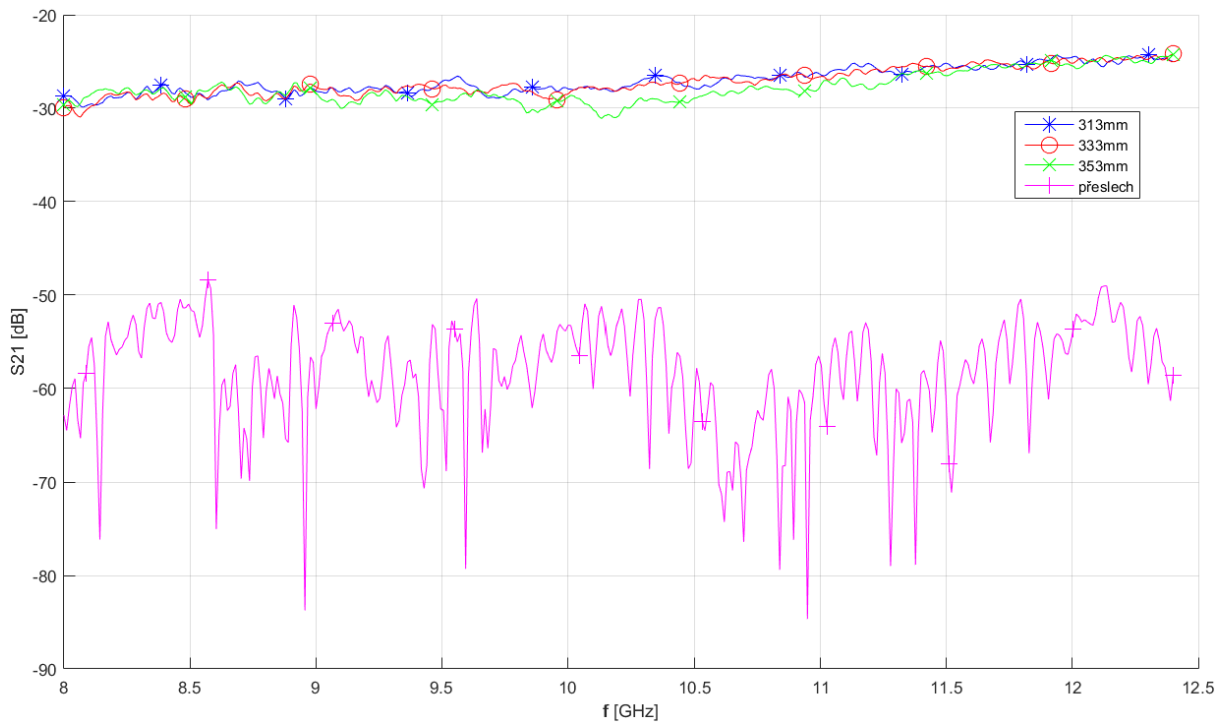
Obrázek P4: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{21}$  v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 15 cm



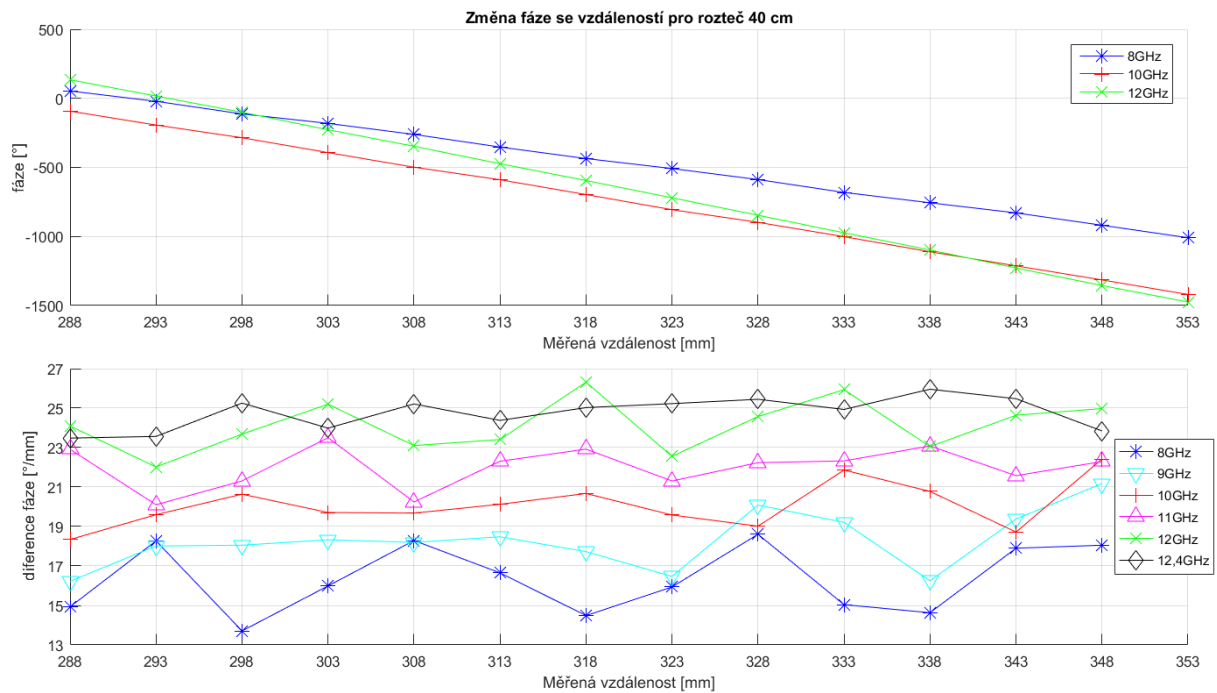
Obrázek P5: Měřící signál a přeslech pro rozteč antén 20 cm



Obrázek P6: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{21}$  v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 20 cm



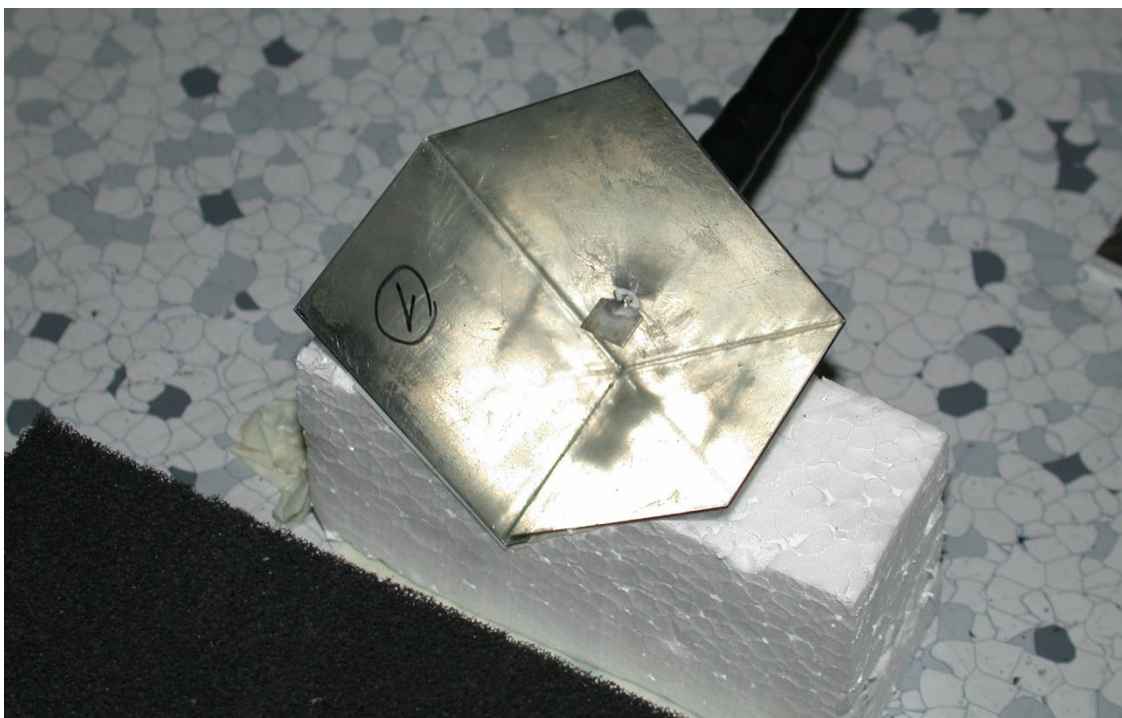
Obrázek P7: Měřící signál a přeslech pro rozteč antén 40 cm



Obrázek P8: Změřená fáze a směrnice fáze parametru  $S_{21}$  v závislosti na vzdálenosti pro rozteč antén 40 cm



## E. Fotodokumentace



Obrázek P9: Realizovaná anténa č. 1



Obrázek P10: Pracoviště pro měření přenosu mezi anténami