

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

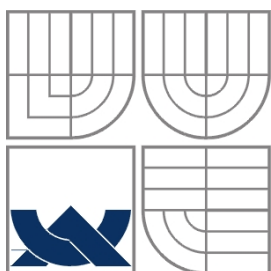
MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY MATERIÁLŮ METODOU VE VOLNÉM
PROSTORU

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ NEKOVÁŘ

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY MATERIÁLŮ METODOU VE VOLNÉM PROSTORU

FREE SPACE METHOD FOR MEASUREMENT OF COMPLEX PERMITTIVITY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

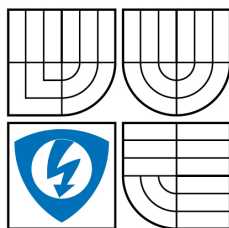
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ NEKOVÁŘ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JAROSLAV LÁČÍK, Ph.D.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Nekovář
Ročník: 2

ID: 106668
Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Měření komplexní permitivity materiálů metodou ve volném prostoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte metodu měření komplexní permitivity materiálů ve volném prostoru. Rozmyslete a navrhnete měřící pracoviště.

Po dohodě s vedoucím práce navrhnete vhodný anténní zářič pro měření komplexní permitivity. Seznamte se s vhodným program pro modelování antén a v něm anténu modelujte. Navrženou anténu realizujte a proměřte.

Realizujte pracoviště pro měření komplexní permitivity materiálů ve volném prostoru a ověřte jeho funkčnost.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KUMAR, et. al., A simple free-space method for measuring the complex permittivity of single and compounded dielectric materials. Microwave and Optical Technology Letters. 2000, vol. 26, no. 2, p. 117 to 119.

[2] GHODGAONKAR, D. K., VARADAN, V. V., VARADAN, V. K., Free-space measurement and complex permittivity and complex permeability of magnetic material at microwave frequencies. Transaction on Instrumentation and Measurement. 1990, vol. 39, no. 2, p. 387 - 394.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Cílem této diplomové práce je vývoj měřicího pracoviště pro metodu měření komplexní permitivity ve volném prostoru. Na začátku diplomové práce je metoda popsána. Dále je pozornost zaměřena na diskusi týkající se elektromagnetických vlastností hmoty, srovnáním používaných metod pro měření komplexní permitivity, interakcí rovinné elektromagnetické vlny s rovinnou nekonečnou deskou obecného dielektrického prostředí a popisem vyzařovacích diagramů mikrovlnných antén. Ve zbytku práce je navrženo a vyrobeno měřicí pracoviště pro metodu měření ve volném prostoru. Jako zářič je vybrána pyramidální trychtýřová anténa. Anténa je navržena včetně přechodu koaxiální kabel – vlnovod v programu CST Microwave Studio, následně vyrobena ve dvou vzorcích a změřena. V závěru je vyrobené měřicí pracoviště využito k měření komplexní permitivity.

KLÍČOVÁ SLOVA

Komplexní permitivita; trychtýřová anténa; metoda měření ve volném prostoru

ABSTRACT

The aim of this thesis is the development of the workplace for the complex permittivity measurement by free space method. At the beginning of this thesis, the method is described. Further attention is focused on the discussions concerning electromagnetic properties of materials, comparison of the methods used for complex permittivity measurement, interactions of planar electromagnetic wave with planar infinite dielectric slab of general environment and description of radiation patterns of microwave antennas. In the rest of the thesis, the measuring workplace for the free space method is designed and fabricated. A pyramidal horn antenna is selected as a radiator. The antenna is designed with coax to waveguide transition in CST Microwave Studio, and then fabricated in two samples and measured. Finally, the fabricated measuring workplace is exploited for the complex permittivity measurement.

KEYWORDS

Complex permittivity; horn antenna; free-space measurement method

NEKOVÁŘ, J. *Měření komplexní permitivity materiálů metodou ve volném prostoru.*
Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních
technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 59 s., 10 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí
práce: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měření komplexní permitivity materiálů metodou ve volném prostoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si 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.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	xi
SEZNAM TABULEK	xii
ÚVOD	1
1 METODA MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY	2
1.1 Metoda měření komplexní permitivity ve volném prostoru	2
1.2 Studium elektromagnetických vlastností hmoty	3
1.3 Metody mikrovlnného měření komplexní permitivity.....	5
1.3.1 Měření komplexní permitivity v koaxiálních vedeních, vlnovodech a rezonátorech.....	5
1.3.2 Měření komplexní permitivity dielektrických materiálů a prostředí ve volném prostoru	5
2 PRINCIP METODY MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU	6
2.1 Interakce rovinné elektromagnetické vlny s rovinnou nekonečnou deskou obecného dielektrického prostředí	7
2.1.1 Určení komplexní permitivity metodou odrazu.....	8
2.1.2 Určení komplexní permitivity metodou přenosu	8
2.2 Výpočet komplexní permitivity z naměřených hodnot.....	9
3 ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU	10
3.1 Vyzářovací diagram mikrovlnné antény.....	10
3.1.1 Šířka vyzářovacího diagramu vytvořeného synfázně ozářenou aperturou ve vzdálené – Fraunhoferově zóně.....	13
3.2 Šířka svazku antény	14
3.3 Typické rozložení elektromagnetického pole před synfázně ozářenou aperturou.....	14
4 NÁVRH MĚŘICÍHO PRACOVÍŠTĚ	15
4.1 Popis měřicího pracoviště.....	15
4.2 Kalibrace měřicí soupravy	16

5	TEORIE NÁVRHU ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU	16
5.1	Trychtýřová anténa	16
5.1.1	Postup návrhu trychtýřové antény	17
5.1.2	Návrh optimální trychtýřové antény s obdélníkovou aperturou	17
5.1.3	Návrh buzení trychtýřové antény	18
6	NÁVRH TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY	20
6.1	Požadavky na návrh trychtýřové antény	20
6.2	Návrh antény	20
6.2.1	Návrh buzení trychtýřové antény	22
6.3	Modelování navrhované antény v programu CST MWS	24
7	REALIZACE MĚŘÍČÍHO PRACOVISTĚ	27
7.1	Realizace a měření	27
7.2	Realizace měřicího pracoviště	28
7.3	Měření komplexní permitivity	30
7.4	Porovnání obdržných výsledků	33
	ZÁVĚR	34
	LITERATURA	35
	SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	36
	SEZNAM PŘÍLOH	37
	PŘÍLOHA A – VÝPOČET KOMPLEXNÍ PERMITIVITY	38
	<u>Zdrojové kódy – MATLAB</u>	38
	PŘÍLOHA B - VYZAŘOVACÍ DIAGRAMY ANTÉNY	42
	A) – F) Vyzařovací diagramy H – roviny (simulace CST a měření)	42
	G - L) Vyzařovací diagramy E – roviny (simulace CST a měření)	45

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Princip sestavy pro měření komplexní permitivity (převzato z [2]).....	3
Obr.2.1: Model pro určení koeficientu odrazu a přenosu rovinné elektromagnetické vlny dopadající na nekonečnou dielektrickou desku (převzato z[1]).....	7
Obr. 3.1: Souřadnicový systém pro výpočet rozložení elektromagnetického pole ... vyzařovaného mikrovlnnou anténou (převzato z [1])	10
Obr. 3.2: Rozložení elektromagnetického pole před vyzařující aperturou (převzato z [1]).....	11
Obr. 4.1: Přípravek pro měření komplexní permitivity (převzato z [2]).....	15
Obr. 5.1: Buzení vlny TE_{10} ve vlnovodu obdélníkového průřezu (převzato z [6]).	19
Obr. 6.1: Buzení vlny TE_{10} ve vlnovodu obdélníkového průřezu (převzato z [6]).	23
Obr. 6.2: Detail buzení antény nesymetrickou anténou (program CST MWS)....	24
Obr. 6.3: Model navrhované trychtýřové antény	24
Obr. 6.5: Výsledný průběh činitele odrazu s_{11} (simulace v programu CST MWS)	25
Obr. 6.4: Rozměry navržené antény (obrázek není v měřítku)	25
Obr. 6.6: Vyzařovací diagram (zisk = 21,2 dBi) v rovině H – roviny antény pro střední kmitočty 20 GHz	26
Obr. 6.7: Vyzařovací diagram (zisk = 21,2 dBi) v rovině E – roviny antény pro střední kmitočty 20 GHz	26
Obr. 6.8: Graf závislosti zisku antény na frekvenci	27
Obr. 7.1: Pohled na realizovanou trychtýřovou anténu.....	27
Obr. 7.2: Činitel odrazu s_{11}	28
Obr. 7.3: Pohled na realizované měřicí pracoviště.....	28
Obr. 7.4: Boční pohled na realizované měřicí pracoviště	29
Obr. 7.5: Průběh modulu a fáze činitele přenosu s_{21}	30
Obr. 7.6: Průběh modulu a fáze činitele odrazu s_{11}	30
Obr. 7.7: Měření přenosu - reálná část komplexní permitivity	31
Obr. 7.8: Měření přenosu - imaginární část komplexní permitivity.....	31
Obr. 7.9: Měření odrazu - reálná část komplexní permitivity.....	32
Obr. 7.10: Měření odrazu - imaginární část komplexní permitivity*)	32

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1: Šířka vyzařovacího diagramu pro obdélníkovou aperturu(převzato z [1])	13
Tab. 6.1: Rozměry navržené trychtýřové antény.....	25

ÚVOD

Prudký rozvoj vědy, techniky a technologie je doprovázen naléhavou potřebou nových moderních prostředků, které by odpovídaly současným požadavkům a umožňovaly tak úspěšně řešit nové, doposud neznámé velmi složité problémy. Jedny z mnoha velkých úsilí se týkají detailního studia vnitřní struktury neživé, ale i živé hmoty, na vyvíjení nových materiálů a sloučenin a na vytvoření nových technologických postupů. Při výzkumech jsou velmi důležité bezkontaktní a nedestruktivní metody, které mohou být použity i v extrémních podmínkách, jako je např. velmi nízká nebo vysoká teplota, silné magnetické nebo elektrické pole a agresivní prostředí. Všechny potřebné požadavky velmi dobře splňuje mikrovlnná metoda měření materiálů a hmotných prostředí ve volném prostoru. Vlastnosti hmoty se za pomoci této metody určují na základě měření komplexní permitivity, případně permeability[1].

Pro měření komplexní permitivity vzorků materiálů ve volném prostoru bylo publikováno několik studií [1] až [5]. Ačkoli jsou základní principy diskutovány a měřené parametry jsou stejné, přesto má každá metoda měření svoji jednoznačnost a omezení. Na nízkých frekvencích, ne však nižších řádu stovek MHz, kde je tato metoda měření nepoužitelná, poskytuje měření komplexní permitivity ve volném prostoru dielektrickou konstantu látky, která má pouze reálnou část komplexní permitivity[2].

1 METODA MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY

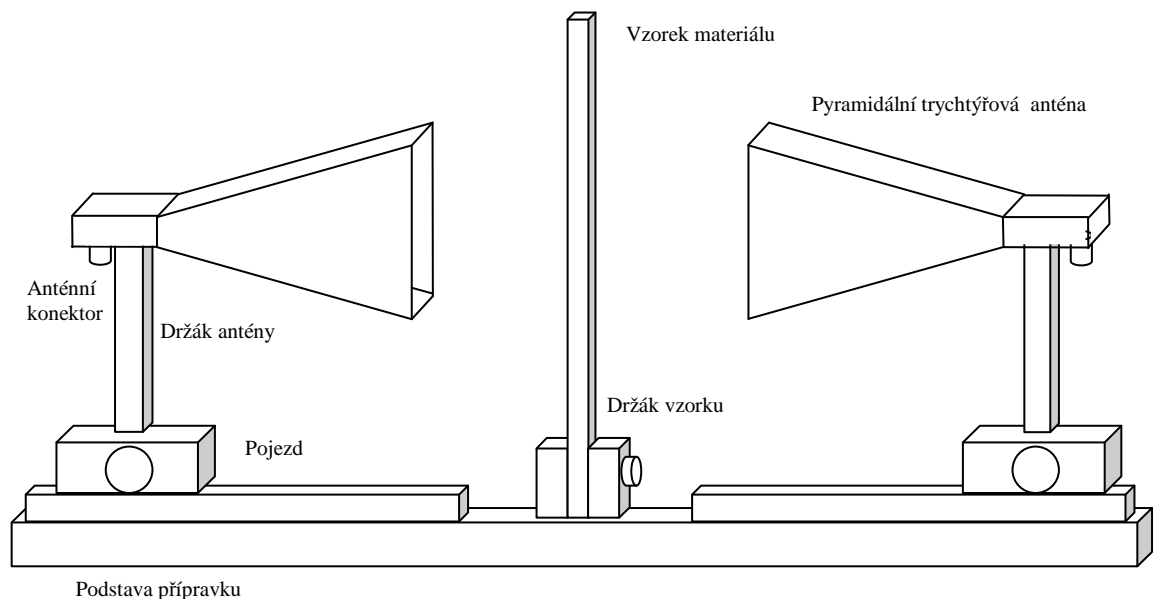
1.1 Metoda měření komplexní permitivity ve volném prostoru

Vzhledem k extrémním podmínkám – velké magnetické pole, vysoká teplota, vysoký nebo nízký tlak, agresivní prostředí – potřebným pro vytvoření nových materiálů a sloučenin a vzhledem k současné kontrole jejich požadovaných vlastností již v procesu výroby klasické metody měření (např. měření komplexní permitivity v koaxiálních vedeních, vlnovodech a rezonátorech) v řadě případů nevyhovují a je potřeba vyvíjet nové, moderní a pokud možno bezkontaktní metody měření. Tato diplomová práce se však bude zabývat touto metodou pouze pro měření standardních materiálů ve standardních podmínkách při použití vysokých kmitočtů.

Všeobecně je možné použít metodu mikrovlnného měření při měření elektrických vlastností dielektrických a polovodivých materiálů, příp. kapalných a plazmatických prostředí. Tato práce se zabývá výhradně metodou měření ve volném prostoru.

Metoda měření ve volném prostoru je známa již dlouho a v dnešní době je s úspěchem používána v řadě jiných oborů, např. v plazmatické chemii, fyzice polovodičů, při vývoji dielektrických a polovodivých materiálů a součástek, při studiu vlastností živé hmoty atd. V těchto oborech umožňuje velmi přesně, rychle, bezkontaktně a hlavně nedestruktivně změřit komplexní permitivitu zkoumaného izotropního i anizotropního prostředí nebo materiálu, kterou klasickými metodami (např. měření komplexní permitivity v koaxiálních vedeních, vlnovodech a rezonátorech) lze v mnoha případech měřit velmi obtížně a v některých dokonce vůbec ne[1].

Experimentální sestava pro měření komplexní permitivity metodou ve volném prostoru se skládá z měřicího přípravku, vektorového analyzátoru a počítače pro vyhodnocení získaných dat.



Obr. 1.1: Princip sestavy pro měření komplexní permitivity (převzato z [2])

Sestava pro měření komplexní permitivity je zobrazena na Obr. 1.1. Tato sestava je složena ze dvou shodných antén upevněných na přípravku tak, že je možno obě antény nezávisle na sobě nastavovat do příslušné měřicí polohy. Vzorek materiálu, u kterého je měřena hodnota komplexní permitivity je umístěn uprostřed mezi anténami. Pro minimalizaci nechtěných odrazů od okolních předmětů by bylo nejvhodnější umístit měřicí sestavu do bezodrazové komory.

1.2 Studium elektromagnetických vlastností hmoty

Podle teorie elektromagnetického pole je chování elektromagnetických vln procházejících hmotou ovlivněno vlastnostmi této hmoty. Jakékoliv hmotné prostředí nebo hmota vložené do elektromagnetického pole způsobí určitou a přesně definovanou změnu tohoto pole. Závislost mezi vlastnostmi hmotného prostředí a veličinami elektromagnetického pole je definována permeabilitou μ a permitivitou ε tohoto prostředí. Tyto dvě veličiny tedy charakterizují elektromagnetické vlastnosti hmoty.

Jednou ze základních úloh elektrodynamiky je studium elektromagnetických vlastností hmoty. Řešení těchto úloh spočívá ve vyšetřování vlastností šíření elektromagnetických vln ve hmotném prostředí a Maxwellových rovnic s různými okrajovými podmínkami. Lze řešit dvě úlohy. Na základě známé permeability μ a permitivity ε lze určit vlastnosti šíření vln v daném prostředí nebo opačně na základě známých vlastností šíření vln určit elektromagnetické vlastnosti hmoty. Obě tyto řešení mají velký praktický význam.

Permeabilita μ a permitivita ε jsou veličiny vyjadřující makroskopický projev hmoty jako celku. V závislosti na charakteru hmotného prostředí mohou být veličiny

skaláry (izotropní prostředí) nebo tenzory (anizotropní prostředí). Tyto veličiny jsou komplexní ve ztrátovém prostředí. Permeabilita μ a permitivita ε může být určena na základě řešení soustavy Maxwellových rovnic a příslušných pohybových rovnic uvažujících mikrostrukturu hmotného prostředí.

V homogenním izotropním prostředí jsou Maxwellovy rovnice definovány[1]:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{j}, \quad (1.1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (1.2)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0, \quad (1.3)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho, \quad (1.4)$$

kde

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad (1.5)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad (1.6)$$

$$\mathbf{j} = \sigma \mathbf{E}. \quad (1.7)$$

\mathbf{H} ... vektor intenzity magnetického pole,
 \mathbf{E} ... vektor intenzity elektrického pole,
 \mathbf{B} ... vektor magnetické indukce,
 \mathbf{D} ... vektor elektrické indukce,
 \mathbf{j} ... vektor proudové hustoty,
 ρ objemová hustota náboje,
 μ komplexní permeabilita prostředí,
 ε permitivita prostředí (reálná veličina),
 σ vodivost prostředí

1.3 Metody mikrovlnného měření komplexní permitivity

1.3.1 Měření komplexní permitivity v koaxiálních vedeních, vlnovodech a rezonátorech

Tento druh mikrovlnného měření je propracován velmi detailně díky své relativní jednoduchosti vyplývající z umístění měřeného vzorku přímo do vlnovodu nebo rezonátoru, ve kterém je přesně definováno elektromagnetické pole. Tyto popsané metody však nelze v řadě praktických případů použít, protože většinou nevyhovují požadavkům měření komplexní permitivity různých materiálů a dielektrických prostředí bezkontaktním a nedestruktivním způsobem. Testovaný vzorek se sice během měření nezničí, ale pro potřeby měření musí být přesně opracován do tvarů, které určuje koaxiální vedení, vlnovod nebo rezonátor. Vzorky měřených materiálů, které se vkládají do koaxiálního vedení nebo vlnovodu musí přesně vyplňovat jejich vnitřek, aby mezi stěnami vzorku a vedení nebo vlnovodu nevznikly nežádoucí mezery, které by silně ovlivňovaly přesnost měření. Pro tuto skutečnost jsou výhodnější rezonátory, protože zde může měřený vzorek zaplňovat pouze část rezonátoru, případně může tvořit část nebo celou některou jeho stěnu. Ve zvláštních případech např. při měření vlastností materiálů při vysokých teplotách nelze rezonátory s ohledem na jejich mechanické poškození vůbec použít. V těchto případech je velmi výhodné provádět měření pomocí mikrovlnného sondování neznámých vzorků ve volném prostoru. Při měření pomocí dielektrického vlnovodu lze měřit vzorky s příčnými rozměry menšími, než je vlnová délka λ_0 sondujících elektromagnetických vln $D \leq \lambda_0[1]$.

1.3.2 Měření komplexní permitivity dielektrických materiálů a prostředí ve volném prostoru

Mikrovlnné měření komplexní permitivity dielektrických materiálů a prostředí ve volném prostoru je zcela bezkontaktní a nedestruktivní. Měření může být prováděno při nízkých i vysokých teplotách, silných elektrických i magnetických polích. Metoda měření ve volném prostoru je velmi výhodná především pro měření vlastností deskových materiálů a může být velmi jednoduše použita pro plynulou kontrolu vlastností materiálů při sériové výrobě dielektrických a polovodičových součástek. Úspěšně může být využita i v chemickém průmyslu, biologii, medicíně a v řadě dalších oborů.

I přes tyto velké možnosti širokého praktického využití existují v této metodě skutečnosti, které s sebou přinášejí několik velmi závažných problémů, které silně ovlivňují přesnost měření. Především je potřeba vytvořit takový anténní systém, který bude vysílat rovinnou elektromagnetickou vlnu do přesně vymezeného objemu a který zaručí, že rovinná elektromagnetická vlna bude zcela procházet měřeným vzorkem při zanedbatelné difrakci dopadající energie na hranách vzorku. Kromě toho je potřeba potlačit nežádoucí odrazy sondující vlny anebo jejich vliv na měření při vyhodnocování respektovat[1]. Uvedená metoda se uplatňuje v pásmu J a X,

tedy od několika jednotek až po desítky GHz[2].

2 PRINCIP METODY MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU

Při použití metody měření komplexní permitivity ve volném prostoru je vzorek neznámého materiálu umístěn v prostoru mezi vysílací a přijímací anténou a je prozařován rovinnou elektromagnetickou vlnou (Obr. 1.1). Popisovaná metoda měření je založena na skutečnosti, že fáze a útlum rovinné elektromagnetické vlny, která prochází měřeným vzorkem nebo se odráží na měřeném vzorku, se mění v závislosti na vlastnostech vzorku plně definovaných relativní komplexní permitivitou $\tilde{\epsilon}_r$.

Definice komplexní permitivity[1]

$$\tilde{\epsilon}_r = \frac{\tilde{\epsilon}}{\epsilon_0} = \epsilon_r + i \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}, \quad (3.1)$$

kde $\tilde{\epsilon}_r$... relativní permitivita,

σ ... měrná vodivost vzorku,

ϵ_0 ... dielektrická konstanta vakua ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m)

ω ... kruhová frekvence elektromagnetické vlny ($\omega = 2\pi f$)

i ... imaginární jednotka $i = \sqrt{-1}$

V praxi se však zavádí činitel dielektrických ztrát $\text{tg } \delta$, který je definován následujícím vztahem jako poměr imaginární a reálné složky komplexní permitivity[1]

$$\text{tg } \delta = \frac{\text{Im } \tilde{\epsilon}_r}{\text{Re } \tilde{\epsilon}_r}. \quad (3.2)$$

Následně lze rovnici (3.1) vyjádřit ve tvaru[1]

$$\tilde{\epsilon}_r = \epsilon_r (1 - i \text{tg } \delta) \quad (3.3)$$

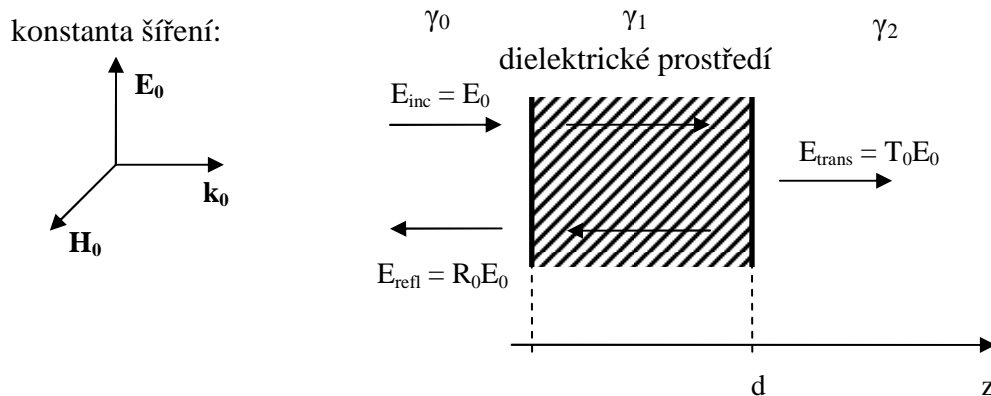
Přesnost metody měření dielektrických materiálů a prostředí, umístěných ve volném prostoru, závisí hlavně na těchto faktorech:

- 1) odpovídající teoretický model, který co nejpřesněji odpovídá skutečné fyzikální situaci při měření;
- 2) takové experimentální uspořádání, které se shoduje s předpoklady teoretického modelu;
- 3) přesnost použité experimentální metodiky.

Fáze a útlum rovinné elektromagnetické vlny, která prošla měřeným materiálem a odražená na měřeném materiálu, závisí na komplexní permitivitě dielektrika. Pro výpočet bude předpokládán vzorek tvaru rovinné desky, protože se při použití mikrovlnné metody měření ve volném prostoru používají především materiály deskového tvaru, u kterých se určují jejich elektromagnetické vlastnosti.

2.1 Interakce rovinné elektromagnetické vlny s rovinnou nekonečnou deskou obecného dielektrického prostředí

Nekonečná rovinná deska dielektrika je nejjednodušším teoretickým modelem pro měření komplexní permitivity ve volném prostoru, na kterou dopadá rovinná elektromagnetická vlna. Na základě měření komplexního koeficientu odrazu nebo přenosu rovinné elektromagnetické vlny, odrážející se od desky nebo procházející deskou, je určena její komplexní permitivita.



Obr.2.1: Model pro určení koeficientu odrazu a přenosu rovinné elektromagnetické vlny dopadající na nekonečnou dielektrickou desku (převzato z[1])

Předpokladem je rovinná elektromagnetická vlna $\mathbf{E}(z, t) = \mathbf{E}_0 \exp [-i \omega t + \gamma z]$ dopadající kolmo na nekonečnou desku homogenního dielektrika, které je definovaného komplexní permitivitou $\tilde{\epsilon}_r$, a leží v rovině xy , kde γ je konstanta šíření rovinné elektromagnetické vlny. Ve směru osy z se šíří rovinná elektromagnetická vlna a vstupuje z volného prostoru (Z_0, γ_0) dále do prostředí 1 (Z_1, γ_1) a prostředí 2 (Z_2, γ_2), kde Z a γ jsou impedance a konstanty šíření v odpovídajících prostředích.

Definice impedance prostředí 1 a 2 pomocí impedance volného prostoru $Z_0[1]$

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{\tilde{\epsilon}_{r1}}} = \frac{\gamma_0}{\gamma_1} Z_0, \quad Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{\tilde{\epsilon}_{r2}}} = \frac{\gamma_0}{\gamma_2} Z_0 \quad (3.1)$$

Výrazy pro amplitudový koeficient odrazu R_0 a amplitudový koeficient přenosu $T_0[1]$

$$R_0 = \frac{(\gamma_0 - \gamma_1)(\gamma_1 + \gamma_2)e^{-\gamma_1 d} + (\gamma_0 + \gamma_1)(\gamma_1 - \gamma_2)e^{\gamma_1 d}}{(\gamma_0 + \gamma_1)(\gamma_1 + \gamma_2)e^{-\gamma_1 d} + (\gamma_0 - \gamma_1)(\gamma_1 - \gamma_2)e^{\gamma_1 d}}, \quad (3.2)$$

$$T_0 = \frac{4\gamma_1\gamma_0}{(\gamma_0 + \gamma_1)(\gamma_1 + \gamma_2)e^{-\gamma_1 d} + (\gamma_0 - \gamma_1)(\gamma_1 - \gamma_2)e^{\gamma_1 d}}, \quad (3.3)$$

$$\text{kde} \quad \gamma_0 = i \frac{2\pi}{\lambda_0}, \quad \gamma_{1,2} = i \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\tilde{\epsilon}_{r1,2}}. \quad (3.4; 3.5)$$

Pomocí dvou metod (metoda odrazu a metoda přenosu) lze určit komplexní permitivitu desek neznámého původu umístěných ve volném prostoru.

2.1.1 Určení komplexní permitivity metodou odrazu

Použije-li se pro určení komplexní permitivity metoda odrazu, umístí se za měřenou desku dokonale vodivá deska, tedy zkrat. Následně je možné určit hodnotu komplexní permitivity neznámého vzorku ze změřeného koeficientu odrazu. Platí zde: $Z_2 = 0$ a konstanta šíření $\gamma_2 \rightarrow \infty$ (vyplývající z rovnice 3.1). Po dosazení těchto hodnot do rovnice (3.2) bude výraz pro amplitudový koeficient odrazu $R_0[1]$

$$R_0 = \frac{(\gamma_0 - \gamma_1)e^{-\gamma_1 d} - (\gamma_0 + \gamma_1)e^{\gamma_1 d}}{(\gamma_0 + \gamma_1)e^{-\gamma_1 d} - (\gamma_0 - \gamma_1)e^{\gamma_1 d}}. \quad (3.1.1)$$

2.1.2 Určení komplexní permitivity metodou přenosu

Při použití metody přenosu je měřená deska umístěna ve volném prostoru, kde po obou stranách desky je vzduch, a proto platí: $Z_2 = Z_0$ a $\gamma_2 = \gamma_0$. Zde se hodnota komplexní permitivity určí ze změřeného koeficientu přenosu. Bude-li $\gamma_2 = \gamma_0$ v rovnici (3.3), potom amplitudový koeficient přenosu[1]

$$T_0 = \frac{4\gamma_1\gamma_0}{(\gamma_0 + \gamma_1)^2 e^{-\gamma_1 d} - (\gamma_0 - \gamma_1)^2 e^{\gamma_1 d}}. \quad (3.1.2)$$

2.2 Výpočet komplexní permitivity z naměřených hodnot

Pro výsledný výpočet komplexní permitivity měřeného vzorku materiálu je možné využít více možností výpočtu. Při tvorbě programů v prostředí MATLAB byly použity následující vztahy ze zdroje[2].

Vztah pro výpočet činitele odrazu s_{11} [2]:

$$s_{11} = \frac{[1 - e^{-2i(\omega d/c)x}]}{[1 - \Gamma_{12}^2 e^{-2i(\omega d/c)x}]}\Gamma_{12} \quad (3.2.1)$$

Obvykle je pro dielektrické médium $\mu_r = 1$, a proto je možné vztah $\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ redukovat na $\sqrt{\epsilon_r} = \sqrt{\epsilon_r' - i\epsilon_r''} = x$ [2].

Obdobně lze vypočítat hodnotu činitele přenosu s_{21} podle následujícího vztahu[2]:

$$s_{21} = \frac{[(1 - \Gamma_{12}^2)e^{-i(\omega d/c)x}]}{[1 - \Gamma_{12}^2 e^{-2i(\omega d/c)x}]} \quad (3.2.2)$$

Koeficient odrazu Γ_{12} na rozhraní vzduch-médium je vypočten pomocí impedance vzduchu Z_0 a dielektrické destičky Z_1 dle těchto vztahů[2]:

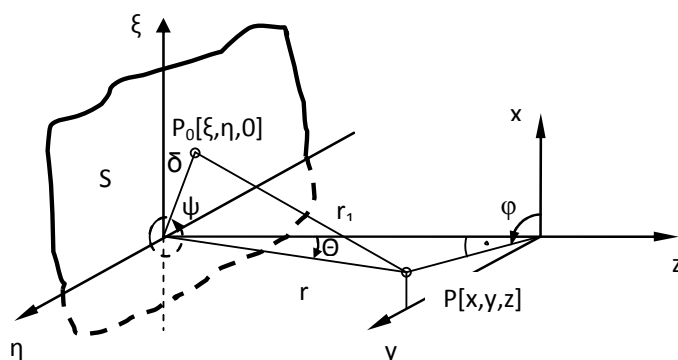
$$\Gamma_{12} = \frac{(Z_1 - Z_0)}{(Z_1 + Z_0)} \text{ pro } Z_0 = 120\pi \text{ a } Z_1 = (Z_0/x).$$

Podle výše uvedených vztahů jsou v programu MATLAB vypočítány hodnoty reálné a imaginární části komplexní permitivity ze změřených hodnot činitele odrazu s_{11} a přenosu s_{21} pomocí vektorového obvodového analyzátoru. Zdrojové kódy k výpočtu komplexní permitivity pomocí metody přenosu a odrazu jsou uvedeny v příloze diplomové práce.

3 ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU

3.1 Vyzařovací diagram mikrovlnné antény

Pomocí metod vlnové optiky lze určit elektromagnetické pole, které vyzařují mikrovlnné antény. Z rozložení amplitudy a fáze se vychází při výpočtu elektromagnetického pole vytvořeného v ústí antény primárním záříčem, např. obdélníkovým vlnovodem vybuzeným v základním TE₁₀ modu.



Obr. 3.1: Souřadnicový systém pro výpočet rozložení elektromagnetického pole vyzařovaného mikrovlnnou anténou (převzato z [1])

Předpokladem je, že plocha S je rovinný, harmonický, lineárně polarizovaný, spojitý a konečný zdroj v rovině ξ, η . Je-li bod P_0 bodový zdroj na této ploše (Obr. 3.1), potom skalární difrakční pole v bodě P , které je způsobené tímto zdrojem lze vyjádřit ve tvaru [1]

$$E(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_S F(\xi, \eta) \frac{e^{-ikr_1}}{r_1} \left[\left(ik + \frac{1}{r_1} \right) \mathbf{z} \cdot \mathbf{r}_1 + ik \mathbf{z} \cdot \mathbf{s} \right] dS, \quad (4.1)$$

kde

$$F(\xi, \eta) = A(\xi, \eta) e^{-i\Phi(\xi, \eta)} \quad (4.2)$$

je rozložení pole v ústí antény, tzv. komplexní funkce ozáření apertury, \mathbf{z} je jednotkový vektor ve směru osy z , \mathbf{s} jednotkový vektor ve směru normály k vlnoploše na apertuře, $k = 2\pi/\lambda_0$ je vlnové číslo, r_1 je vzdálenost bodů P_0P a S je plocha apertury antény.

Rovnice (4.1) definuje elektrickou komponentu elektromagnetického pole, které je vyzařováno anténou v libovolné vzdálenosti od vyzařující apertury, je však značně složitá, a proto se při výpočtu pole vyzařovaného anténou zavádějí některá zjednodušení. V závislosti na použité zjednodušení se prostor před vyzařující anténou rozděluje na tři oblasti:

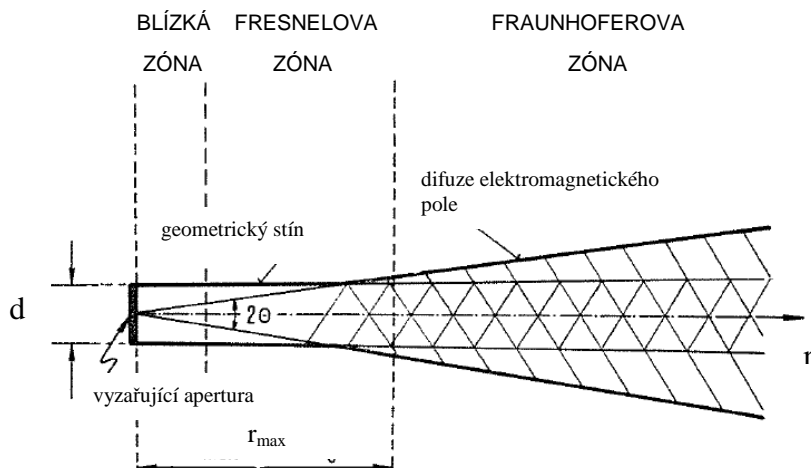
1. blízká zóna;
2. Fresnelova zóna;
3. vzdálená neboli Fraunhoferova zóna.

Následujícím vztahem je přibližně určena hranice mezi Fresnelovou a Fraunhoferovou zónou[1]

$$r_{\max} \cong \frac{d^2}{4\lambda_0}. \quad (4.3)$$

kde r_{\max} je vzdálenost hranice od vyzařující apertury a d je rozměr apertury antény.

Pozn.: Tento výše uvedený vztah pro hranici mezi Fresnelovou a Fraunhoferovou zónou je definován několika způsoby, tato definice je převzata z [1].



Obr. 3.2: Rozložení elektromagnetického pole před vyzařující aperturou (převzato z [1])

1) Blízká zóna

Tato zóna se nachází bezprostředně před vyzařující aperturou a dosahuje do vzdálenosti několika vlnových délek. V tomto prostoru nelze zavést žádné zjednodušení pro rovnici (4.1). To je způsobeno tím, že při velkých aperturách antény

existuje vždy značná část plochy antény, pro kterou člen $1/r_1 \approx k$. V blízké zóně lze proto pole spočítat přímo z obecného výrazu (4.1).

Pomocí geometrické optiky je přibližně určeno rozložení v blízké zóně. V této oblasti je proto šířka vyzařovacího diagramu prakticky totožná se šířkou vyzařující apertury. V důsledku interferenčních efektů zde fluktuje intenzita pole v souhlasu s rozložením fáze na apertuře. V této oblasti se nacházejí ostře vyhraněné geometrické stíny.

2) Fresnelova zóna

Dosah Fresnelovy zóny je přibližně do vzdálenosti $r_{max} \approx d^2/4\lambda_0$. Po použití několika zjednodušení[1] může být výsledný výraz pro pole vyjádřen následovně[1]

$$E(P) = \frac{ik}{4\pi} \frac{e^{-ikr_1}}{r} \iint_S F(\xi, \eta) e^{-ikr^*} (\cos \theta + z \cdot s) d\xi d\eta. \quad (4.4)$$

Tato zóna je charakterizována postupnou difuzí pole do oblasti geometrického stínu, tj. za hranice, které jsou tvořené krajními paprsky vycházející z apertury antény.

3) Fraunhoferova zóna

Fraunhoferova zóna se liší od předchozí zóny dalším zjednodušením, které se provádí ve fázovém faktoru e^{-ikr_1} . Výsledný výraz ve Fraunhoferově zóně[1]

$$E(P) = \frac{ik}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} \iint_S F(\xi, \eta) (\cos \theta + z \cdot s) e^{ik[\xi \sin \theta \cos \varphi + \eta \sin \theta \sin \varphi]} d\xi d\eta. \quad (4.5)$$

Pole v této zóně má tvar kvazibodového zdroje, a proto rozložení pole na všech kulových plochách, jejichž středy jsou totožné a leží v bodovém zdroji je stejné.

Na Obr. 3.2 je možné názorně vidět, jak elektromagnetické pole, vyzařované rovinnou aperturou (anténou), se ve vzdálené zóně rozbíhá a v rovině kolmé na rovinu apertury vyplňuje kruhovou výseč o vrcholovém úhlu 2θ , který je označen jako šířka vyzařovacího diagramu antény ve vzdálené (Fraunhoferově zóně). Tato šířka má zásadní význam při návrhu většiny mikrovlnných antén. Dále se bude uvažovat případ synfázně ozářené apertury, kde $z \parallel s$. Apertura antény musí mít takové ozáření, aby vytvořila nefokusovaný svazek rovinných elektromagnetických vln.

Podle[2] je doporučena velikost testovaného vzorku o rozměrech větších než 5λ , aby se minimalizovala difrakce vzniklá na okrajích měřeného materiálu. Dodržením této podmínky se dosáhne zvýšení přesnosti použité měřicí metody[2].

3.1.1 Šířka vyzařovacího diagramu vytvořeného synfázně ozářenou aperturou ve vzdálené – Fraunhoferově zóně

Synfázně ozářená apertura je takové ozáření, kdy fáze pole po celé ploše vyzařující apertury je konstantní, tj. $\Phi(\xi, \eta) = \text{const}$ a $z \parallel s$. Rovnice (4.5) se zjednoduší na tvar[1]

$$E(P) = \frac{ik}{4\pi} (1 + \cos \theta) \frac{e^{-ikr}}{r} \iint_S A(\xi, \eta) e^{ik[\xi \sin \theta \cos \varphi + \eta \sin \theta \sin \varphi]} d\xi d\eta. \quad (4.6)$$

kde $A(\xi, \eta)$ je rozložení amplitudy pole v ústí vyzařující apertury

Získaná výsledná rovnice byla podrobně rozebrána v mnoha pracích - uvedeno v prameni[1]. V těchto pracích byly odvozeny výrazy pro výpočet vyzařovacích diagramů pro různé funkce ozáření $F(\xi, \eta) = A(\xi, \eta)$ (obdélníková i kruhová apertura) Dle provedených studií, zobrazuje následující tabulka závislost šířky vyzařovacích diagramů ve vzdálené zóně na rozměrech apertury[1]

funkce ozáření	šířka vyzařovacího diagramu na úrovni -3 dB	
	rovina H	rovina E
$F(\xi, \eta) = E_0 = \text{const}$	$2\theta = 51^\circ \lambda_0/A_1;$	$2\theta = 51^\circ \lambda_0/A_2$
$F(\xi, \eta) = E_0 \cos(\pi\xi/A_1)$	$2\theta = 67,5^\circ \lambda_0/A_1;$	$2\theta = 51^\circ \lambda_0/A_2$

Tab. 3.1: Šířka vyzařovacího diagramu pro obdélníkovou aperturu(převzato z [1])

kde A_1 a A_2 jsou příčné rozměry obdélníkové apertury ve směru osy ξ a η . Rovinu proloženou vektorem elektrického a magnetického pole vlny v apertuře antény označuje rovina E a H[1].

3.2 Šířka svazku antény

Pro zajištění správného měření komplexní permitivity ve volném prostoru je potřeba, aby mikrovlnná energie byla soustředěna do svazku, který bude mít průměr menší než jsou příčné rozměry vzorku. Podle literatury uvedené v[1] měření, které má chybu menší než 3% vyžaduje, aby testovaný vzorek obcházelo méně než 10^{-3} celkové energie dopadající na vzorek. Dle provedených experimentů[1] lze usuzovat, že šířka optimálně fokusovaného svazku, splňující předchozí požadavek, má velikost okolo $3\lambda_0$. Jsou-li mikrovlnné svazky takto fokusovány, lze měřit vzorky s minimálními příčnými rozměry $D_{min} = 3\lambda_0$ [1].

Pro měření komplexní permitivity se používají obdélníkové a kuželové trychtýře. V této diplomové práci budou pro měření použity dvě identické pyramidální trychtýřové antény pro kmitočtový rozsah 15 až 25 GHz.

3.3 Typické rozložení elektromagnetického pole před synfázně ozářenou aperturou

Z předchozí popsané teorie vyplývá, že synfázně vybuzená apertura vytváří svazek rovnoběžných paprsků pouze do určité vzdálenosti r_{max} od vyzařující apertury. Tato vzdálenost je přibližně definována rovnicí (4.3). Ve vzdálenostech větších ($r > r_{max}$) se vyzařovaná energie rozbíhá pod určitým úhlem, který je určen velikostí vlnové délky λ_0 a rozměrem apertury dle vzorců tabulky (Tab. 3.1). Tento předpoklad má zásadní význam pro návrh antén, které vytvářejí svazky rovnoběžných paprsků.

Pro vyjádření vzdálenosti r_{max} ve vlnových délkách lze rovnice (4.3) přepsat na následující tvar[1]

$$\frac{r_{max}}{\lambda_0} = \frac{1}{4} \left(\frac{d}{\lambda_0} \right)^2. \quad (4.7)$$

Z tohoto vztahu lze usoudit, že vzdálenost r_{max} , do které se došší svazek rovnoběžných paprsků vyzařovaných aperturou, je tím větší, čím větší je poměr rozměru vyzařující apertury k vlnové délce λ_0 . Antény, které mají rozměr apertury $d \approx (2-3)\lambda_0$ nejsou vhodné pro vytváření svazků s rovnoběžnými paprsky. Podle rovnice (4.7) tyto antény vytvářejí již od vzdálenosti $r \leq 2\lambda_0$ od vyzařující antény rozbíhavý svazek.

Dle provedených experimentů[1] lze usuzovat, že šířka Fresnelovy zóny, v níž synfázně ozářená anténa vytvoří svazek rovnoběžných paprsků, se zvětšuje s rozměrem vyzařující apertury d přibližně podle vztahu (4.3). Tento závěr je důležitý pro návrh antén, které jsou určeny pro měření komplexní permitivity prostředí a materiálů metodou volného prostoru.

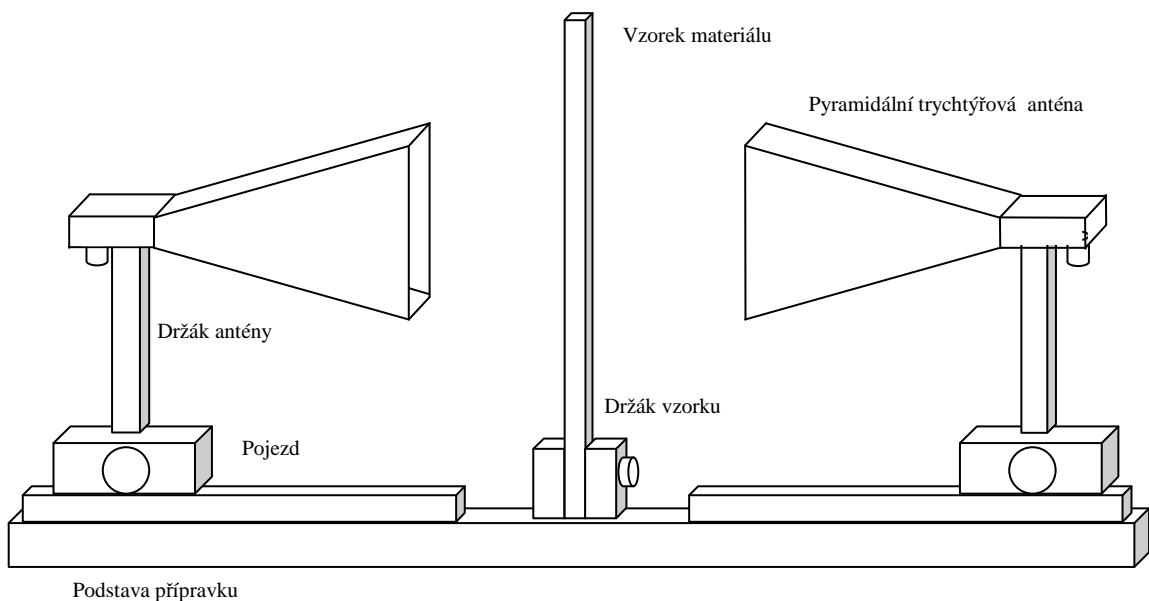
V praxi se se dle doporučení[1] používají pro vytváření svazku rovnoběžných paprsků antény s aperturami $d \geq 5\lambda_0$. Průměry takových svazků určených rozměrem apertury antény jsou však poměrně velké. V mnoha případech, kdy příčné rozměry vzorků neznámých materiálů a prostředí jsou malé, nelze tyto antény použít. Proto je nutné v takových případech používat fokusované mikrovlnné svazky jejichž průměry

lze zmenšit až na hodnotu přibližně $1,5\lambda_0$ [1].

4 NÁVRH MĚŘICÍHO PRACOVISTĚ

4.1 Popis měřicího pracoviště

Měřicí pracoviště je složeno z přípravku, který se skládá z vysílací, přijímací antény a vzorku testovaného materiálu (Obr.4.1). K oběma anténám je připojen vektorový obvodový analyzátor. Změřená data pomocí vektorového obvodového analyzátoru jsou dále zpracovávána v počítači k vyhodnocování získaných výsledků, tedy k určení materiálu, ze kterého je měřený vzorek vyroben. Navrhované antény neobsahují fokusovací čočky, čímž dochází v použité metodě k určité chybě, kdy nebude minimalizována difrakce na rozích měřené dielektrické destičky. Chyby měření vzniklé mnohonásobným odrazem mezi anténami přes povrch vzorku jsou korigovány použitím *free-space* TRL (*through, reflect, line*) kalibrační techniky a následnou aplikací metody *time domain gating* (časová oblast) [3].



Obr. 4.1: Přípravek pro měření komplexní permitivity (převzato z [2])

Popisovaný přípravek je možné umístit na měřicí stůl vyrobený z pohlcujícího materiálu, který minimalizuje nechtěné odrazy. Měřicí přípravek je možné na měřicím pracovišti umístit vodorovně (antény umístěny vpravo a vlevo) nebo svisle, kdy je jedna měřicí anténa umístěna ve spodní části přípravku a druhá v horní části přípravku. V každé poloze je však potřeba co nejvíce zamezit odrazům od okolních předmětů. Při svislé poloze měřicího přípravku je možné umístit do spodní části absorbéry ve tvaru jehlanů, které by minimalizovaly nechtěné odrazy od podlahy. Celý měřicí přípravek by

zásadně neměl obsahovat kovové součásti, avšak z požadavku stability a životnosti celé měřicí soustavy je třeba některé části tímto způsobem zhotovit. Vliv těchto kovových materiálů je částečně potlačen při kalibraci celé soustavy.

Obě antény jsou umístěny v držácích, které se pohybují pomocí polohovacích pojezdů. Tímto mechanismem je možné nastavit požadovanou polohu obou antén vůči měřenému vzorku, který bude umístěn ve středu měřicího přípravku.

Podstava navrhovaného přípravku je vyrobena z dřevotřískové desky, na které jsou připevněny polohovací pojezdy s držáky antén a uprostřed držák měřeného materiálu. Rozměr této desky je 30 x 100 cm. Pro odečet nastavené vzdálenosti antény od vzorku obsahuje soustava příslušné stupnice.

4.2 Kalibrace měřicí soupravy

Pro kalibraci měřicí soupravy se používá metoda *free-space TRL* (*thru, reflect, line*) kalibrační techniky, která minimalizuje chyby měření vzniklé mnohonásobnými odrazy. TRL kalibrace byla implementována ve volném prostoru založením TRL standardů v médiu volného prostoru. Standard *Through* je nastaven umístěním měřicích antén do shodných vzdáleností od měřeného vzorku. Standardy *Reflect* pro port 1 a port 2 jsou získány umístěním kovové desky mezi vysílací a přijímací anténu a standardu *Line* je dosaženo posunem antény do vzdálenosti rovné čtvrtině vlnové délky středního kmitočtu pásma ve volném prostoru.

Po provedené kalibraci je nutné ještě provést aplikaci metody *time domain gating* (časová oblast) s použitím např. Hannova okna, při které se odstraní mnohonásobné odrazy. Tato úprava má ale za následek omezení měřeného frekvenčního rozsahu, ze kterého se následně vypočítává hodnota komplexní permitivity měřeného vzorku materiálu[3].

5 TEORIE NÁVRHU ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY VE VOLNÉM PROSTORU

5.1 Trychtýřová anténa

Jedním z nejjednodušších typů antén v pásmu centimetrových vln jsou antény trychtýřové. Tyto antény dosahují dobrých směrových vlastností. Lze pomocí nich dosáhnout šířku hlavního laloku směrové charakteristiky od 10° až do 140° (při speciálním tvaru trychtýře). Při požadavku menší šířky hlavního laloku je vhodnější navrhnout soustavu trychtýřových antén, protože při použití jednoduchého trychtýře by se neúměrně zvětšovala jeho délka.

5.1.1 Postup návrhu trychtýřové antény

Návrh trychtýřové antény lze rozdělit do tří bodů:

Ad 1) Návrh buzení trychtýřové antény

Při návrhu buzení trychtýřové antény je potřeba zajistit optimální podmínky pro šíření vlny v budicím vlnovodu a ve vlastním trychtýři.

Ad 2) Rozložení pole v ústí trychtýře antény

Rozložení pole v ústí trychtýře antény se idealizuje. Předpokládá se, že amplitudové rozložení pole v ústí trychtýře je stejné jako v budicím vlnovodu. Dále je předpokládáno, že čelo vlny je v pyramidálním trychtýři sférické. Fázová rychlost se v ústí trychtýře považuje za shodnou jako ve volném prostoru.

Ad 3) Určení směrových vlastností a ostatních parametrů trychtýřové antény

Za optimálně navrženou trychtýřovou anténu se považuje taková, která má pro zvolené směrové vlastnosti minimální rozměry[6].

5.1.2 Návrh optimální trychtýřové antény s obdélníkovou aperturou

Pásmo jednovidovosti obdélníkového vlnovodu:

$$\lambda_m^{TE20} < \lambda < \lambda_m^{TE10} \quad (6.1)$$

$$\lambda_m^{TE10} = 2.a; \quad \lambda_m^{TE20} = a \quad (6.2; 6.3)$$

Hodnoty konstanty rozložení kvadratické fáze S pro optimální trychtýřovou anténu[7]:

$$S_H = 0,40 \quad S_E = 0,26$$

Šířky svazků optimální obdélníkové trychtýřové antény pro vyzařovací diagram na úrovni -3 dB[7]:

$$\frac{A_1}{\lambda} \sin \Theta_H = 0,6951 \quad \frac{A_2}{\lambda} \sin \Theta_E = 0,4735 \quad (6.4; 6.5)$$

Rozměry obdélníkového trychtýře[7]:

$$\begin{array}{ll} \text{rovina H} & \text{rovina E} \\ A_1 = \frac{0,6951 \cdot \lambda}{\sin \Theta_H} & A_2 = \frac{0,4735 \cdot \lambda}{\sin \Theta_E} \end{array} \quad (6.6; 6.7)$$

Poloměr sklonu (slant radius) trychtýře antény[7]:

$$\begin{array}{ll} \text{rovina H} & \text{rovina E} \\ R_H = \frac{A_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot S_H} & R_E = \frac{A_2^2}{8 \cdot \lambda \cdot S_E} \end{array} \quad (6.8; 6.9)$$

Výpočet axiální délky trychtýře[7]:

$$\begin{array}{ll} \text{rovina H} & \text{rovina E} \\ L_H = \frac{A_1 - a}{A_1} \cdot \sqrt{R_H^2 - \frac{A_1^2}{4}} & L_E = \frac{A_2 - a}{A_2} \cdot \sqrt{R_E^2 - \frac{A_2^2}{4}} \end{array} \quad (6.10; 6.11)$$

5.1.3 Návrh buzení trychtýřové antény

K vlastnímu trychtýři antény je připojen budící vlnovod. Pro splnění idealizovaných podmínek řešení je požadováno, aby se u pravoúhlých trychtýřů, které jsou buzeny vlnovodem s obdélníkovým průřezem, šířila elektromagnetická vlna s dominujícím módem TE₁₀.

Při napájení antény koaxiálním napáječem je potřeba zajistit, aby se v budícím vlnovodu vybudili požadované módy. Nejčastěji se buzení vlny ve vlnovodu provádí nesymetrickou anténou (krátký kolík), který je umístěn na vnitřní straně vlnovodu v bodě maxima intenzity elektromagnetického pole. Další možné řešení je použití smyčky, která je umístěna v bodě maxima intenzity magnetického pole. V této diplomové práci je použita pro napájení nesymetrická anténa.

Pro získání vlny TE₁₀ při návrhu buzení nesymetrickou anténou, která je umístěna ve vlnovodu obdélníkového průřezu, je nutné stanovit odpovídající rozměry budícího vlnovodu[6].

Příčné rozměry musí splňovat následující podmínky[6]:

$$0,6\lambda \leq a \leq 0,9\lambda \quad b < \lambda/2 \quad (6.12; 6.13)$$

Pro vznik pouze postupné vlny, která se šíří od odrazné stěny k anténě, musí vzdálenost c splňovat podmínku[6]:

$$c = \lambda_V / 4 \quad (6.14)$$

kde délka vlny ve vlnovodu λ_V je dána vztahem[6]:

$$\lambda_V = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2 \cdot a}\right)^2}} \quad (6.15)$$

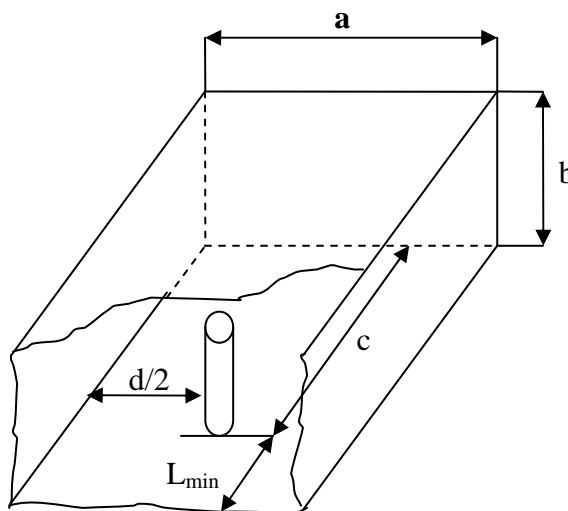
Vzdálenost d je zvolena jako $a/2$, a kolík je tedy umístěn uprostřed širší stěny vlnovodu[6].

Minimální vzdálenost od přechodu v trychtýři:

V úvahu je vzato tlumení vyšších typů vln ve vlnovodu.

Pro více jak stonásobný útlum vln vyšších řádů platí[6]:

$$L_{\min} = \frac{4,6 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}} \quad (6.16)$$



Obr. 5.1: Buzení vlny TE_{10} ve vlnovodu obdélníkového průřezu (převzato z [6])

6 NÁVRH TRYCHTÝŘOVÉ ANTÉNY PRO MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY

6.1 Požadavky na návrh trychtýřové antény

Frekvenční rozsah: $f = (15 - 25)$ GHz

Činitel odrazu $s_{11} < -10$ dB

Šířka svazku – dle doporučení [1]: $d \geq 5\lambda$, kde d je průměr apertury kruhového trychtýře

Materiál antény – pocínovaný plech tloušťky 0,3 mm

6.2 Návrh antény

Postup návrhu antény dle kap.5:

Střední kmitočet $f = 20$ GHz; $\lambda = c/f = 3 \cdot 10^8 / 20 \cdot 10^9 = \underline{15 \text{ mm}}$

Pásmo jednovivosti obdélníkového vlnovodu:

$$\lambda_m^{TE20} < \lambda < \lambda_m^{TE10}$$

$$a < \lambda < 2a$$

$$\underline{7,5 < \lambda < 15}$$

Pro požadované pásmo byl vybrán vlnovod s rozměry:

$$a = 11,5 \text{ mm}$$

$$\underline{b = 4,5 \text{ mm}}$$

Výpočet mezních kmitočtů vybraného vlnovodu:

$$f_m^{TE10} = c / \lambda_m^{TE10} = c / 2 \cdot a = 3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 11,5 \cdot 10^{-3} \approx \underline{13,0 \text{ GHz}} \quad (7.1)$$

$$f_m^{TE20} = c / \lambda_m^{TE20} = c / a = 3 \cdot 10^8 / 11,5 \cdot 10^{-3} \approx \underline{26,0 \text{ GHz}} \quad (7.2)$$

Šířky svazků vypočtené podle trychtýře s kruhovou aperturou[1] pro kmitočet 20 GHz ($\lambda_0 = 15$ mm):

Doporučení[1]; (kap. 3): $d \geq 5\lambda$

rovina H

$$2\Theta_H = 72,5^\circ \cdot \frac{\lambda_0}{d}$$

$$2\Theta_H = 72,5^\circ \cdot \frac{15}{5 \cdot 15}$$

$$2\Theta_H = \underline{14,5^\circ}$$

rovina E

$$2\Theta_E = 59,5^\circ \cdot \frac{\lambda_0}{d}$$

$$2\Theta_E = 59,5^\circ \cdot \frac{15}{5 \cdot 15}$$

$$2\Theta_E = \underline{11,9^\circ}$$

Výpočet rozměrů obdélníkového trychtýře pro požadované šířky svazků[7]:

rovina H

$$A_1 = \frac{0,6951 \cdot \lambda}{\sin \Theta_H}$$

$$A_1 = \frac{0,6951 \cdot 15}{\sin \frac{14,9}{2}}$$

$$A_1 = \underline{80,41 \text{ mm}}$$

rovina E

$$A_2 = \frac{0,4735 \cdot \lambda}{\sin \Theta_E}$$

$$A_2 = \frac{0,4735 \cdot 15}{\sin \frac{11,9}{2}}$$

$$A_2 = \underline{68,52 \text{ mm}}$$

Výpočet poloměru sklonu (slant radius) trychtýře antény[7]:

rovina H

$$S_H = \frac{A_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot R_H}$$

$$R_H = \frac{A_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot S_H}$$

$$R_H = \frac{80,41^2}{8 \cdot 15 \cdot 0,4}$$

$$R_H = \underline{134,7 \text{ mm}}$$

rovina E

$$S_E = \frac{A_2^2}{8 \cdot \lambda \cdot R_E}$$

$$R_E = \frac{A_2^2}{8 \cdot \lambda \cdot S_E}$$

$$R_E = \frac{68,52^2}{8 \cdot 15 \cdot 0,26}$$

$$R_E = \underline{150,5 \text{ mm}}$$

Výpočet axiální délky trychtýře[7]:

$$\text{rovina H}$$

$$L_H = \frac{A_1 - a}{A_1} \cdot \sqrt{R_H^2 - \frac{A_1^2}{4}}$$

$$L_H = \frac{80,41 - 11,5}{80,41} \cdot \sqrt{134,7^2 - \frac{80,41^2}{4}}$$

$$L_H = \underline{110,174 \text{ mm}}$$

$$\text{rovina E}$$

$$L_E = \frac{A_2 - a}{A_2} \cdot \sqrt{R_E^2 - \frac{A_2^2}{4}}$$

Stejná délka v obou rovinách: $L_E = L_H$

$$R_E = \frac{A_2}{A_2 - b} \cdot \sqrt{L_E^2 + \frac{(A_2 - b)^2}{4}} \quad (7.3)$$

$$R_E = \frac{68,52}{68,52 - 4,5} \cdot \sqrt{110,97^2 + \frac{(68,52 - 4,5)^2}{4}}$$

$$R_E = \underline{122,79 \text{ mm}}$$

přepočet délky strany A_2 v rovině E[7]:

$$A_2 = \sqrt{S_E \cdot 8 \cdot \lambda \cdot R_E} = \sqrt{0,26 \cdot 8 \cdot 15 \cdot 122,79} = \underline{61,9 \text{ mm}} \quad (7.4)$$

6.2.1 Návrh buzení trychtýřové antény

Ověření platnosti podmínky příčných rozměrů pro obdélníkový vlnovod s délkami stran: $a = 11,5 \text{ mm}$ a $b = 4,5 \text{ mm}$

$$0,6\lambda \leq a \leq 0,9\lambda$$

$$b < \lambda/2$$

$$0,6 \cdot 15 \leq a \leq 0,9 \cdot 15$$

$$4,5 < 15/2$$

$$\underline{9 \leq 11,5 \leq 13,5}$$

$$\underline{4,5 < 7,5}$$

podmínky jsou splněny

Výpočet vzdálenosti c [6]:

$$c = \lambda_V / 4$$

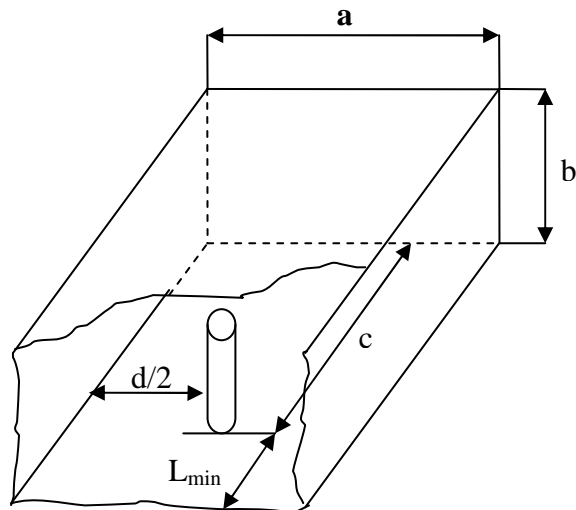
kde délka vlny ve vlnovodu λ_V je dána vztahem[6]:

$$\lambda_V = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2 \cdot a}\right)^2}} = \frac{15}{\sqrt{1 - \left(\frac{15}{2 \cdot 11,5}\right)^2}} = 19,79 \text{ mm}$$

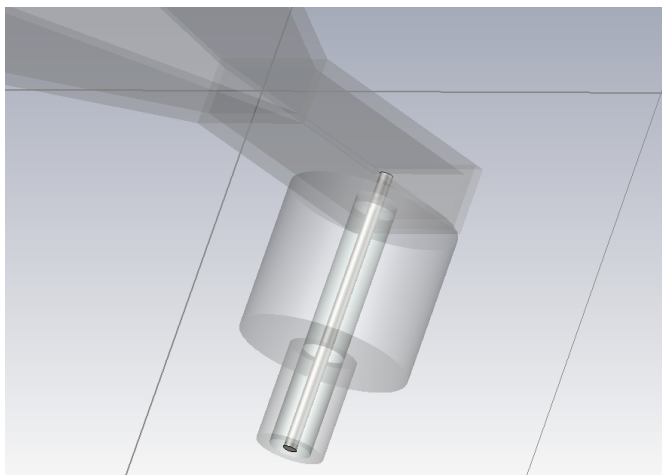
$$c = \lambda_V / 4 = 19,79 / 4 = 4,95 \text{ mm}$$

Výpočet minimální vzdálenosti od přechodu v trychtýři[6]:

$$L_{\min} = \frac{4,6 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}} = \frac{4,6 \cdot 15}{2 \cdot \pi \sqrt{\left(\frac{15}{11,5}\right)^2 - 1}} = 13,11 \text{ mm}$$



Obr. 6.1: Buzení vlny TE_{10} ve vlnovodu obdélníkového průřezu (převzato z [6])

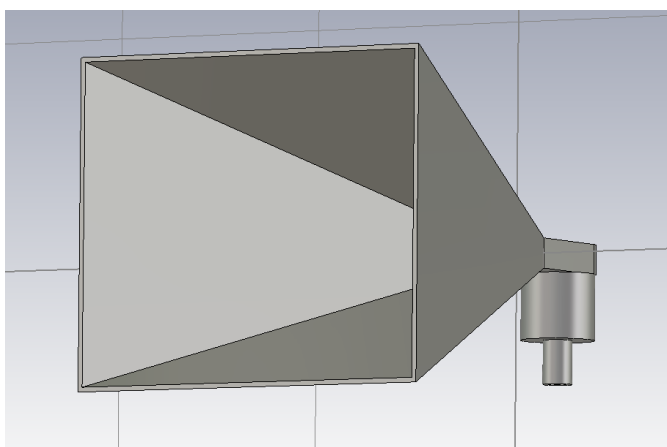


Obr. 6.2: Detail buzení antény nesymetrickou anténou (program CST MWS)

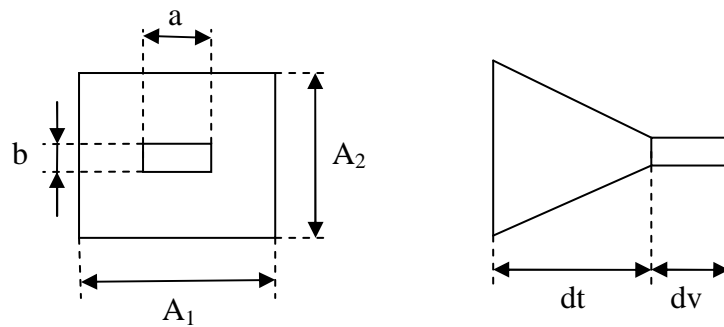
Připojení buzení k anténě je realizováno pomocí konektoru 27 GHz SMA Female[9], který je také použit k vytvoření nesymetrické antény (krátký kolík). Konektor je pozlacen a obsahuje teflonové dielektrikum.

6.3 Modelování navrhované antény v programu CST MWS

Vypočtené parametry navrhované trychtýřové antény byly použity pro simulaci v návrhovém programu CST Microwave Studio. Dle provedených simulací se shodovala šířka vyzařovaného svazku anténou s výpočty uvedenými v kap. 6, avšak nebylo dosaženo požadovaných hodnot činitele odrazu s_{11} , a proto byly následně provedeny parametrické analýzy. Při těchto analýzách byla nejprve upravována velikost budicí antény (kolíku). Tyto změny však nestačili k dosažení požadovaného činitele odrazu s_{11} . Další úprava spočívala ve změně polohy budicí antény od zadní stěny vlnovodu. Až tato provedená úprava umožnila snížit hodnotu činitele odrazu v celém požadovaném frekvenčním rozsahu pod hranici -10 dB.



Obr. 6.3: Model navrhované trychtýřové antény

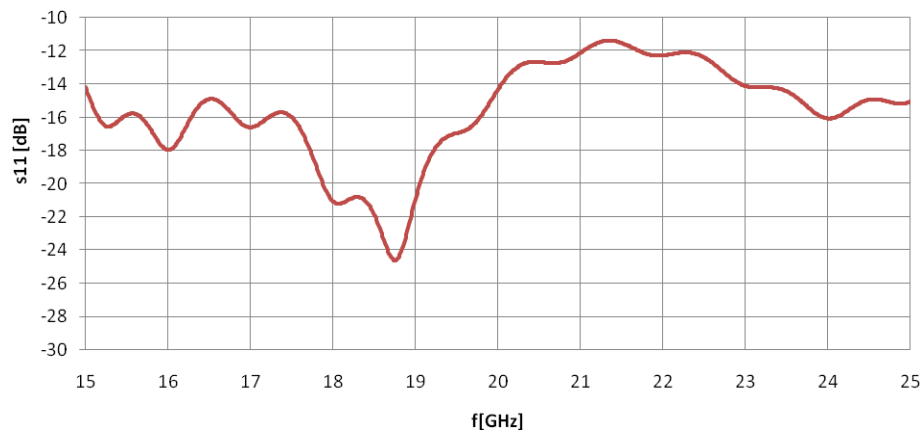


Obr. 6.4: Rozměry navržené antény (obrázek není v měřítku)

Rozměry navržené trychtýřové antény	
Rozměr vlnovodu	a = 11 mm b = 4,5 mm
Rozměr apertury	A ₁ = 80,41 mm A ₂ = 68,52 mm
Délka trychtýře	dt = 110,17 mm
Délka vlnovodu	dv = 21,25 mm

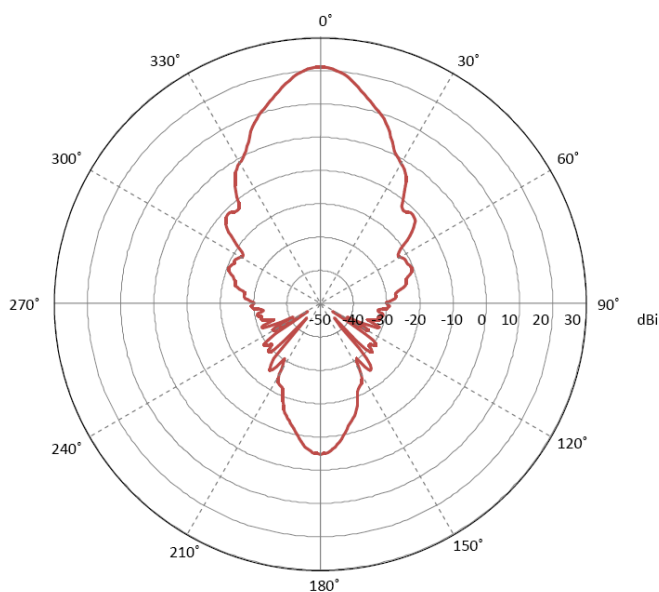
Tab. 6.1: Rozměry navržené trychtýřové antény

Na následujících stránkách jsou uvedeny výsledky simulací, tedy činitel odrazu s_{11} a dále vyzařovací diagramy antény v obou rovinách pro střední kmitočet 20 GHz. Další vyzařovací diagramy obou rovin jsou uvedeny v příloze diplomové práce.

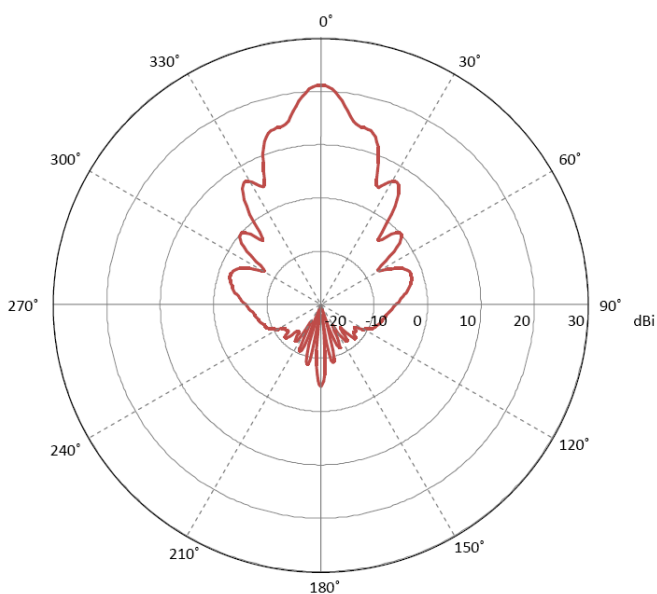


Obr. 6.5: Výsledný průběh činitele odrazu s_{11} (simulace v programu CST MWS)

Vyzařovací diagramy trychtýřové antény (CST MWS)



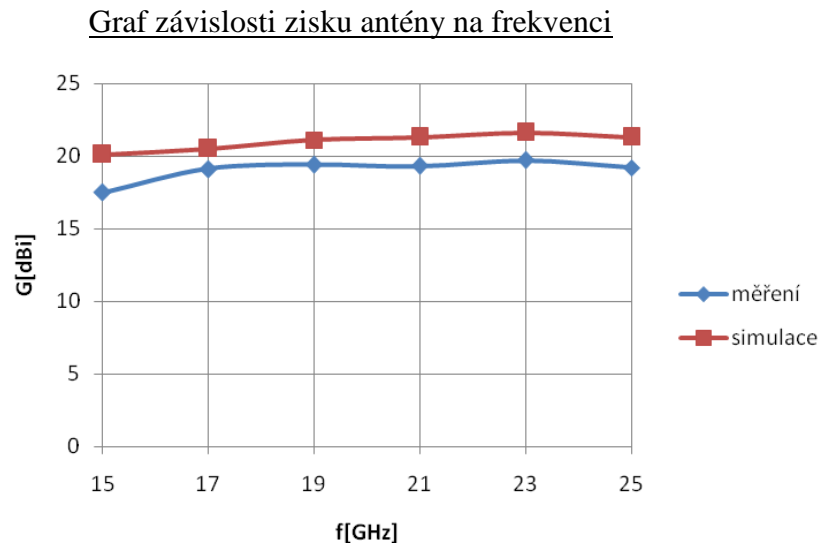
Obr. 6.6: Vyzařovací diagram (zisk = 21,2 dBi) v rovině H – roviny antény pro střední kmitočt 20 GHz



Obr. 6.7: Vyzařovací diagram (zisk = 21,2 dBi) v rovině E – roviny antény pro střední kmitočt 20 GHz

Změřené směrové charakteristiky trychtýřových antén přibližně odpovídají provedeným simulacím v programu CST MWS. Odchyly od simulace jsou způsobeny výrobními nepřesnostmi realizovaných trychtýřových antén. Vypočtený zisk antény je

v celém měřeném pásmu přibližně o 2 dB nižší oproti provedené simulaci (Obr. 6.8).

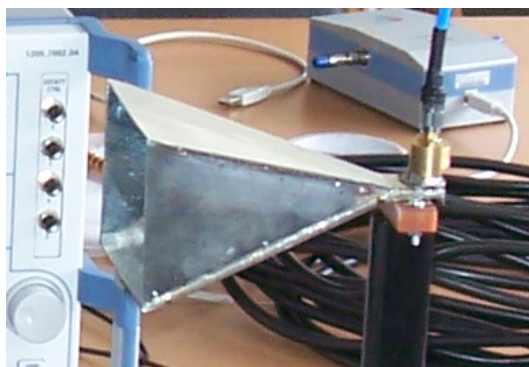


Obr. 6.8: Graf závislosti zisku antény na frekvenci

7 REALIZACE MĚŘÍČÍHO PRACOVNÍHO

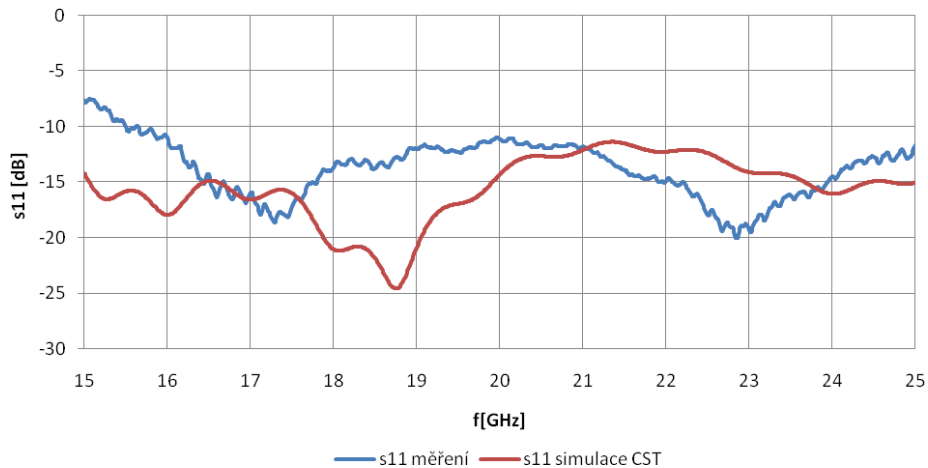
7.1 Realizace a měření

Vyrobené antény jsou spájeny z pocínovaného plechu tloušťky 0,3 mm. Vlivem způsobu výroby obou antén nebylo možné dosáhnout velké přesnosti navržených rozměrů antén. Dále je přesnost ovlivněna použitým typem plechu s poměrně velkými deformačními vlastnostmi, které ovlivnily požadovaný výsledný tvar antény.



Obr. 7.1: Pohled na realizovanou trychtýřovou anténu

Změřený průběh činitele odrazu s_{11} a simulace v programu CST

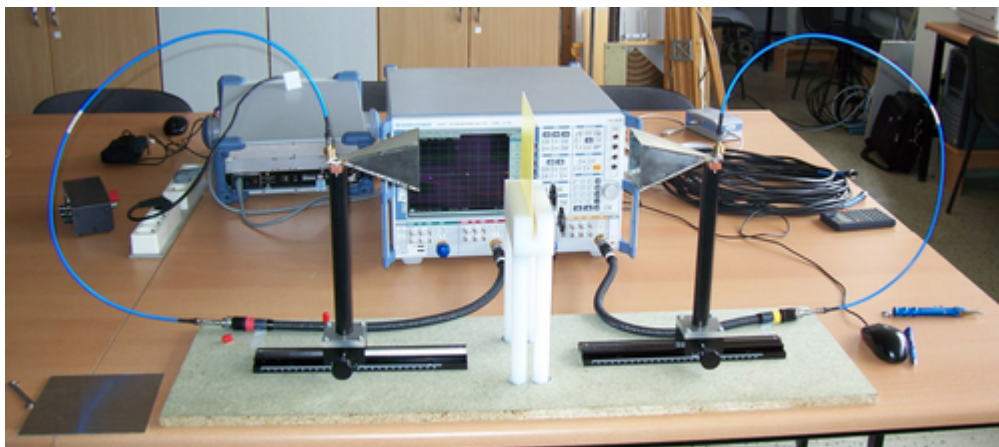


Obr. 7.2: Činitel odrazu s_{11}

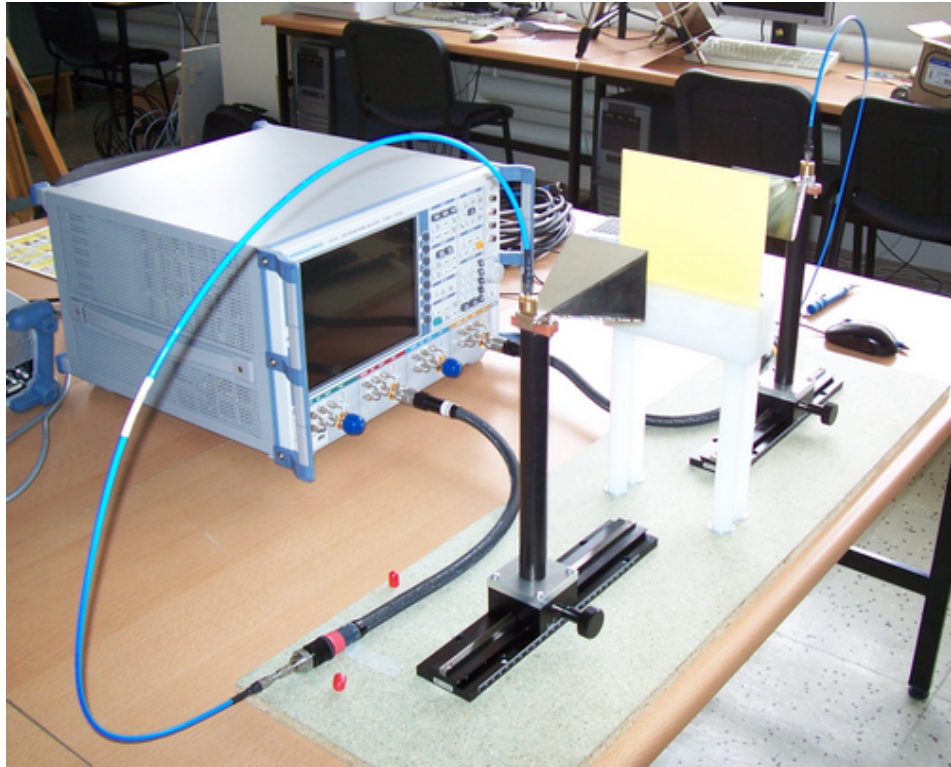
Naměřené hodnoty činitele odrazu s_{11} pomocí vektorového obvodového analyzátoru dosahují téměř v celém frekvenčním rozsahu hodnot menších než -10 dB. Pouze na začátku frekvenčního rozsahu, přibližně do 15,5 GHz, nedosahuje činitel odrazu hodnot menších než -10 dB. Tyto odchylky od simulace jsou způsobeny výše popsanými nepřesnostmi při výrobě antény.

7.2 Realizace měřicího pracoviště

Na Obr. 7.3 je zobrazeno realizované měřicí pracoviště složené z vyrobeného přípravku pro měření komplexní permitivity ve volném prostoru a vektorového obvodového analyzátoru Rhode&Schwarz ZVA 67. Měřicí přípravek je složen z posuvných pojezdů opatřených stupnicemi pro přesný odečet vzdálenosti antén od měřeného vzorku. Na těchto pojezdech jsou připevněny umělohmotné tyče, které slouží jako držáky vyrobených antén. Uprostřed přípravku je umístěn držák měřeného vzorku materiálu.



Obr. 7.3: Pohled na realizované měřicí pracoviště

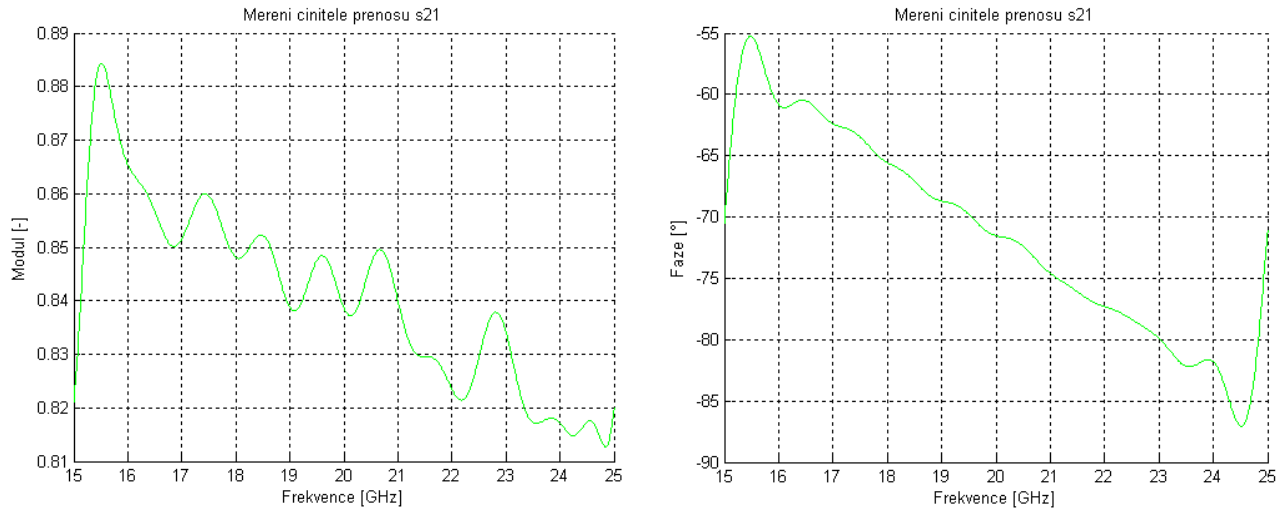


Obr. 7.4: Boční pohled na realizované měřicí pracoviště

7.3 Měření komplexní permitivity

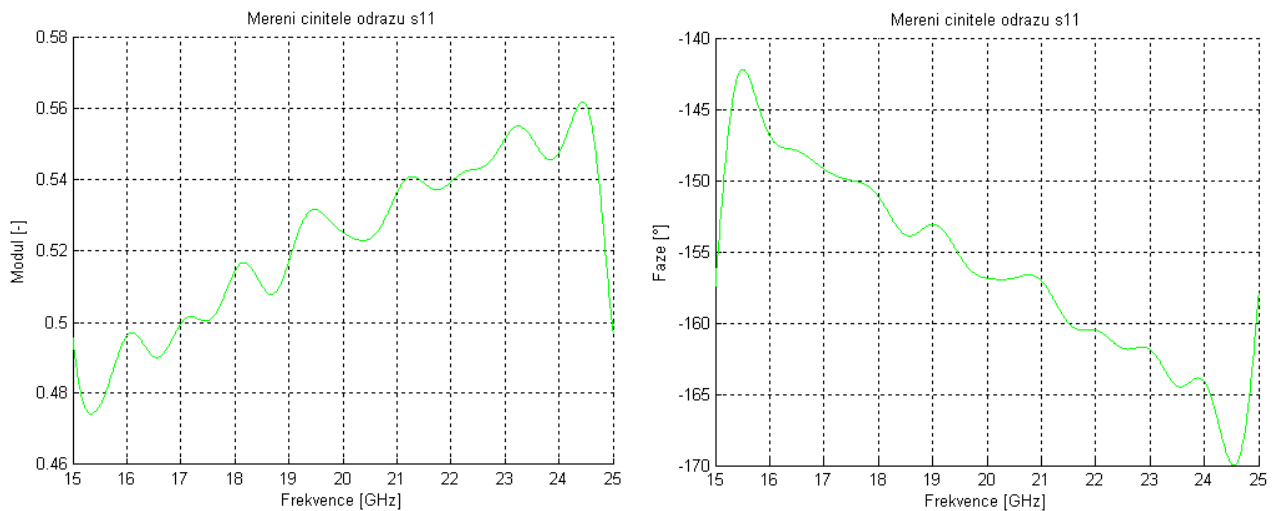
K výpočtu komplexní permitivity vybraného vzorku materiálu (Arlon 25N) byly změřeny hodnoty činitele přenosu s_{21} a odrazu s_{11} pomocí vektorového obvodového analyzátoru Rhode&Schwarz ZVA 67.

Změřený průběh činitele přenosu s_{21} materiálu Arlon 25N (modul a fáze)



Obr. 7.5: Průběh modulu a fáze činitele přenosu s_{21}

Změřený průběh činitele odrazu s_{11} materiálu Arlon 25N (modul a fáze)

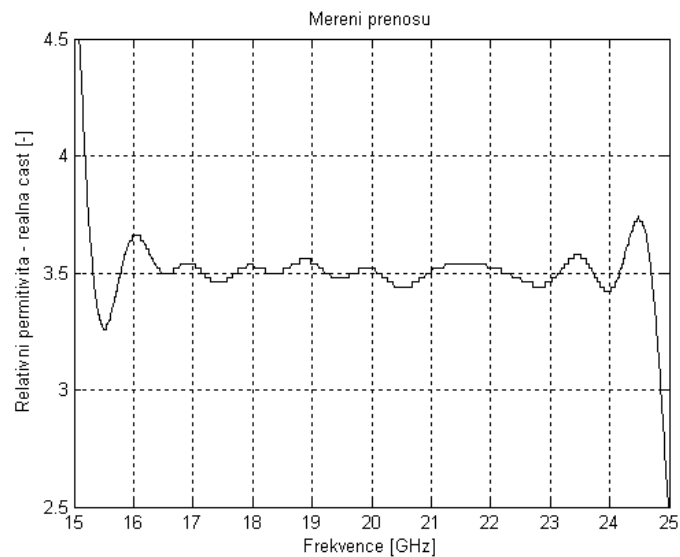


Obr. 7.6: Průběh modulu a fáze činitele odrazu s_{11}

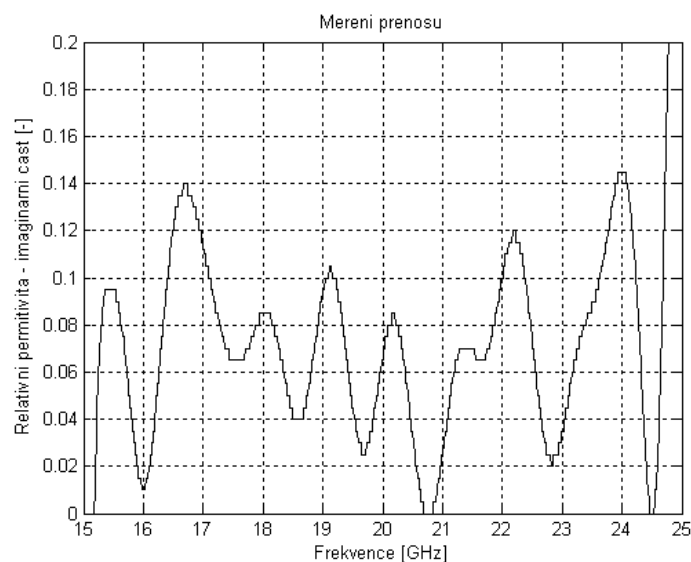
1) Výpočet komplexní permitivity ze změřeného činitele přenosu s_{21}

Ze změřených hodnot činitele přenosu s_{21} byly následně vypočítány v programu MATLAB podle vztahu (3.2.2) hodnoty komplexní permitivity. Soubory se zdrojovým kódem pro MATLAB (m-files) jsou uvedeny v příloze diplomové práce.

Získané výsledné průběhy komplexní permitivity pro materiál Arlon 25N:



Obr. 7.7: Měření přenosu - reálná část komplexní permitivity

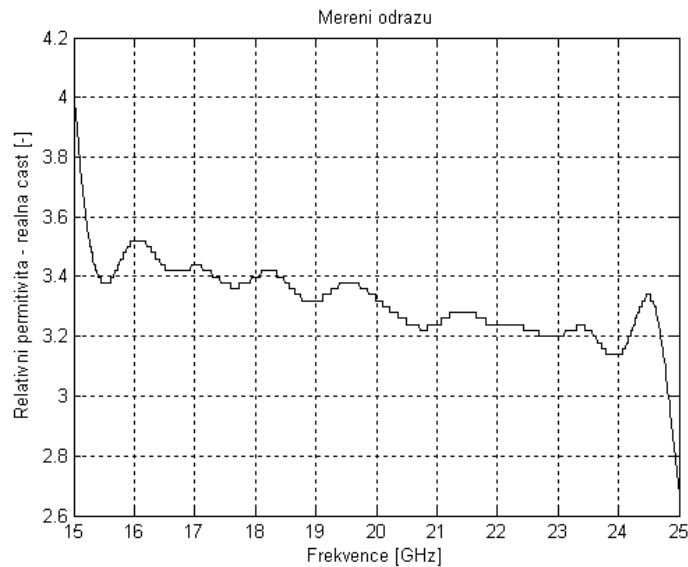


Obr. 7.8: Měření přenosu - imaginární část komplexní permitivity

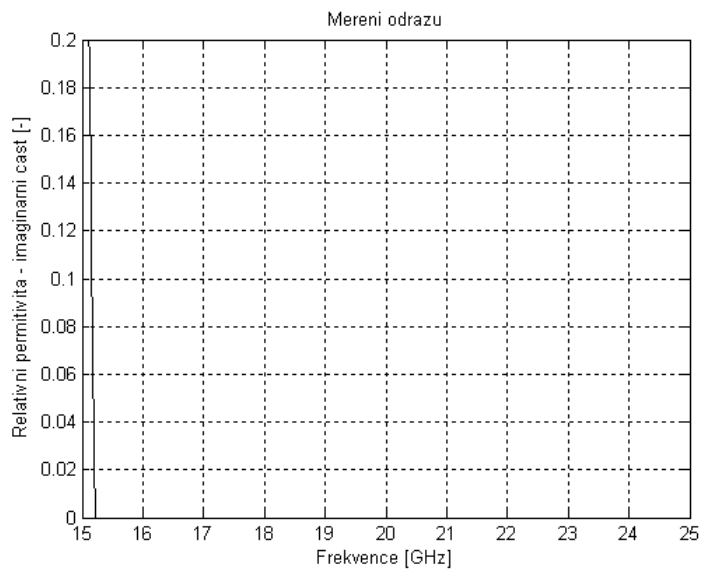
2) Výpočet komplexní permitivity ze změřeného činitele přenosu s_{21}

Při výpočtu komplexní permitivity metodou odrazu se postupuje obdobně jako v kap. (7.3), ale použije se zde pro výpočet činitel odrazu s_{11} , který se dosadí do vztahu (3.2.1). Výsledky jsou opět získány pomocí programu MATLAB. Soubory se zdrojovým kódem pro MATLAB (m-files) jsou uvedeny v příloze diplomové práce.

Získané výsledné průběhy komplexní permitivity pro materiál Arlon 25N:



Obr. 7.9: Měření odrazu - reálná část komplexní permitivity



Obr. 7.10: Měření odrazu - imaginární část komplexní permitivity*)

*) Pozn.: Vzhledem k měření nízkoztrátového materiálu Arlon 25N pravděpodobně nelze u této použité metody měření odrazu vypočítat imaginární část komplexní permitivity. Z časového důvodu však nelze toto tvrzení potvrdit. Bylo by vhodné provést měření několika dalších vybraných vzorků různých materiálů.

7.4 Porovnání obdržných výsledků

Výsledné vypočtené hodnoty komplexní permitivity obdržené pomocí programu MATLAB jsou ovlivněny chybami, které vznikly během měření. Z jednotlivých průběhů lze usoudit, že průměrná hodnota získaných výsledků přibližně odpovídá předpokládané hodnotě skutečné permitivity měřeného materiálu Arlon 25N, u kterého se uvádí relativní permitivita $\epsilon_r = 3,38$. Jako následné zpracování výsledků by bylo vhodné použití jedné z aproximačních metod (např. Metody nejmenších čtverců).

Aplikací metody *time domain gating*[3] došlo k omezení měřeného frekvenčního rozsahu vlivem použití *Hannova okna*, a proto jsou neplatné hodnoty reálné i imaginární části komplexní permitivity na začátku a na konci měřeného frekvenčního rozsahu.

Toto první experimentální měření bylo doprovázeno několika nepřesnostmi (směrování antén, uchycení antén, atd.), které následně ovlivnily získané výsledky. Pro dosažení lepších výsledků je potřeba vhodně upravit uchycení měřicích antén, a tímto způsobem dosáhnout přesné vzájemné směrovosti.

ZÁVĚR

Popisovaná metoda pro měření komplexní permitivity ve volném prostoru používá dvě pyramidální trychtýřové antény pro měření v pásmu 15 až 25 GHz. Antény jsou vyrobeny z pocínovaného plechu. Mechanismus zajišťující nastavení požadované polohy je vyroben ze zakoupených přesných polohovacích pojezdů jako hotových výrobků od příslušného výrobce, čímž je zajištěno co nejpřesnější nastavení vzdálenosti obou měřicích antén od testovaného vzorku materiálu. Celá tato polohovací sestava je připevněna na desce vyrobené z dřevotřísky. Sestava obsahuje kovové součástky nutné pro zachování potřebné pevnosti a životnosti celého měřicího přípravku. Před prováděním měření je nezbytné celou sestavu zkalibrovat pomocí *free-space* TRL (*through, reflect, line*) kalibrační techniky a následně aplikovat metodu *time domain gating* (časová oblast) [3]. Tímto se omezí vliv odrazů od okolních předmětů.

Vlastnosti materiálu jsou určeny na základě změřených výsledků pomocí vektorového obvodového analyzátoru - hodnota komplexní permitivity je vypočtena pomocí koeficientů odrazu s_{11} a přenosu s_{21} . Navrhovaná sestava neobsahuje fokusovací čočky umístěné na aperturách trychtýřových antén. Vlivem absence zaostřujícího mechanismu je částečně ovlivněna přesnost měření koeficientů odrazu s_{11} a přenosu s_{21} . Podle doporučení [2] je velikost testovaného vzorku větší než 5λ , aby se minimalizovala difrakce vzniklá na okrajích měřeného materiálu.

Pro zajištění správných výsledků měření komplexní permitivity ve volném prostoru je potřeba, aby mikrovlnná energie byla soustředěna do svazku, který bude mít průměr menší než jsou příčné rozměry vzorku. Z provedených experimentů [1] lze stanovit šířku optimálně fokusovaného svazku na velikost přibližně $3\lambda_0$.

V diplomové práci jsou uvedeny výsledky experimentálního měření komplexní permitivity destičky vyrobené z materiálu Arlon 25N.

Ze získaných výsledků lze vyhodnotit přibližnou hodnotu skutečné komplexní permitivity měřeného vzorku materiálu. Vzhledem ke kolísání vypočtených hodnot je vhodné použít některou aproximační metodu (např. Metodu nejmenších čtverců). Výsledky komplexní permitivity obdržené pomocí metody odrazu, při které se používá naměřených hodnot činitele odrazu s_{11} , jsou zasaženy většími chybami než při použití metody přenosu. Popisovanou metodou odrazu pravděpodobně nelze měřit nízkoztrátové materiály, u kterých vychází nulová imaginární složka komplexní permitivity. Toto tvrzení však není ověřeno z časových důvodů. Proto bude následovat další postup měření, při kterém bude změřeno několik vybraných vzorků různých materiálů.

Měření komplexní permitivity materiálů metodou ve volném prostoru má široké uplatnění v průmyslu [2]. S úspěchem je používána v řadě jiných oborů, např. v plazmatické chemii, fyzice polovodičů, při vývoji dielektrických a polovodičových materiálů a součástek, při studiu vlastností živé hmoty atd. V těchto oborech umožňuje velmi přesně, rychle, bezkontaktně a hlavně nedestruktivně změřit komplexní permitivitu zkoumaného izotropního i anizotropního prostředí nebo materiálu [1].

LITERATURA

- [1] MUSIL, J., ŽÁČEK, F., *Mikrovlnné měření komplexní permitivity ve volném prostoru*. 1. Praha : Academia, 1980, 232 s.
- [2] KUMAR, et. al., A simple free-space method for measuring the complex permittivity of single and compounded dielectric materials. *Microwave and Optical Technology Letters*. 2000, vol. 26, no. 2, p. 117 to 119.
- [3] GHODGAONKAR, D. K., VARADAN, V. V., VARADAN, V. K., Free-space measurement and complex permittivity and complex permeability of magnetic material at microwave frequencies. *Transaction on Instrumentation and Measurement*. 1990, vol. 39, no. 2, p. 387 - 394.
- [4] HUANG, Y., NAKHKASH, M., Characterisation of layered dielectric medium using reflection coefficient. *Electron Letters*. 1998, vol. 34, p. 1207 - 1208.
- [5] JUAN, M., ROJO, M., PARENO, A., MARGINEDA J., Automatic measurement of permittivity and permeability at microwave frequencies using normal and oblique free-wave incidence with focused beam. *IEEE Trans Instrum Meas*. 1998, vol. 47, p. 886 - 892.
- [6] PILNÝ, P., *Výpočty plošných antén*. VAAZ, 1978, 111 s.
- [7] MILLIGAN, T. A., *Modern Antenna Design*. John Wiley & Sons, 2005, p. 336 – 348.
- [8] TECHSPEC® Metric Long Travel Linear Translation Stages and Tracks - Edmund Optics [online]. [cit.2011-12-19]. Dostupné z WWW: <http://www.edmundoptics.com/products/displayproduct.cfm?productid=2441>
- [9] PE44343 - 27 GHz SMA Female; 2 Hole Panel Mount; Stub Contact; .590 Extended Dielectric; Max VSWR 1.21 - Connectors for Coax Cable - Connector Wizard [online]. [cit.2011-12-19]. Dostupné z WWW: <http://www.pasternack.com/product-27-GHz-SMA-Female-2-Hole-Panel-Mount-Stub-Contact-.590-Extended-Dielectric-Max-VSWR-1.21-PE44343-70538.html>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ω	kruhový kmitočet elektromagnetické vlny
λ_0	vlnová délka vlny ve vakuu
$e^{-i\omega t}$	tvar časové závislosti veličin elektromagnetického pole
λ_0	vlnová délka vlny ve vakuu
ϵ_r	dielektrická konstanta
$\tilde{\epsilon}_r$	relativní komplexní permitivita prostředí
σ	měrná vodivost
ρ	měrný odpor
γ	konstanta šíření
R_0	amplitudový koeficient odrazu
T_0	amplitudový koeficient přenosu
Z	impedance prostředí
ϵ_0	permitivita vakua $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m
μ_0	permeabilita vakua $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ H/m
d	velikost apertury antény
λ_m	mezní vlnová délka
λ_v	vlnová délka vlny ve vlnovodu
s_{11}	činitel odrazu
s_{21}	činitel přenosu

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha A – Výpočet komplexní permitivity	38
Zdrojové kódy - MATLAB	38
Příloha B - Vyzařovací diagramy antény	42

PŘÍLOHA A – VÝPOČET KOMPLEXNÍ PERMITIVITY

Zdrojové kódy – MATLAB

Zdrojový kód pro výpočet komplexní permitivity pomocí činitele odrazu s_{11} :

```
close all;clear all;      % zavre všechna grafická okna, smaže všechny
promenne

mi0=4*pi*1e-7;           % nactení konstant
e0=8.854e-12;
c0=1/sqrt(e0*mi0);
Z0=120*pi;

load s1lim25N.dat;       % nactení požadovaných souboru pro matlab s
namerenými daty
load s1lre25N.dat;

frek=s1lre25N(:,1);     % vytvoření matice frek, frekvence

s1l=s1lre25N(:,2)+j*s1lim25N(:,2); % vytvoření matice komplexních
cisel, cinitel odrazu s1l

xx=figure(1);hold on;   % otevření nového grafického okna, aktualni
osy nebudou smazany
figure(1);hold on;plot(frek/1e9,abs(s1l),'g'); % absolutní hodnota
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Modul [-]');title('Měření cinitele
odrazu s1l');grid;
figure(2);hold on;plot(frek/1e9,angle(s1l)*180/pi,'g'); % fazový uhel
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Fáze [°]');title('Měření cinitele
odrazu s1l');grid;

f=frek;

Nf=length(f);          % délka vektoru (dimenze)

er_real=2.5:0.02:4.5;
er_imag=0:0.005:0.2;
d=1.52e-3;
min_er_real=zeros(1,Nf); % nulová matice
min_er_imag=zeros(1,Nf);

for k=1:Nf,            % výpočet komplexní permitivity z cinitele odrazu s1l
    min_m=1;
    min_n=1;
    for m=1:length(er_real),
        for n=1:length(er_imag),
            x=sqrt(er_real(m)-j*er_imag(n));
            Z1=Z0/x;
            gamma12=(Z1-Z0)/(Z1+Z0);
```

```

        omega=2*pi*f(k);
        gamma_in=((1-exp(-2*j*(omega*d/c0)*x))/(1-
(gamma12^2)*exp(-2*j*(omega*d/c0)*x)))*gamma12;

        diff=abs(gamma_in-s11(k)); % diference
        if((m==1)&(n==1))
            min_hod=diff;
        else
            if(diff<min_hod)
                min_m=m;
                min_n=n;
                min_hod=diff;
            end;
        end;
    end;
end;
min_er_real(k)=er_real(min_m);
min_er_imag(k)=er_imag(min_n);
k
end;

figure(11);hold on;plot(f(1:Nf)/1e9,min_er_real(1:Nf),'k'); % realna
cast
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Relativni permitivita - realna cast
[-]');title('Mereni odrazu');grid;
box on;
figure(12);hold on;plot(f(1:Nf)/1e9,min_er_imag(1:Nf),'k'); %
imaginarni cast
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Relativni permitivita - imaginarni
cast [-]');title('Mereni odrazu');grid
box on;

figure(21);hold
on;plot(f(1:Nf)/1e9,(min_er_imag(1:Nf)/min_er_real(1:Nf)),'b');axis([1
5 25 0 0.05]); % tg delta
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('[-]');title('Ztratovy cinitel tg
delta');grid;

```

Zdrojový kód pro výpočet komplexní permitivity pomocí činitele přenosu s_{21} :

```
close all;clear all;      % zavre všechna graficka okna, smaze vsechny
promenne

mi0=4*pi*1e-7;           % nacteni konstant
e0=8.854e-12;
c0=1/sqrt(e0*mi0);
Z0=120*pi;

load s2lim25N.dat;       % nacteni pozadovanych souboru pro matlab s
namerenyymi daty
load s2lre25N.dat;

frek=s2lre25N(:,1);      % vytvoreni matice frek, frekvence

s21=s2lre25N(:,2)+j*s2lim25N(:,2); % vytvoreni matice komplexnich
cisel, cinitel prenosu s21

xx=figure(1);hold on;
figure(1);hold on;plot(frek/1e9,abs(s21),'g'); % absolutni hodnota
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Modul [-]');title('Mereni cinitele
prenosu s21');grid;
figure(2);hold on;plot(frek/1e9,angle(s21)*180/pi,'g'); % fazovy uhel
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Faze [°]');title('Mereni cinitele
prenosu s21');grid;

f=frek;

Nf=length(f); % delka vektoru (dimenze)

er_real=2.5:0.02:4.5;
er_imag=0:0.005:0.2;
d=1.52e-3;
min_er_real=zeros(1,Nf); % nulova matice
min_er_imag=zeros(1,Nf);

for k=1:Nf, % vypocet komplexni permitivity z cinitele prenosu s21
    min_m=1;
    min_n=1;
    for m=1:length(er_real),
        for n=1:length(er_imag),
            x=sqrt(er_real(m)-j*er_imag(n));
            Z1=Z0/x;
            gamma12=(Z1-Z0)/(Z1+Z0);
            omega=2*pi*f(k);
            gamma_in=((1-gamma12^2)*exp(-j*omega*d/c0*x))/(1-
(gamma12^2)*exp(-2*j*omega*d/c0*x));

            diff=abs(gamma_in-s21(k)); % difference
            if((m==1)&(n==1))
                min_hod=diff;
            else
                if(diff<min_hod)
                    min_m=m;
                    min_n=n;
                    min_hod=diff;
                end
            end
        end
    end
end
```

```

        end;
    end;
end;
end;
min_er_real(k)=er_real(min_m);
min_er_imag(k)=er_imag(min_n);
k
end;

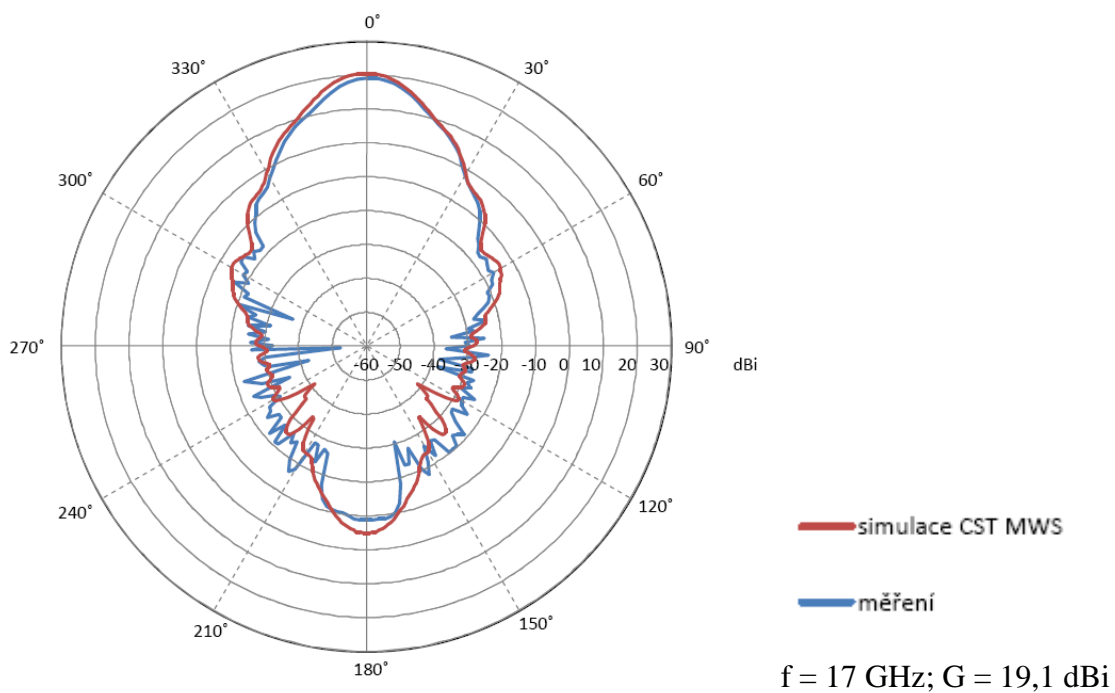
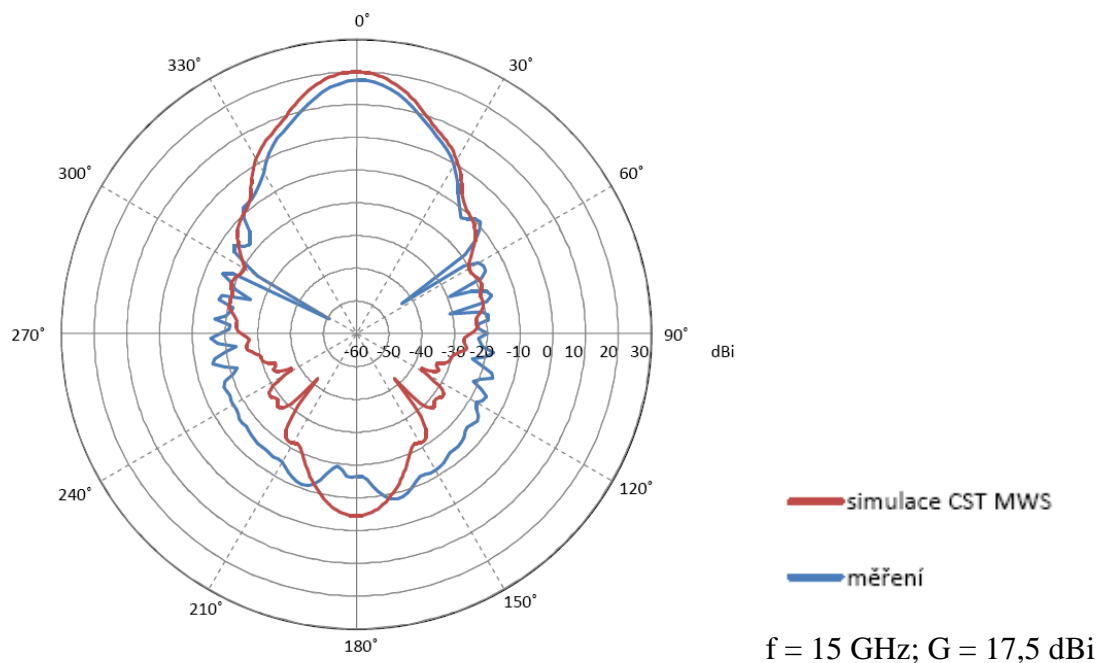
figure(11);hold on;plot(f(1:Nf)/1e9,min_er_real(1:Nf),'k');% realna
cast
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Relativni permitivita - realna cast
[-]');title('Mereni prenosu');grid;
box on;
figure(12);hold on;plot(f(1:Nf)/1e9,min_er_imag(1:Nf),'k'); %
imaginarni cast
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('Relativni permitivita - imaginarni
cast [-]');title('Mereni prenosu');grid;
box on;

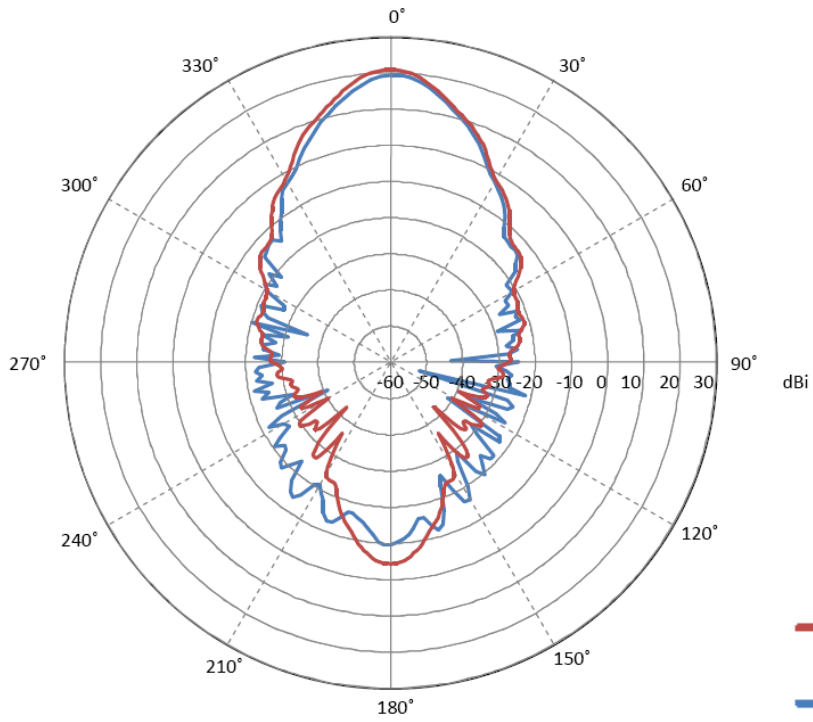
figure(21);hold
on;plot(f(1:Nf)/1e9,(min_er_imag(1:Nf)/min_er_real(1:Nf)),'b');axis([1
5 25 0.02 0.0205]); % tg delta
xlabel('Frekvence [GHz]');ylabel('[-]');title('Ztratovy cinitel tg
delta');grid;

```

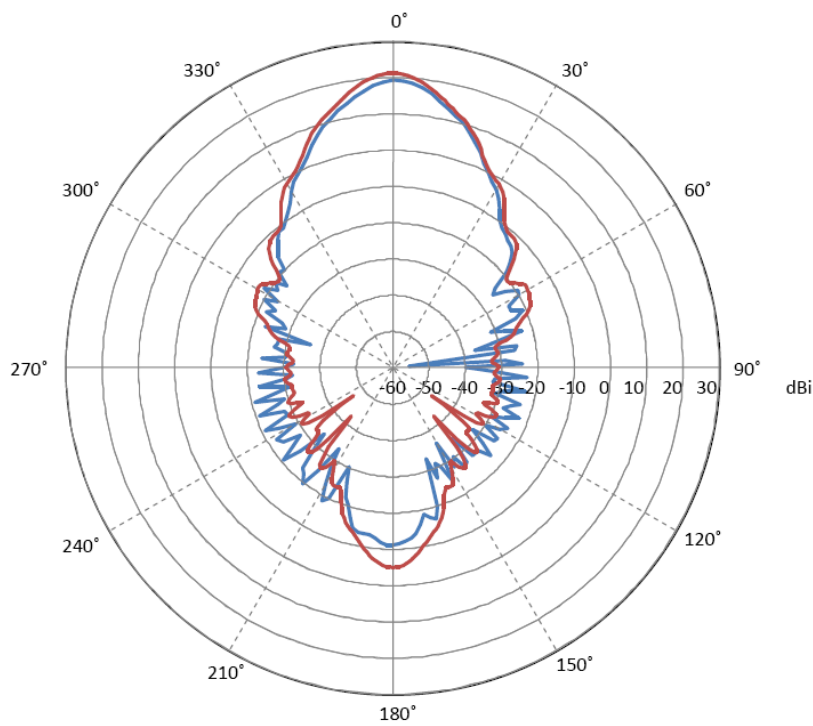
PŘÍLOHA B - VYZAŘOVACÍ DIAGRAMY ANTÉNY

A)–F) Vyzařovací diagramy H – roviny (simulace CST a měření)

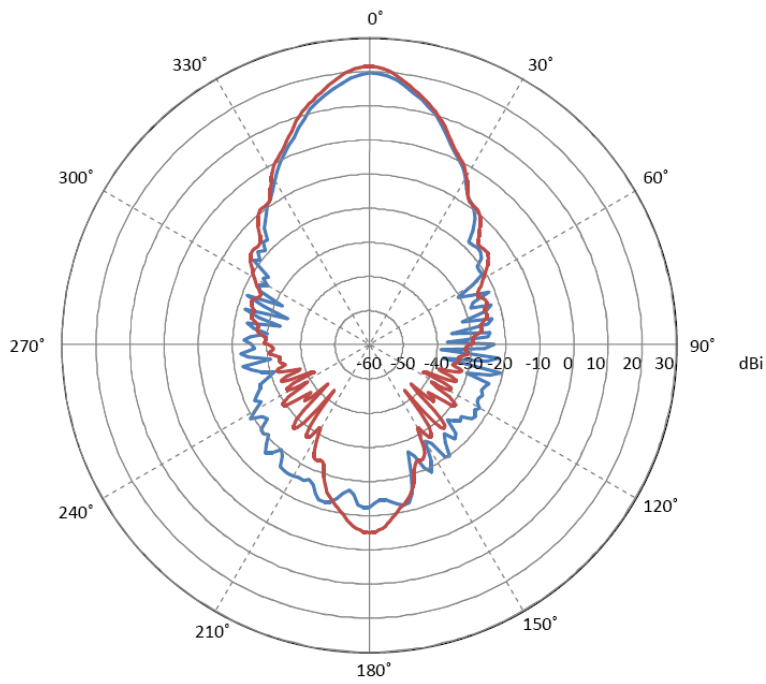




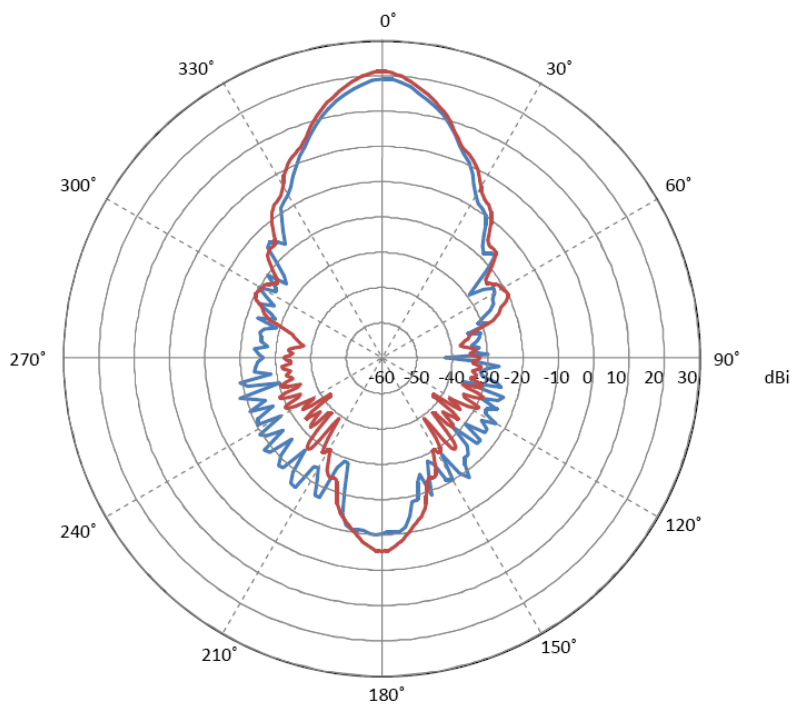
$f = 19 \text{ GHz}; G = 19,4 \text{ dBi}$



$f = 21 \text{ GHz}; G = 19,3 \text{ dBi}$

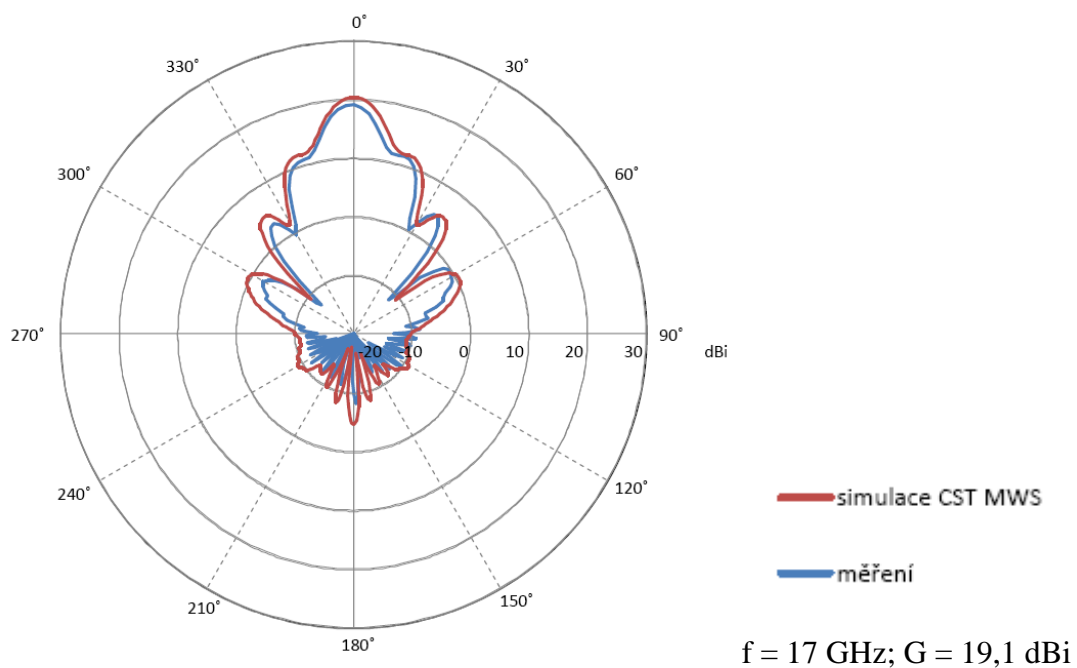
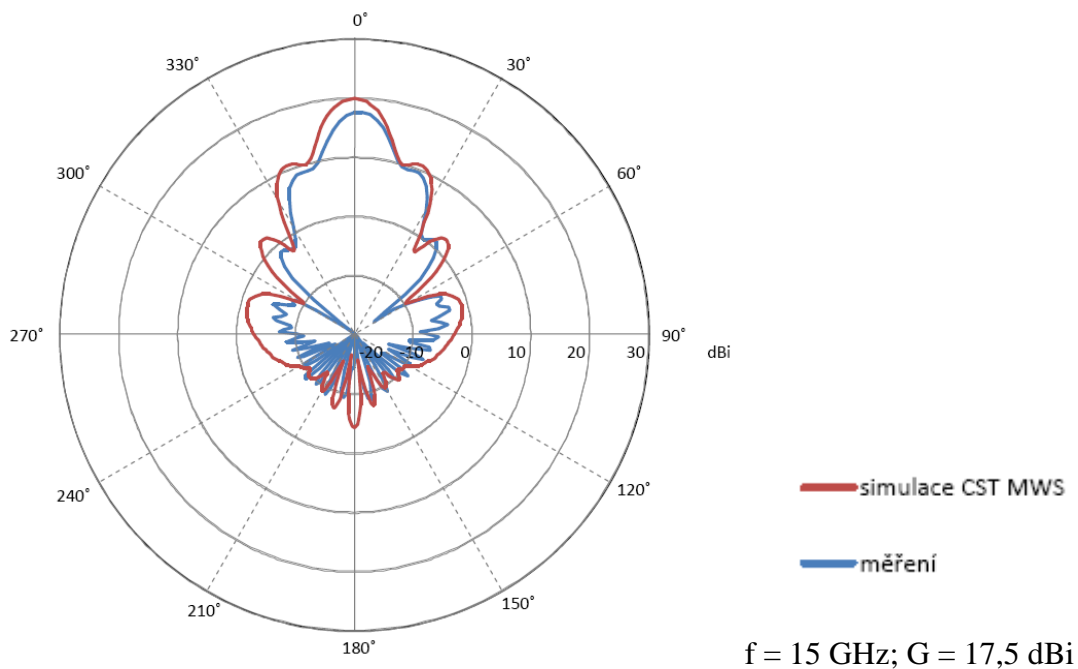


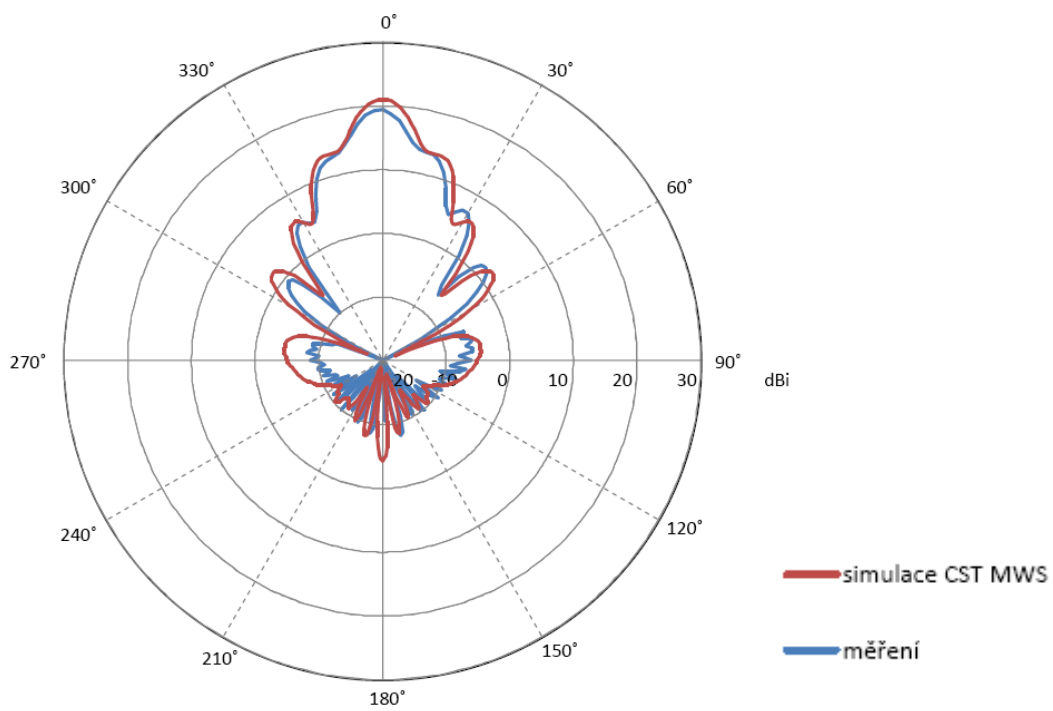
$f = 23 \text{ GHz}; G = 19,7 \text{ dBi}$



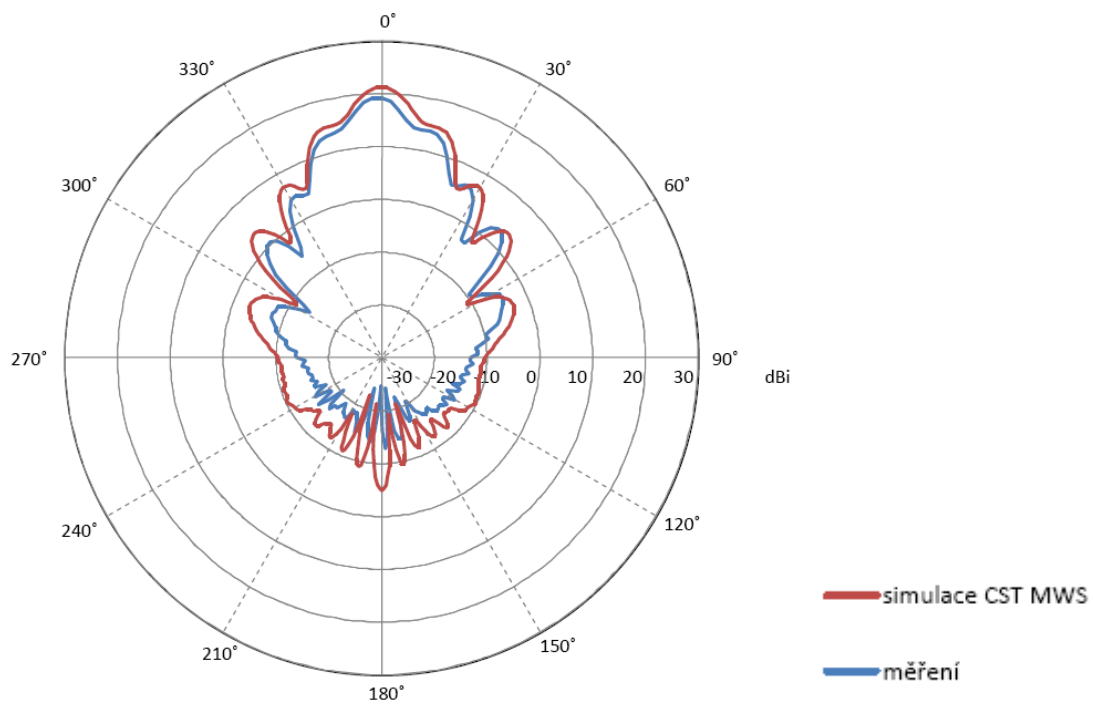
$f = 25 \text{ GHz}; G = 19,2 \text{ dBi}$

G-L) Vyzařovací diagramy E – roviny (simulace CST a měření)

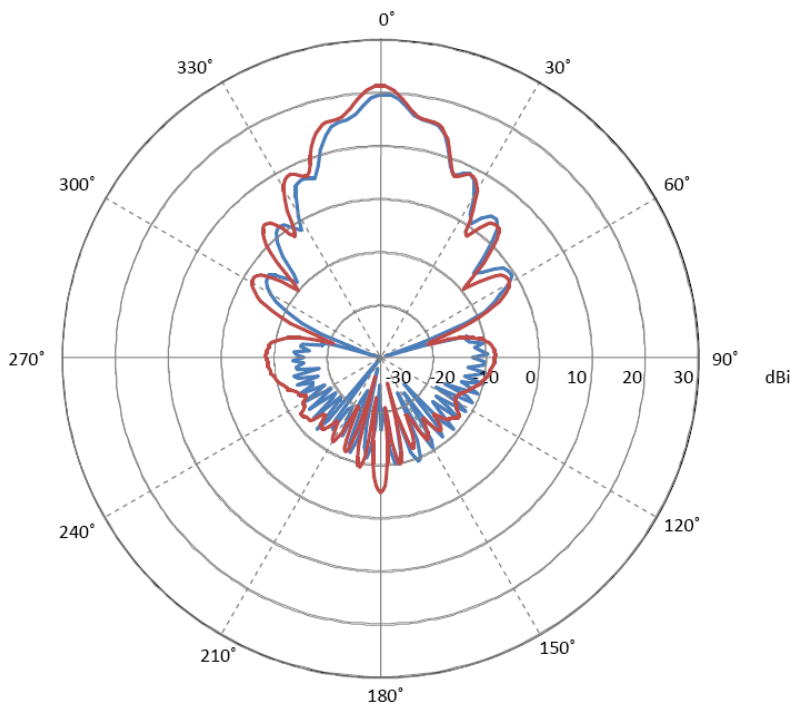




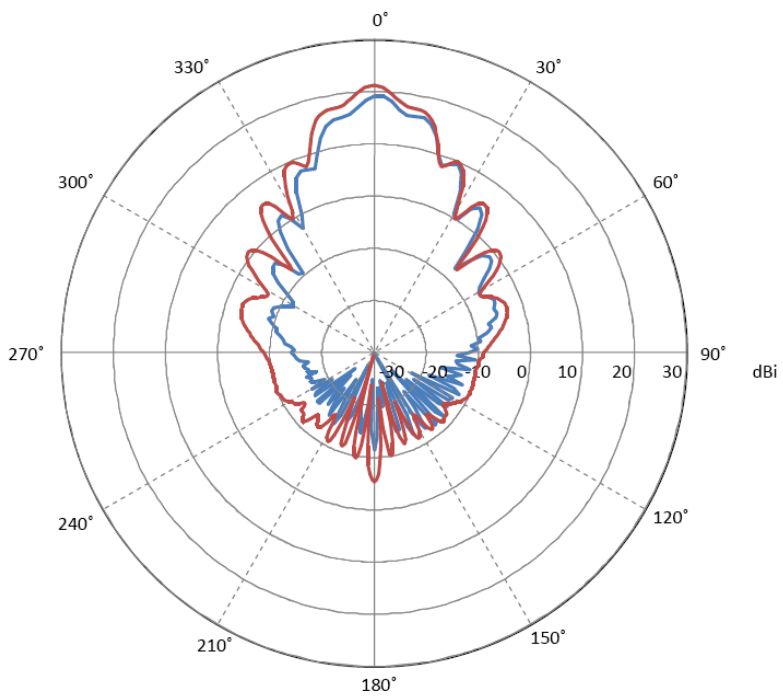
$f = 19 \text{ GHz}; G = 19,4 \text{ dBi}$



$f = 21 \text{ GHz}; G = 19,3 \text{ dBi}$



$f = 23 \text{ GHz}; G = 19,7 \text{ dBi}$



$f = 25 \text{ GHz}; G = 19,2 \text{ dBi}$