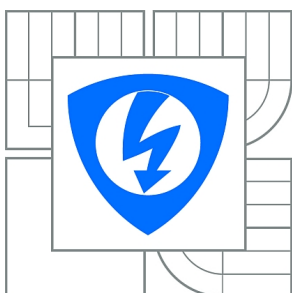




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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 V MIKROVLNNÉM PÁSMU

COMPLEX PERMITTIVITY MEASUREMENT OF MATERIALS AT MICROWAVE FREQUENCIES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. RADEK POLÁK

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. Radek Polák

ID: 74907

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Měření komplexní permitivity materiálů v mikrovlnném pásmu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte metody měření komplexní permitivity materiálů. Metody vzájemně porovnejte a diskutujte možnost jejich využití v horní části centimetrového pásma a v dolní části milimetrového pásma.

Po dohodě s vedoucím práce vyberte vhodnou metodu a rozmyslete uspořádání měřicího pracoviště. Navrhněte všechny komponenty nutné pro realizaci vybrané metody.

Navržené pracoviště včetně jednotlivých komponent realizujte a ověřte jeho funkčnost měřením komplexní permitivity vybraných vzorků. Diskutujte neurčitost měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KRUPKA, J. Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. Measurement Science and Technology. 2006, vol. 17, no. 6, p. 55 - 70.

[2] HIRVONEN, T. M., et al. Measurement of dielectrics at 100 GHz with an open resonator connected to a network analyzer. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement. 1996, vol. 45, no. 4, p. 780-786.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčik, 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

V této práci jsou popsány vybrané metody měření komplexní permitivity v mikrovlnném pásmu, jejich vlastnosti, výhody i nevýhody. Jsou zde diskutovány důvody jejich možného využití pro konstrukci měřicího pracoviště. Práce dále obsahuje popis zvolené metody využívající dutinový rezonátor, která je vybrána jako metoda nejvhodnější pro realizaci praktického měření.

Práce obsahuje popis navrženého měřicího systému, který je simulován v programu HFSS Ansoft. Dále jsou v práci uvedeny výsledky simulací a výpočtů komplexní permitivity a ztrátového činitele. V závěru práce je uveden popis realizovaného pracoviště včetně výsledků měření provedených s vyrobeným rezonátorem.

KLÍČOVÁ SLOVA

Permittivita, rezonátor, dielektrikum, měření komplexní permitivity, rezonanční vid.

ABSTRACT

This article describes some methods of measuring complex permittivity in millimeter – wave band, their characteristics, advantages and disadvantages. Discussed are here the reasons for their use in the construction of work place. On the basis these reasons is chosen the best method for practical measurement. That is cavity resonant method.

Article contain description of designed measurement system. Which is verified by computer simulating of developed model in HFSS Ansoft. Text contain also result of simulations and execute computing of complex permittivity and tangent loss. In Conclusion is described results of practical permittivity measure with realized measurement system.

KEYWORDS

Permittivity, resonator, dielectric, measurement of complex permittivity, resonant mode.

POLÁK, R. *Měření komplexní permitivity materiálů v pásmu milimetrových vln*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 52 s., 7 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

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

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 semestrální práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

1 PŘEHLED METOD.....	10
1.1 Rezonanční metody.....	10
1.1.1. Metody využívající dutinový rezonátor.....	10
1.1.2 Metoda využívající otevřený rezonátor.....	12
1.2 Vlnododové a koaxiální metody.....	13
1.2.1 Vlnodod s otevřeným koncem.....	13
1.2.2 Koaxiální kabel s otevřeným koncem.....	14
1.2.3 Vlnodod s vloženým vzorkem.....	15
1.2.4 Vlnodod částečně naplněný dielektrikem.....	15
1.3 Metody měření ve volném prostoru.....	16
1.4 Planární metody.....	16
1.4.1 Čtvrtvlnný rezonátor	16
1.4.2 Mikropáskový kruhový rezonátor.....	17
1.5 Volba metody.....	18
2 Měření komplexní permitivity pomocí dutinových rezonátorů.....	19
2.1 Funkční princip měření komplexní permitivity pomocí dutinového rezonátoru... ..	21
2.2 Extrakce materiálových konstant z měřených veličin.....	22
3 Návrh rezonátoru.....	25
3.1 Stanovení rozměrů dutin.....	25
3.2 Model rezonátoru.....	26
3.2.1 Princip simulace.....	27
3.2.2 Buzení válcového rezonátoru.....	27
3.3 Výsledky simulace.....	29
3.3.1 Identifikace vidů.....	30
3.3.2 Pole uvnitř dutiny.....	33
3.3.3 Potlačení nežádoucích vidů	36
3.3.4 Dutina s vloženým vzorkem.....	38

3.3.5 Vliv velikosti budící smyčky.....	39
3.3.6 Vliv průměru vodiče budící smyčky.....	40
3.3.7 Vliv posunutí budící smyčky.....	40
3.3.8 Vliv posunutí polovin dutiny.....	41
3.3.9 Vliv konstrukce smyčky.....	41
3.3.10 Vliv materiálu tělesa dutiny.....	42
3.3.11 Výpočet permitivity a ztrátového činitele z výsledků simulace.....	42
4 Realizace rezonátoru.....	45
4.1 Měření komplexní permitivity a ztrátového činitele.....	47
4.1.1 Vliv teflonových kroužků.....	49
4.1.2 Přesnost měření.....	51
5 Závěr.....	52

Seznam obrázků

Obr. 1 Válcový rezonátor.....	11
Obr. 2 Válcový rezonátor s dielektrikem na straně.....	12
Obr. 3 Otevřený rezonátor.....	13
Obr. 4 Vlnovod s otevřeným koncem.....	14
Obr. 5 Open-end sonda.....	14
Obr. 6 Vlnovod s vloženým vzorkem.....	15
Obr. 7 Vlnovod částečně naplněný dielektrikem.....	15
Obr. 8 Metoda měření ve volném prostoru.....	16
Obr. 9 Čtvrtvlnný planární rezonátor.....	17
Obr. 10 Mikropáskový rezonátor.....	17
Obr. 11 Schéma měřicího systému.....	21
Obr. 12 Dutina s vyčnívajícím vzorkem.....	25
Obr. 13 Dutina bez přesahu vzorku.....	25
Obr. 14 Rezonátor s buzením	26
Obr. 15 Mesh.....	27
Obr. 16 Umístění magnetické smyčky.....	28
Obr. 17 Vektory intenzity pole H na „čele“ dutiny.....	28
Obr. 18 Magnetická smyčka.....	29
Obr. 19 Dutina s drážkami.....	29
Obr. 20 Průběh S-21 v závislosti na frekvenci	31
Obr. 21 Průběh S-21 v závislosti na frekvenci, 6 – 12 GHz.....	32
Obr. 22 Pole H v dutině.....	33
Obr. 23 Pole E v dutině.....	33
Obr. 24 Vektory intenzity magnetického pole, složka H _x	34
Obr. 25 Vektory intenzity elektrického pole, složky E _x , E _y , E _z	34
Obr. 26 Vektory intenzity pole H _x v dutině s magnetickou smyčkou	35
Obr. 27 Vektory intenzity pole H _y v dutině s magnetickou smyčkou.....	35
Obr. 28 Vektory intenzity pole E _z v dutině s magnetickou smyčkou.....	36
Obr. 29 Pole H v místě PTFE kroužků.....	37
Obr. 30 Navržené kroužky.....	37

Obr. 30 Rezonátor se vzorkem.....	39
Obr. 31 Budící smyčky.....	41
Obr. 32 Vliv materiálu.....	42
Obr. 33 Překrytí vidů.....	44
Obr. 34 Budící smyčka s kroužkem A.....	45
Obr. 35 Budící smyčka s kroužkem B.....	45
Obr. 37 Nevyleštěné víko.....	46
Obr. 36 Vyleštěné víko.....	46
Obr. 38 rezonátor.....	46
Obr. 40 Průběh S 21 modelu bez vzorku.....	48
Obr. 40 Průběh S 21 dutiny bez vzorku.....	48
Obr. 41 Vliv PTFE kroužků na S21.....	50

Seznam tabulek

Tab. 1 Rezonanční frekvence vidů.....	33
Tab. 2 Rozměry PTFE kroužků.....	41
Tab. 2 Vliv PTFE kroužků.....	41
Tab. 4 Vliv velikosti budící smyčky.....	42
Tab. 4 Vliv průměru vodiče budící smyčky.....	43
Tab. 6 Vliv posunutí smyčky	43
Tab. 7 Vliv posunutí polovin dutiny.....	44
Tab. 8 Vliv materiálů.....	45
Tab. 8 Výsledky simulací.....	46
Tab. 9 Vlastnosti dutiny.....	50
Tab. 10 Výsledky měření.....	50

ÚVOD

Tato práce se zabývá metodami měření komplexní permitivity, které jsou vzájemně srovnávány podle jejich vlastností a možností uplatnění pro účely měření komplexní permitivity v mikrovlnném pásmu. Na základě požadavků kladených na měřicí systém je zvolena vhodná měřicí metoda. Její funkčnost je ověřena počítačovou simulací a výpočtem materiálových konstant z výsledků simulací a měření na realizovaném pracovišti.

Na základě výsledků simulací je realizováno měřicí pracoviště. Jeho funkčnost je ověřena měřením materiálových konstant vybraných materiálů. Vlastnosti měřicího pracoviště a výsledky měření jsou vedeny v zvěru práce.

Realizovaný měřicí systém je navržen na pracovní kmitočet 10 GHz. V práci je navržen také měřicí systém pro práci na kmitočtu 25 GHz, který nebyl realizován.

1 PŘEHLED METOD

K hodnocení dielektrických vlastností materiálů bylo vyvinuto mnoho metod, které se od sebe velmi liší technickým provedením i kvalitativními parametry. Jsou zde popsány hlavní principy těchto metod a jejich možnosti. Matematickými postupy výpočtů dielektrických vlastností se tato kapitola nezabývá.

1.1 Rezonanční metody

Rezonanční metody jsou vhodné pro měření nízkoztrátových materiálů. Měřenými veličinami jsou zde rezonanční frekvence a Q-faktor, měřené na rezonančních kmitočtech při vybuzení jednotlivých vidů. Rezonanční metody využívají úseky rezonátorů a otevřené rezonátory. Podle [1] se přesnost těchto metod téměř neliší.

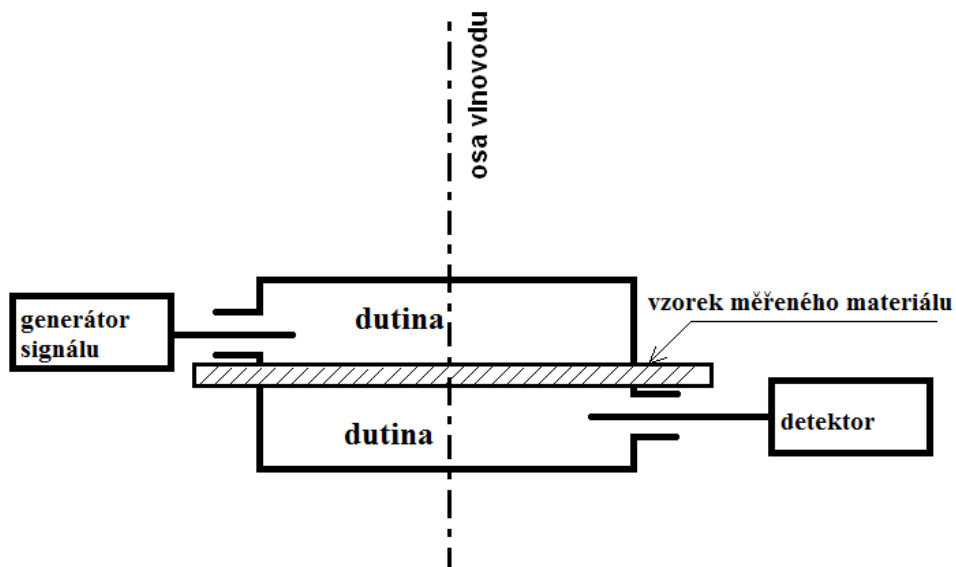
1.1.1. Metody využívající dutinový rezonátor

Tyto metody jsou velmi přesné. Rezonátory bývají vyrobeny z částí kruhových vlnodů. Měřený vzorek se ve formě tenkých plátů vkládá mezi poloviny rezonátoru nebo mezi rezonátor a jednu jeho stěnu.

1.1.1.1 Měření pomocí válcového rezonátoru obsahujícího měřený materiál ve středu dutiny

Rezonátor je vyroben z kruhového vlnovodu. Měřený materiál je umístěn v jeho středu. Jde o úzkopásmovou metodu, pomocí které je možné měřit vlastnosti materiálů na diskretních kmitočtech rovných rezonančním kmitočtům vybuzených vidů. Využívá se vidu TE_{011} a TM_{011} . Je možné využít i jiných vidů TM_{mnp} , pokud je dokážeme identifikovat a v případě, že se tyto vidy nepřekrývají se sousedními. Permittivitu materiálu je možné vypočítat ze změřených hodnot rezonanční frekvence, vložných ztrát při rezonanci a šířky 3 dB pásma společně s tloušťkou vzorku, ztrát dutiny a rozměrů dutiny. Z těchto parametrů lze vypočítat ϵ' a $\tan \delta$. Kde $\tan \delta$ je ztrátový činitel. $\tan \delta \ll 1$. A ϵ' je reálná část komplexní permitivity.

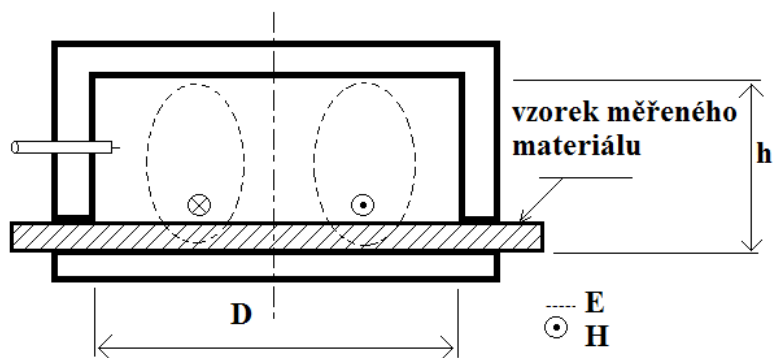
Touto metodou je možné měřit s chybovostí pod 1 %. Rezonátor se nachází na obr. 1. Metoda je popsána v článku [6] a [11]. Rezonátor je buzen dle [11] smyčkou na konci koaxiálního vlnovodu.



Obr. 1 Válcový rezonátor.

1.1.1.2 Měření pomocí válcového rezonátoru obsahujícího měřený materiál na boku dutiny

Tato metoda využívá rezonátor vytvořený z části kruhového vlnovodu (viz. obr. 2.), který má před jedním koncem vložen tenký plát měřeného materiálu. Metoda je popsána v [4]. Důvodem umístění měřeného vzorku na konec rezonátoru je fakt, že elektrické pole má své maximum ve středu dutiny a pokud je vzorek umístěn v tomto místě, dochází ke změně rezonančního kmitočtu vybraného módu po vložení vzorku i vlivem narušení geometrie vybuzeného vidu. V tomto konkrétním případě byly použity rezonátory o průměru 35 mm x 25 mm pro rezonanční kmitočet 12 GHz, 11,87 mm x 6,57 mm pro rezonanční kmitočet 38 GHz, 7 mm x 2,9 mm pro rezonanční kmitočet 64 GHz.

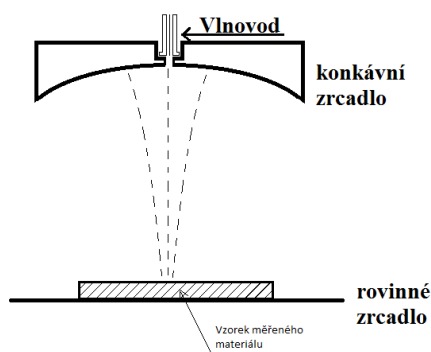


Obr. 2 Válcový rezonátor s dielektrikem na straně.

Rezonátor je buzen magnetickými smyčkami umístěnými tak, aby byly vybudeny jen určité módy, které jsou využity k měření. Smyčky jsou vyrobeny z koaxiálního kabelu. Funkčnost metody byla ověřena do kmitočtu 85 GHz. Nevýhodou této metody je její použitelnost pouze na diskretních kmitočtech daných vybuděnými vidy. Pro měření v rozsahu 1 až 60 GHz by bylo potřeba zkonstruovat několik rezonátorů.

1.1.2 Metoda využívající otevřený rezonátor

Otevřený rezonátor je zkonstruován ze dvou protilehlých zrcadel. Jednoho rovinného a druhého konkávního hemisférického. Konstrukčně vychází z Fabry-Perotova rezonátoru, který je složen ze dvou hemisférických zrcadel natočených proti sobě. Příklad otevřeného rezonátoru je na obr. 3. Elektromagnetické vlny vnikají do rezonátoru z vlnovodu úzkými škvírami. Zakřivení hemisférického zrcadla je vypočítáno podle rezonančních frekvencí měřených vidů. Pro měření na kmitočtu 100 GHz má zrcadlo průměr 150 mm. Pro měření na nižších kmitočtech bude mít zrcadlo větší průměr. Vzdálenost zrcadel je nutno nastavovat v jednotkách mikrometrů.



Obr. 3 Otevřený rezonátor.

Použitelnost této metody byla popsána v článcích [2] , [3] a [5]. Chyba měření těchto metod se pohybuje mezi 0,1 až 0,01 %. Metody jsou vhodné k nedestructivnímu měření nízkoztrátových materiálů jako PTFE, PE, keramika (aluminia 995 dle [2]), křemík, MgO. Měřené vzorky materiálu jsou ve tvaru tenkých plátek, mohou mít i malé rozměry. Touto metodou je možné měřit vlastnosti materiálů na kmitočtech až 100 GHz.

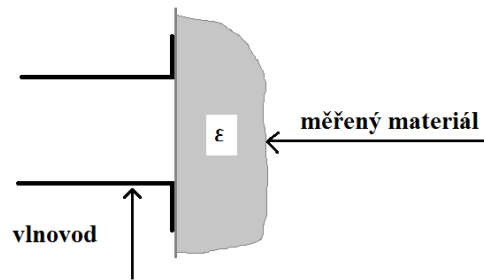
Nevýhodami této metody jsou ztráty energie způsobené difrakcí na hranách zrcadel, úzkopásmovost způsobená buzením z vlnovodů a náročná konstrukce hemisférických zrcadel.

1.2 Vlnovodové a koaxiální metody

K měření dielektrických vlastností materiálů je možné využít vlnovody a koaxiální vedení zakončené měřeným materiálem. Využití koaxiálního vedení je limitováno jeho rozměry a mechanickými vlastnostmi. Vlnovodové metody jsou zase limitovány jejich úzkopásmovostí. Tyto metody lze rozdělit na destruktivní a nedestructivní. V některých průmyslových a medicínských aplikacích jsou použitelné pouze nedestructivní metody, tzv. open-end metody.

1.2.1 Vlnovod s otevřeným koncem.

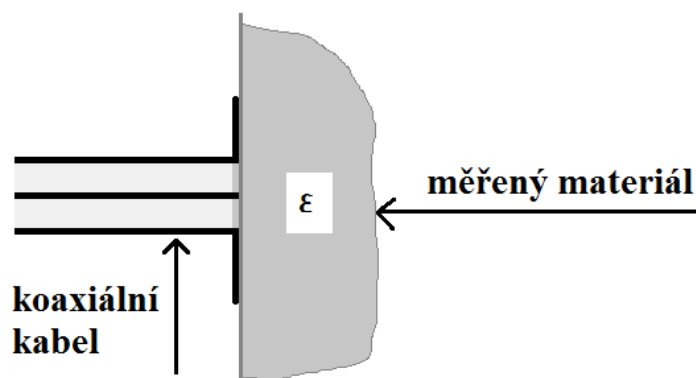
Tato metoda je dle [7] nedestructivní, rychlá, jednoduchá a je vhodná spíše k měření vysokoztrátových materiálů. Vzhledem k použitým vlnovodům je však také velmi úzkopásmová. Měření je založeno na měření admitance otevřeného ústí vlnovodu vyzařujícího do velmi tlustého vzorku materiálu. Chybovost této metody se pohybuje okolo 1 %. Metoda je zobrazena na obr. 4.



Obr. 4 Vlnovod s otevřeným koncem.

1.2.2 Koaxiální kabel s otevřeným koncem.

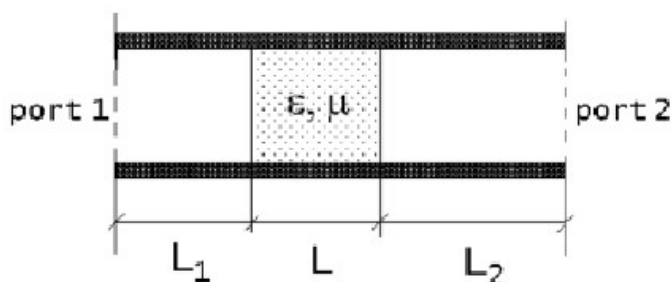
Tato metoda je dle [8] vhodná k měření tekutých nebo měkkých materiálů na kmitočtech do 10 GHz. Použitelný kmitočet je závislý na průměru koaxiálního kabelu. Metoda je širokopásmová v rozsahu 30:1. Nepřesnost je 3%, stoupá se zvyšujícím se kmitočtem a snižujícím se průměrem koaxiálního kabelu. U této metody se vyskytuje problém s nedokonalým dotykem vodiče a stínění s měřeným vzorkem, viz. obr. 5. Tento problém lze řešit přitlačením sondy ke vzorku silou. Tato metoda je rychlá, snadná, levná a nedestruktivní. Dle [8] je nevýhodou této metody složitá kalibrace.



Obr. 5 Open-end sonda.

1.2.3 Vlnovod s vloženým vzorkem.

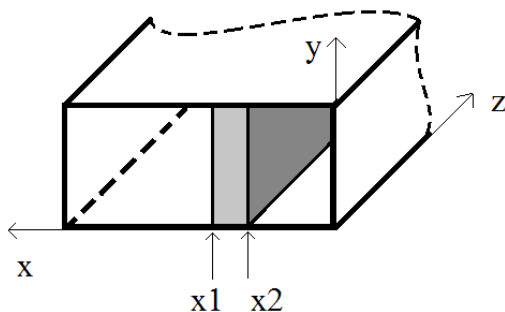
Do vlnovodu je vložen měřený vzorek materiálu, který je ozařován elektromagnetickou vlnou postupující vlnovodem (viz. obr. 6.). Komplexní permitivitu vloženého materiálu je možné vypočítat z S-11 a S-21 parametrů, které jsou měřeny vektorovým analyzátozem připojeným na vstup a výstup vlnovodu. Metoda je úzkopásmová, použitelné kmitočty závisí na použitém vlnovodu. Problémy u této metody způsobují vzduchové mezery mezi vzorkem a stěnami vlnovodu, pokud rozměry vzorku nejsou shodné s vnitřními rozměry vlnovodu. Tato metoda není vhodná k měření magnetických materiálů.



Obr. 6 Vlnovod s vloženým vzorkem (převzato z [8]).

1.2.4 Vlnovod částečně naplněný dielektrikem

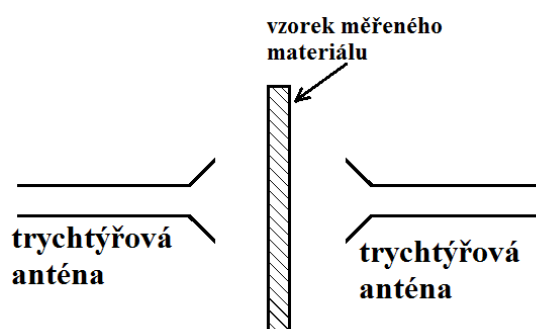
Způsob umístění vzorku do vlnovodu je zobrazen na obr. 7. Tato metoda je vhodná k měření nízkoztrátových materiálů. Dielektrické vlastnosti měřeného vzorku jsou vypočítány z S-parametrů. Vzduchové mezery mezi vzorkem a vlnovodem způsobují nepřesnosti měření a mohou vést k vybuzení vyšších vidů. Podle [12] byla funkčnost metody ověřena na kmitočtech 2-3 GHz. Všechny příčiny nepřesnosti nejsou známy. Pro měření se předpokládá využití dominantního vidu. O této metodě nebyl nalezen dostatek informačních zdrojů, z tohoto důvodu se její využití nepředpokládá.



Obr. 7 Vlnovod částečně naplněný dielektrikem.

1.3 Metody měření ve volném prostoru

Principy těchto metod spočívají v měření S-parametrů vzorku umístěného kolmo mezi dvěma anténami a ozařovaného elektromagnetickým vlněním (viz. obr. 8). Velikost vzorku musí být větší než šíře vyzařovaného svazku elektromagnetické energie, aby byly minimalizovány ztráty způsobené difrakcí na jeho hranách. Difrakce se projevuje také na hranách antény. K eliminaci nepřesností vznikajících vlivem těchto difrakcí se používají fokusované svazky elektromagnetického záření. Fokusace se provádí čočkami a konkávními zrcadly. Výhodou těchto nedestruktivních metod je možnost měření i velkých vzorků, které jsou umístěny mezi anténami. Přesnost free-space metod je menší než přesnost metod rezonátorových. Na obr. 8. je zobrazena free-space metoda bez fokusace elektromagnetického svazku.



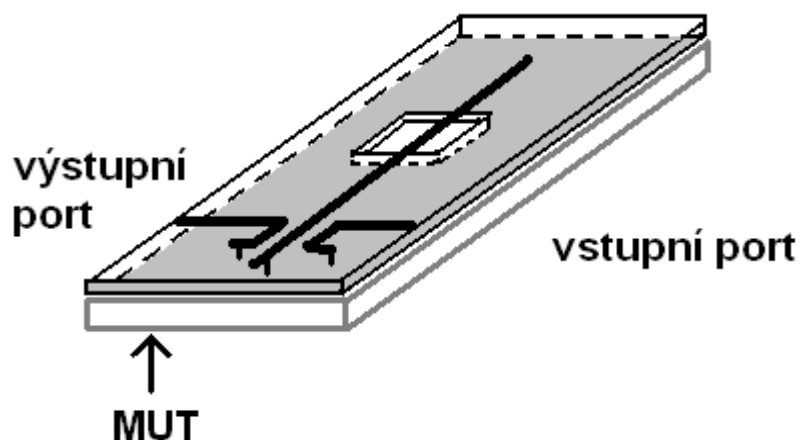
Obr. 8 Metoda měření ve volném prostoru.

1.4 Planární metody

Planární metody jsou založeny na využití senzorů vytvořených na deskách plošných spojů. Tyto způsoby měření komplexní permitivity jsou levné a jednoduché, na rozdíl od jiných metod mají ale menší přesnost.

1.4.1 Čtvrťvlnný rezonátor

Tyto metody využívají planární senzory. Komplexní permitivita je vypočítána jako funkce rezonančního kmitočtu senzoru a 3 dB pásma. Rezonance je indikována podle průběhu S-21 parametru. Senzor je vytvořen z čtvrtvlnného mikropáskového rezonátoru. Měřený materiál je přiložen pod senzorem (viz. obr. 9). Protože je obdélníkové okno umístěno daleko od vstupního a výstupního portu, interakce s měřeným materiálem probíhá pouze přes toto okno v uzemněné vrstvě mědi. Podle [13] a [15], byla funkčnost této metod ověřena v kmitočtovém rozsahu 600 – 700 MHz

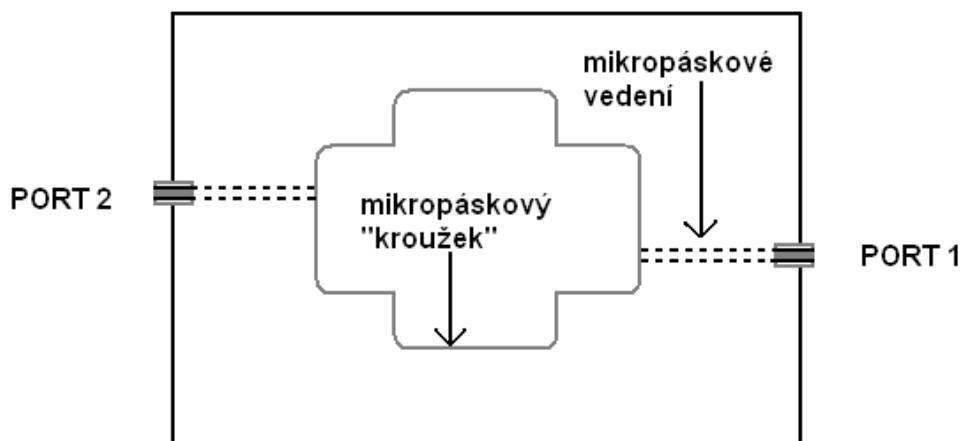


Obr. 9 Čtvrťvlnný planární rezonátor.

Přesnost této metody se pohybuje od 0,1 % do několika jednotek procent.

1.4.2 Mikropáskový kruhový rezonátor

Tato metoda je vhodná pro materiály s nízkými a středními hodnotami permitivity. Metoda je popsána v [14] a zobrazena na obr. 10. Rezonátor může mít kruhový nebo křížový tvar. Materiál vložený do blízkého pole rezonátoru mění jeho rezonanční kmitočet, který je měřen pomocí změn S-21 parametru.



Obr. 10 Mikropáskový rezonátor.

1.5 Volba metody

Jakákoliv měřicí technologie určená k sériovému měření musí být jednoduchá a rychlá. Metoda měření komplexní permitivity materiálů určených ke konstruování vysokofrekvenčních a mikrovlnných systémů, která má být rychlá a jednoduchá, musí být také nedestruktivní. Tyto požadavky splňují jen některé z uvedených metod. Jsou to metody planární, metody využívající dutinové rezonátory a otevřené rezonátory.

Otevřený rezonátor (Fabry-Perotův) je vhodný k měření uvažovaných kmitočtů. Ne však v celém rozsahu, ale jen na několika diskretních kmitočtech pro každý zkonstruovaný rezonátor o dané velikosti. Rozestupy rezonančních kmitočtů jednotlivých vybuzených vidů jsou podle [3] přibližně 0.1 GHz. Tuto metodu lze považovat za úzkopásmovou, protože rezonátor je buzen z vlnovodu škvírami v hemisférickém zrcadle. Tuto metodu lze využít k měření krajních kmitočtů zajímavých pásem, jak to bylo popsáno výše, a použít minimálně 6 různých hemisférických zrcadel. Tato metoda je velmi přesná. Komplikací by mohla být výroba hemisférických zrcadel o zakřivení přesně daném požadavkem na měřenou frekvenci. Předpokládá se, že kusová výroba takových zrcadel by byla příliš drahá. Ceny adaptérů koaxiální kabel / vlnovod, se pohybují okolo 1700 až 5000 Kč za kus. Na každou měřenou frekvenci by bylo zapotřebí dvou adaptérů. A při uvažování o měření na 10-ti frekvencích a průměrné ceně jednoho adaptéru 3500 Kč by náklady pouze na tyto adaptéry byly přibližně 70 000 Kč. Náklady na kusovou výrobu hemisférických zrcadel předpokládáme ještě vyšší. Při konstrukci by bylo potřeba zajistit posuv plochého zrcadla v jednotkách mikrometrů a celkové upevnění měřeného systému. Z toho vyplývá, že použití Fabry-Perotova rezonátoru je sice technicky možné, ale příliš finančně nákladné.

K měření komplexní permitivity mohou být vhodné planární metody. Senzory vyrobené na desce plošného spoje jsou levné a snadno realizovatelné. Nevýžadují výrobu složitých upevňovacích soustav, ani přesné kovoobrábění jako ostatní zmíněné metody. Náklady na výrobu jednoho senzoru mohou dosáhnout maximálně stovek korun. Úzkopásmovost lze díky nízkým výrobním nákladům snadno kompenzovat výrobou většího počtu senzorů. Nevýhodou těchto metod je jejich úzkopásmovost, nižší přesnost vzhledem k dutinovým nebo otevřeným rezonátorům a nízký kmitočtový rozsah. O použitelnosti této metody na kmitočtech jednotek až desítek GHz nebyly nalezeny žádné informace. Vzhledem k jejich funkčnímu principu se předpokládá, že tato metoda již nebude na kmitočtech jednotek GHz dostatečně přesná.

Použití všech typů dutinových rezonátorů je omezeno velikostí rezonančních dutin, které jsou srovnatelné s velikostí vlnové délky. V dolní části milimetrového pásma by rezonátory měly velikost jednotek milimetrů. Vyrobit tyto dutiny by bylo možné vyvrtáním např. do mědi nebo mosazi. Dosažení kolmé hrany na spodní straně vyvrtané díry je možné frézou, a vyhlazení stěn dutiny výstružníkem. Frézy i výstružníky se vyrábějí od průměru 2 mm ve velikostech rostoucích po 0,5 mm. Buzení rezonančních dutin je provedeno magnetickou smyčkou z koaxiálního kabelu. To by u nejmenších dutin o rozměrech jednotek mm mohlo být problematické a mohlo by to také mít vliv na přesnost měření. Nákladnost výroby dutinového rezonátoru je přijatelná a přesnost vysoká. Rezonátor je možné vyrobit pomocí dostupných technologií a k této metodě měření je k dispozici dostatek informačních materiálů z různých zdrojů. Z těchto důvodů k vlastnímu měření volíme tuto metodu.

2 MĚŘENÍ KOMPLEXNÍ PERMITIVITY POMOCÍ DUTINOVÝCH REZONÁTORŮ

Dutinové rezonátory jsou často používány jako mikrovlnné rezonanční obvody. Často jsou používány pro účely měření. Dutinový rezonátor je možné vytvořit z úseku vlnovodu ukončeného vodivými stěnami. Uvnitř rezonátoru existuje stojatá vlna. Ladit rezonanční frekvence dutiny lze posuvem „čelních“ stěn. Buzení může být provedeno štěrbinou při buzení z vlnovodu, nebo proudovou sondou a magnetickou smyčkou v případě buzení koaxiálním kabelem. Energie uvnitř rezonátoru je akumulována ve vzduchu, případně v jiném vloženém dielektrickém materiálu. Uvnitř rezonátoru existuje nekonečně mnoho různých vidů TE i TM. Dominantním videm válcové dutiny je vid TE_{111} , přesto se pro měření často používá rotačně symetrický vid TE_{011} , protože jeho činitel jakosti Q je vyšší než Q dominantního vidu. Další výhodou tohoto rotačně symetrického vidu je fakt, že čelo dutiny nemusí mít s válcovou stěnou vodivý kontakt a je tak možné snadno konstruovat přeladitelné rezonátory. Těto vlastnosti lze využít i pro odstranění vidů, které nejsou rotačně symetrické. Nejvyšších hodnot Q dosahuje vid TE_{011} při rovnosti délky a výšky dutiny. Mezi přednosti dutinových rezonátorů patří vysoká hodnota činitele jakosti.

Rezonanční frekvence jednotlivých vidů lze vypočítat dle [16] a [17] pomocí vzorce (1a) pro vidy TE a vzorce (1b) pro vidy TM:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi * \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} * \sqrt{\left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}, \quad (1a)$$

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi * \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} * \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}, \quad (1b)$$

kde: a je poloměr dutiny, d je výška dutiny a n, m, l jsou vidová čísla, p_{nm} a p'_{nm} jsou kořeny Besselových funkcí prvního druhu a jejich derivací.

U vidů TE_{nml} je možné, podle [18], jednotlivé složky elektrického a magnetického pole popsat následujícími vztahy:

$$E_r(r, \varphi, z) = \frac{j\omega\mu m}{k_c^2} * H_0 J_m(k_c r) \sin(m\varphi) \sin\left(\frac{p\pi}{l} z\right), \quad (2)$$

$$E_\varphi(r, \varphi, z) = \frac{j\omega\mu}{k_c} * H_0 J'_m(k_c r) \cos(m\varphi) \sin\left(\frac{p\pi}{l} z\right), \quad (3)$$

$$E_z(r, \varphi, z) = 0, \quad (4)$$

$$H_r(r, \varphi, z) = \frac{l}{k_c} \frac{p\pi}{l} H_0 J'_m(k_c r) \cos(m\varphi) \cos\left(\frac{p\pi}{l} z\right), \quad (5)$$

$$H_\varphi(r, \varphi, z) = \frac{-m}{k_c r} \frac{p\pi}{l} H_0 J_m(k_c r) \sin(m\varphi) \cos\left(\frac{p\pi}{l} z\right), \quad (6)$$

$$H_z(r, \varphi, z) = H_0 J_m(k_c r) \cos(m\varphi) \sin\left(\frac{p\pi}{l} z\right) . \quad (7)$$

Kde z je vzdálenost na ose z , l je výška dutin, φ je úhlová souřadnice, ω je úhlový kmitočet, $J_m()$ je Besselova funkce, $E_r, E_\varphi, H_r, H_\varphi$, jsou jednotlivá elektrická a magnetická pole.

Pro vid TE_{011} platí:

$$E_r(r, \varphi, z) = 0 \quad E_z(r, \varphi, z) = 0 \quad H_\varphi(r, \varphi, z) = 0 , \quad (8)$$

$$E_\varphi(r, \varphi, z) = \frac{j\omega\mu}{k_c} * H_0 J'_0(k_c r) \sin\left(\frac{\pi}{l} z\right) , \quad (9)$$

$$H_r(r, \varphi, z) = \frac{l}{k_c} \frac{\pi}{l} H_0 J'_0(k_c r) \cos\left(\frac{\pi}{l} z\right) , \quad (10)$$

$$H_z(r, \varphi, z) = H_0 J_0(k_c r) \sin\left(\frac{\pi}{l} z\right) . \quad (11)$$

Kde μ je permabilita.

Činitel jakosti Q lze podle [18] vypočítat:

$$Q = \frac{\omega_r W}{P_z} . \quad (12)$$

Kde P_z je střední hodnota energie ztracené v plášti s konečnou vodivostí a W je energie akumulovaná v rezonátoru a lze je vypočítat dle následujících vztahů:

$$W = \frac{\varepsilon}{2} \int_{z=0}^l \int_{\varphi=0}^{\pi} \int_0^a (|E_r|^2 + |E_\varphi|^2) r dr d\varphi dz , \quad (13)$$

$$P_z = \frac{\zeta_{vf}}{2} \left(\int_{(z=0)}^l \int_{(\varphi=0)}^{2\pi} [|H_\varphi|^2 + |H_z|^2]_{r=a} a d\varphi dz \right) + 2 \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{r=0}^a [|H_\varphi|^2 + |H_z|^2]_{z=0} r dr d\varphi , \quad (14)$$

Veličina ζ_{vf} popisuje závislost Q na kmitočtu.

Činitel jakosti prázdného válcového rezonátoru lze také vypočítat jednodušším vztahem dle [16]:

$$Q_0 = \frac{2}{\delta} * \frac{V}{S_p} , \quad (15)$$

kde δ je hloubka vniku vlny do vodivých stěn, V je objem dutiny a S_p je vnitřní povrch pláště dutiny. Hloubka vniku je dána:

$$\delta = \frac{2}{\omega_0 \mu_v \sigma_v} , \quad (16)$$

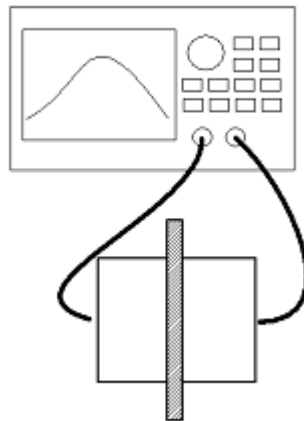
$\mu_v \sigma_v$ jsou permeabilita s specifická vodivost kovového pláště dutiny.

Pokud rezonanční dutina obsahuje dielektrický materiál, jehož ztrátový činitel je $\tan \delta \ll 1$, pak vlivem ztrát energie v dielektriku klesne činitel jakosti na Q_{0c}

$$\frac{1}{Q_{0c}} = \frac{1}{Q_0} - \tan \delta \quad . \quad (17)$$

2.1 Funkční princip měření komplexní permitivity pomocí dutinového rezonátoru

Měřicí systém obsahuje válcovou dutinu rozdělenou na symetrické poloviny. Tyto dvě části jsou upevněny v posuvném mechanismu zajišťujícím sevření měřeného vzorku, který se vkládá mezi obě poloviny. Měřený materiál je tvaru desky. Každá z obou polovin měřicí dutiny je připojena na jeden port vektorového analyzátoru. Viz. obr.11.



Obr. 11 Schéma měřicího systému

Vektorovým analyzátozem měříme S parametry. Z nich použijeme přenosovou charakteristiku rezonátoru – přenos S_{21} . Z přenosu odečteme rezonanční kmitočet vidu TE_{011} , 3 dB šířku pásma a parametr S_{21} na rezonančním kmitočtu.

Vložení vzorku do dutiny dojde k posunu rezonančního kmitočtu vidu TE_{011} směrem k nižším kmitočtům. Při každém měření, kdy předem neznáme komplexní permitivitu měřeného materiálu a neznáme ani rezonanční kmitočet vidu TE_{011} , nedokážeme identifikovat „vrchol“ v přenosové charakteristice který patří vidu TE_{011} . Z průběhu přenosové charakteristiky vid TE_{011} identifikovat nelze.

Polohu vid TE_{011} v kmitočtovém spektru nalezneme pomocí modelu rezonátoru vytvořeného v programu HFSS Ansoft, analýzou rozložení polí uvnitř rezonátoru na konkrétních rezonančních kmitočtech. Pokud známe materiál měřeného vzorku, lze polohu vidu TE_{011} odhadnout srovnáním s jinými výsledky měření. V případě měření materiálu s neznámou permitivitou nalezneme vid TE_{011} pomocí modelu, srovnáním rozložení elektromagnetických polí rezonančních frekvencí vidů nacházejících se pod rezonančním kmitočtem prázdné dutiny. Čím vyšší je permitivita měřeného materiálu, a čím větší je tloušťka měřeného vzorku, tím více poklesne rezonační frekvence vidu TE_{011} v dutině.

2.2 Extrakce materiálových konstant z měřených veličin

Komplexní permitivita je dána vztahem:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (18)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (19)$$

kde $\tan \delta$ je ztrátový činitel.

Nejprve vypočteme ε'_a , aproximovanou hodnotu reálné části komplexní permitivity ε' . ε'_a je vypočtena bez uvažování ohybu elektromagnetického pole v mezeře mezi polovinami dutiny (prostor vloženého vzorku) a vyzařování (únik) energie touto mezerou. Dutina bez uvažování tohoto jevu zobrazena na obr. 13 a dutina s uvažováním vyzařování energie vzorkem je na obr. 12. Korekce tohoto jevu je vypočtena podle korekčních křivek uvedených v [11] na str. 752. Korekční koeficient závisí na tloušťce vzorku i aproximované hodnotě permitivity.

K výpočtu aproximované reálné části komplexní permitivity (ε'_a) a $\tan \delta_a$ je využit skript v programu Matlab. Vstupní parametry pro výpočet ε'_a , $\tan \delta$ jsou rezonanční kmitočet f_0 , šířka pásma pro pokles o 3 dB f_{BW} , přenos S_{21} , polovina výšky dutiny M , poloměr dutiny R , a kořen derivace Besselovy funkce $p'_{nm} = 3,83173$.

Vztah pro výpočet ε'_a je odvozen ze spojitosti podmínek pole E_θ a H_r na hranici mezi regiony 1 a 2 (na hranici vzduchu a měřeného vzorku uvnitř dutiny, viz. kapitola 3. obr. 13), pomocí fázových konstant β_1 a β_2 :

$$\beta_1 = k_0^2 \varepsilon'_a - k_r^2, \quad (20)$$

$$\beta_2 = k_0^2 - k_r^2, \quad (21)$$

kde k_0 je vlnové číslo. Spojistost podmínek je popsána vztahem:

$$\beta_1 \tan(\beta_1 M) = \beta_2 \cot(\beta_2 M), \quad (22)$$

Sečtením β_1 a β_2 dostaneme:

$$\varepsilon'_a = \frac{\beta_1^2 - \beta_2^2}{k_0^2} + 1, \quad (23)$$

$$\varepsilon'_a = \left(\frac{c}{2\pi f_0}\right)^2 (\beta_1^2 - \beta_2^2) + 1,$$

dosazením $X = \beta_1 \frac{t}{2}$ a $Y = \beta_2 M$ dostaneme:

$$\varepsilon'_a = \left(\frac{c}{\pi t f_0}\right)^2 * (X^2 - Y^2 * \left(\frac{t}{2M}\right)^2) + 1, \quad (24)$$

kde t je tloušťka měřeného vzorku a M je poloviční výška dutiny, c je rychlost světla. X a Y vypočteme dle:

$$X \tan X = \frac{t}{2M} * (Y \cot Y) \quad , \quad (25)$$

$$Y = M * \sqrt{(k_0^2 - k_r^2)} \quad , \quad (26)$$

kde $k_0 = \frac{2\pi f_0}{c} \quad , \quad (27)$

a $k_r = \frac{P'_{nm}}{R} \quad . \quad (28)$

Vztah (25) je řešen iterací.

Korekce ε' je vypočtena podle vztahů:

$$\varepsilon' = \varepsilon'_a \left(1 - \frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'_a}\right) \quad . \quad (29)$$

Korekční člen je odečten z diagramů uvedených v [11] na str. 752.

$\tan \delta_a$ je aproximovaná hodnota ztrátového činitele bez uvažování ohybu elektromagnetického pole v mezeře mezi polovinami dutiny. Je dána vztahem (30).

$$\tan \delta_a = \frac{A}{Q_u} - R_s * B \quad (30)$$

Ztrátový činitel uvažující ohybu elektromagnetického pole v mezeře mezi polovinami dutiny je upraven korekcí dle vztahu (31).

$$\tan \delta_a = \frac{A}{Q_u} * \left(1 + \frac{\Delta A}{A}\right) - R_s * \left(1 + \frac{\Delta B}{B}\right) \quad (31)$$

Korekční členy jsou odečteny z diagramů uvedených v [11] na str. 752.

Konstanty A a B jsou vypočítány dle následujících vztahů (32) a (33):

$$A = 1 + \frac{W_2^e}{W_1^e} \quad , \quad (32)$$

$$B = \frac{P_{cyl} + P_{cy2} + P_{end}}{\omega R_s W_1^e} \quad . \quad (33)$$

Kde W_1^e a W_2^e jsou energie elektrických polí obsažené v regionu 1 a 2 rezonanční dutiny dle obr. 13. (a) a (b). P_{cyl} P_{cy2} P_{end} jsou ztráty ve vodivých stěnách regionu 1, 2 a koncových stěnách dutiny.

W_1^e , W_2^e , P_{cyl} , P_{cy2} , P_{end} je dáno:

$$W_1^e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon'_a}{2} \int_0^R \int_0^{2\pi} \int_0^{t/2} |E_{\theta l}|^2 r dr d\theta = \frac{\pi}{8} \varepsilon_0 \varepsilon'_a \mu_0^2 \omega^2 j'_{01}{}^2 J_0^2(P'_{nm}) t \left(1 + \frac{\sin 2X}{2X}\right) \quad , (34)$$

$$W_2^e = \frac{\varepsilon_0}{2} \int_0^R \int_0^{2\pi} \int_0^{t/2} |E_{\theta 2}|^2 r dr d\theta dz$$

$$W_2^e = \frac{\pi}{4} \varepsilon_0 \mu_0^2 \omega^2 j'^2_{01} J_0^2(p'_{nm}) M \left(1 - \frac{\sin 2Y}{2Y}\right) \left(\frac{\cos^2 X}{\sin^2 Y}\right) , \quad (35)$$

$$P_{cyl} = \frac{R_s}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{t/2} |H_{z1}(r=R)|^2 R d\theta dz = \frac{\pi}{4} R_s J_0^2(j'_{01}) t R k_r^4 \left(1 + \frac{\sin 2X}{2X}\right) , \quad (36)$$

$$P_{cyl2} = \frac{R_s}{2} \int_0^{2\pi} \int_{t/2}^{t/2+M} |H_{z2}(r=R)|^2 R d\theta dz$$

$$P_{cyl2} = \frac{\pi}{2} R_s J_0^2(p'_{nm}) M R k_r^4 \left(1 - \frac{\sin 2Y}{2Y}\right) \left(\frac{\cos^2 X}{\sin^2 Y}\right) , \quad (37)$$

$$P_{end} = \int_0^R \int_0^{2\pi} |H_{r2}(z=t/2+M)|^2 r dr d\theta dz$$

$$P_{end} = \frac{R_s}{2} R_s j'^2_{01} J_0^2(p'_{nm}) \left(\frac{Y}{M}\right)^2 \frac{\cos^2 X}{\sin^2 X} , \quad (38)$$

kde R_s je povrchový vysokofrekvenční odpor vnitřního pláště dutiny:

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f_0 \mu}{\sigma}} [1/S] , \quad (39)$$

kde $\sigma = \sigma_0 * \sigma_r [S/m]$, (40)

μ a σ jsou permeabilita a vodivost materiálu dutiny. σ_0 je vodivost materiálu použitého na výrobu dutiny a σ_r je relativní vodivost, která je dána vztahem:

$$\sigma_r = \frac{4\pi f_1 Q_{uc}^2 \left(p'^2_{nm} + 2\pi^2 \left(\frac{D}{2H}\right)^3\right)}{\sigma_0 \mu_0 c^2 \left(p'^2_{nm} + \left(\frac{\pi D}{2H}\right)^3\right)} . \quad (41)$$

Q_{uc} je činitel jakosti prázdné dutiny vztažený k hodnotě S_{21} na rezonančním kmitočtu. D je průměr dutiny a H je výška dutiny. Vztahy pro výpočet komplexní permitivity a $\tan \delta$ jsou převzaty z článku [11] a [10]. Těchto vztahů využívá algoritmus použitý k výpočtu složek komplexní permitivity uvedený v příloze [1]. Vstupními parametry výpočtu jsou také rozměry dutiny, její výška a průměr. Přesnou výšku a průměr dutiny zjistíme výpočtem podle následujících vztahů:

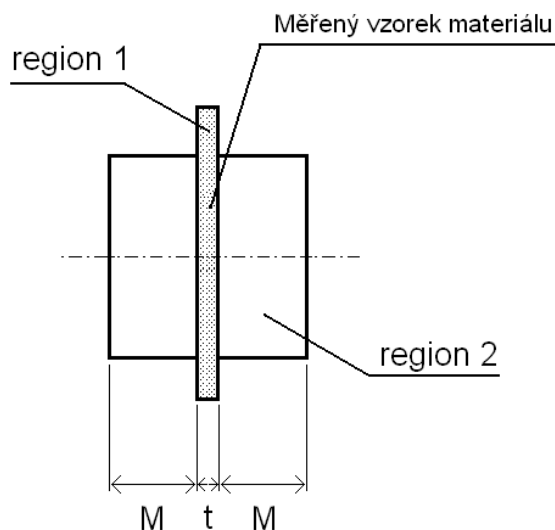
$$D = \frac{c p'_{nm}}{\pi} \sqrt{\frac{3}{4f_1^2 - f_2^2}} , \quad (42)$$

$$H = \frac{c}{2} \sqrt{\frac{3}{4f_1^2 - f_2^2}} , \quad (43)$$

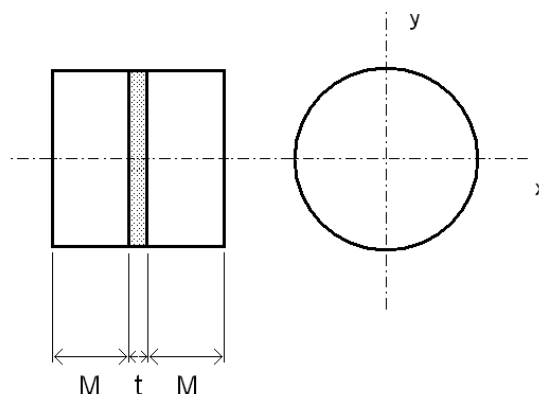
kde f_1 je rezonanční kmitočet vidu TE_{011} a f_2 je rezonanční kmitočet vidu TE_{012} . Oba tyto rezonanční kmitočty patří prázdné dutině bez vložených teflonových kroužků. Rozměry dutiny jsou počítány z rezonančních kmitočtů vidů v dutině bez PTFE kroužků. Protože tyto kroužky způsobují posuny rezonančních kmitočtů. Více o teflonových kroužcích v kapitole 3.2.3.

3 NÁVRH REZONÁTORU

Dutina se skládá ze dvou identických polovin. Je vysoustružena z mosazné kulatiny. Dutina bude vyrobena z mosazi, protože se mosaz snazšímu opracování. „Čela“ se k tělesu dutiny připevní šrouby. Ve víčku jsou vyvrtány otvory pro vstup konektorů. Místo nebo způsob buzení lze měnit pouze změnou víčka s koaxiálním konektorem. Měřený vzorek materiálu je vložen mezi obě poloviny. Tím je umožněno nedestruktivní vkládání vzorku (obr. 11). Dutina je rozdělena na dva regiony, 1 a 2, (obr. 12). Rezonátor není vyroben z kruhového vlnovodu, kvůli jejich vysokým pořizovacím cenám. Spojení obou polovin dutiny bude provedeno čtyřmi šrouby umístěnými po obvodu dutiny, vzájemně posunutými o 90° vzhledem ke středu dutiny. Toto je nejlevnější a nejjednodušší způsob spojení dutiny.



Obr. 12 Dutina s vyčnívajícím vzorkem



Obr. 13 Dutina bez přesahu vzorku

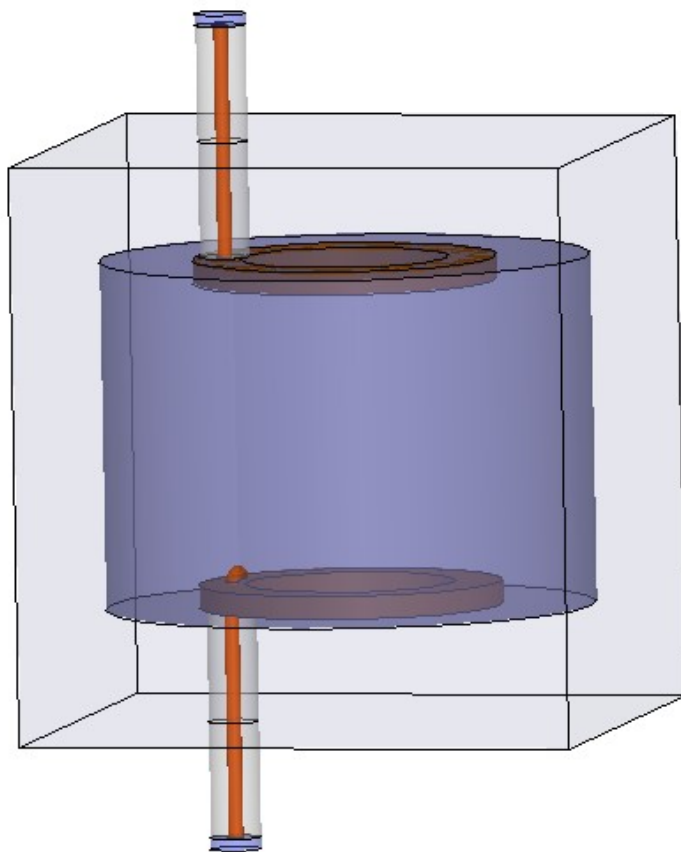
3.1 Stanovení rozměrů dutin

Rezonátor je navržen pro práci s videm TE_{011} na kmitočtu 10 GHz. Rezonanční dutina má výšku 30 mm a průměr 42 mm. Rozměry dutiny byly vypočítány podle znalosti rozměrů rezonanční dutiny použité v [11], která je navržena na kmitočet 12 GHz. Rozměry této dutiny byly vynásobeny koeficientem 1,2, což je poměr kmitočtů 12 a 10 GHz. Rozměry 25 GHz dutiny byly získány vynásobením rozměrů 10 GHz dutiny koeficientem 2,5 (poměr kmitočtů 25 a 10 GHz). Poměr výšky a průměru dutiny zůstal vždy stejný. Výkres dutiny určené pro práci s kmitočtem 10 GHz je v příloze 3 a dutiny určené pro práci s kmitočtem 25 GHz je v příloze 4. Dutina určená pro měření na kmitočtu 25 GHz nebude realizována.

3.2 Model rezonátoru

Chování rezonátoru bylo simulováno v programu HFSS Ansoft. Model byl simulován nejprve bez budících prvků. Takto byly zjištěny rezonanční kmitočty vidů v prázdné dutině a rozložení elektromagnetických polí jednotlivých vidů. K rozpoznání rezonančních kmitočtů vidů a rozložení elektrického pole v dutině byl použit řešič Eigenmode.

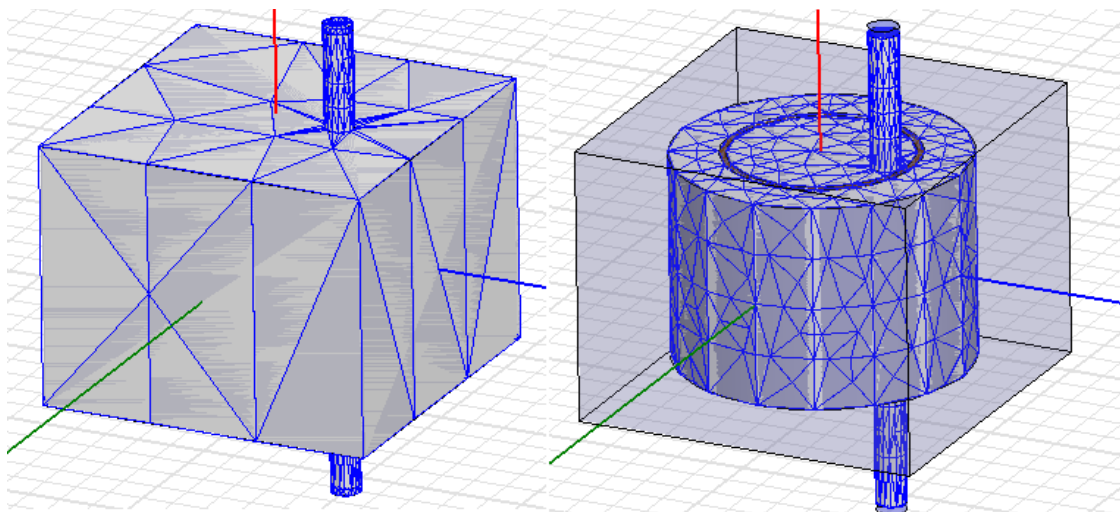
Model rezonátoru je na obr. 14. Stěny modelu rezonátoru jsou modelovány z mosazi. Dutina je vyplněna vzduchem. Uvnitř dutiny jsou umístěny teflonové kroužky. Jejich účel je popsán v kapitole 3.3.3. Buzení dutiny je popsáno v kapitole 3.2.2.



Obr. 14 Rezonátor s buzením

3.2.1 Princip simulace

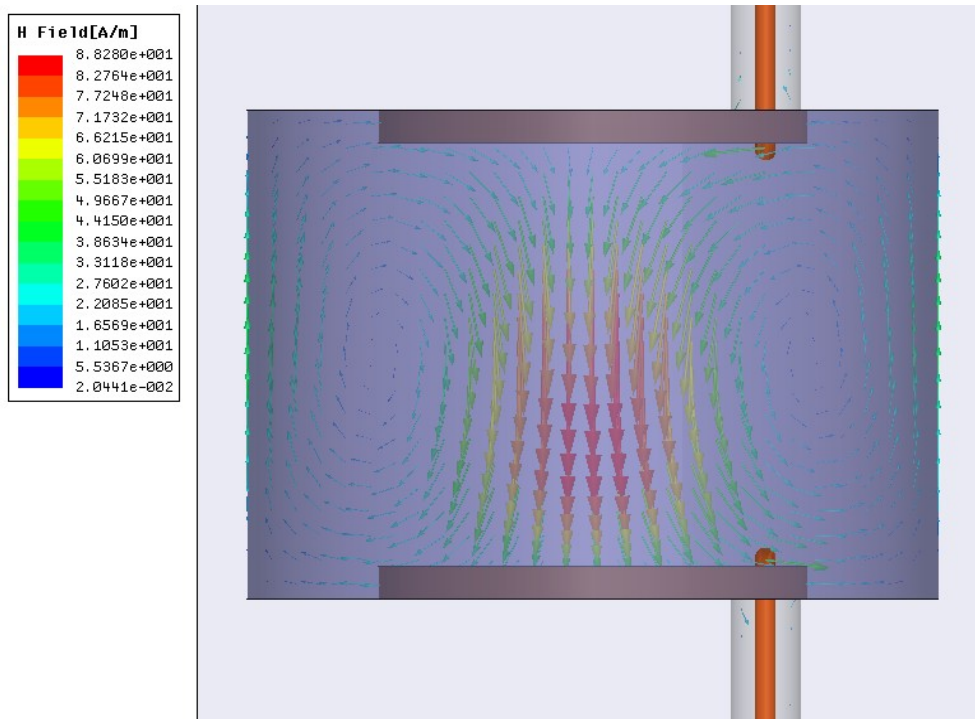
Program HFSS používá k výpočtům hodnot el. mag. polí metodu konečných prvků. Spojitý prostor navrženého modelu je diskretizován, rozdělen na velký (konečný) počet malých čtyřstěnnů. Je vytvořena síť, tzv. mesh, viz. obr. 15. Hodnoty funkcí popisujících elektrická a magnetická pole jsou vypočteny v uzlových bodech sítě diskretizovaného prostoru, řešením parciálních diferenciálních rovnic.



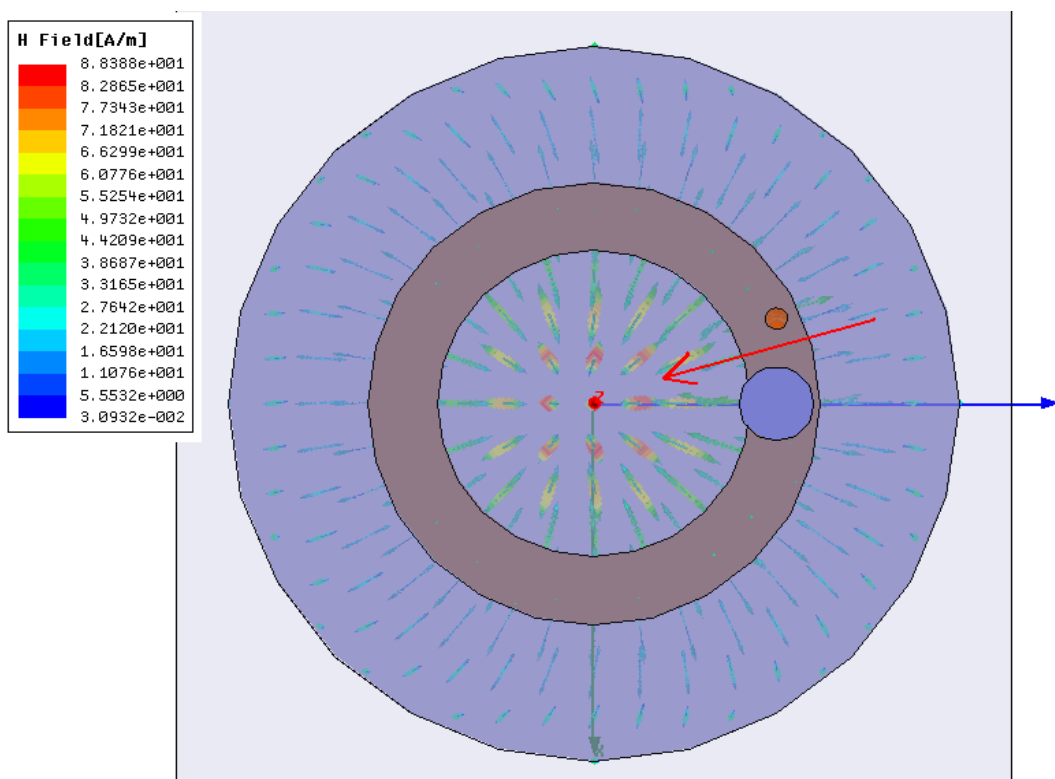
Obr 15. Mesh

3.2.2 Buzení válcového rezonátoru

Buzení je zvoleno tak, aby umožnilo vybudění vidu TE_{011} . Buzení je provedeno magnetickou smyčkou v místě nejvyšší intenzity pole H na čelní stěně dutiny. Umístění budící magnetické smyčky je na obr. 16 a 17, kde čarami jsou zobrazeny vektory intenzity magnetických polí. Na obr. 17 je červenou šipkou naznačen vektor magnetického pole indukovaného budící smyčkou. Budící smyčka je na obr. 18. Model koaxiálního vedení byl vytvořen podle rozměrů skutečného koaxiálního kabelu. Dielektrikum modelovaného koaxiálního kabelu je teflon. Buzení koaxiálního kabelu je provedeno vlnovým portem kolmým k ose kabelu.



Obr. 16 Umístění magnetické smyčky (zobrazeny vektory intenzity pole H_x)



Obr. 17 Vektory intenzity pole H na „čele“ dutiny



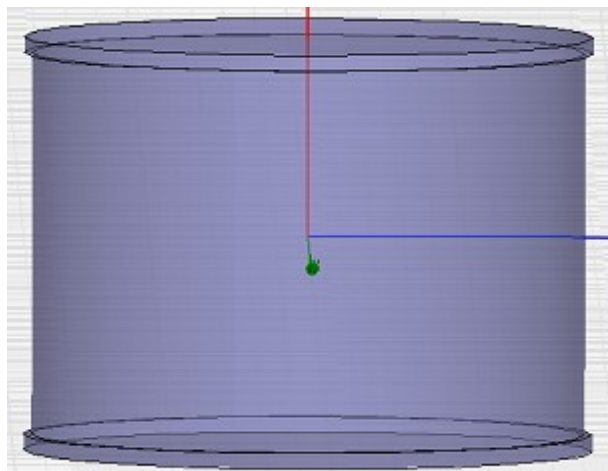
Obr. 18 Magnetická smyčka

Simulací bylo zjištěno, že po vložení budících prvků do dutiny dojde ke změně rezonančních frekvencí vidů. Vidy TE_{011} a TM_{111} potom rezonují na odlišných, ale velmi blízkých frekvencích.

3.3 Výsledky simulace

Elektromagnetické pole uvnitř dutiny rezonuje na nekonečně mnoha rezonančních kmitočtech. Vybrané vidy byly identifikovány v režimu Eigenmode a jsou uvedeny v tab. 1. Model rezonátoru funguje ve shodě s teoretickými předpoklady. Způsob buzení popsany kapitole 3.2.2.2 je dostatečně efektivní, a je pro vybuzení vidu TE_{011} vhodný.

Rezonátor je možné doplnit tenkými drážkami na obvodu obou konců válcové plochy (obr. 19). Tím dojde k potlačení některých nežádoucích vidů. Na rotačně symetrické vidy tyto drážky nemají vliv. Tento jev byl při simulaci ověřen a dále se jím zabývat nebudeme.



Obr. 19 Dutina s drážkami

Simulací byly získány informace o rozložení elektrického a magnetického pole v dutině. Na základě kterých byl identifikován vid TE_{011} . Více v kapitole 3.3.1.

3.3.1 Identifikace vidů

Identifikace vidů byla provedena podle [16], [17] [18]. K měření bude využit vid TE_{011} . Rezonanční kmitočty vidů lze vypočítat podle [16] a [17] pomocí vzorce (1a) pro vidy TE a vzorce (1b) pro vidy TM.

Identifikovat vidy lze i podle grafu z [18] (str. 142 obr. 9.9 v [18]), ve kterém jsou zobrazeny závislosti rezonančních kmitočtů vidů na rozměrech dutiny. Z tohoto grafu je zřejmé, že vidy TE_{011} a TM_{111} rezonují na stejném, nebo velmi blízkém kmitočtu. Toto zjištění bylo ověřeno výpočtem rezonančních kmitočtů dle vzorců (1a) a (1b). Vypočítané rezonanční kmitočty vidů TE_{011} a TM_{111} jsou v tab. 1., ze které je zřejmé, že vidy TE_{011} a TM_{111} mají stejný rezonanční kmitočet a jde o degenerované vidy.

Tab. 1 Rezonanční kmitočty vidů, vypočteno pomocí vztahů (1a, 1b).

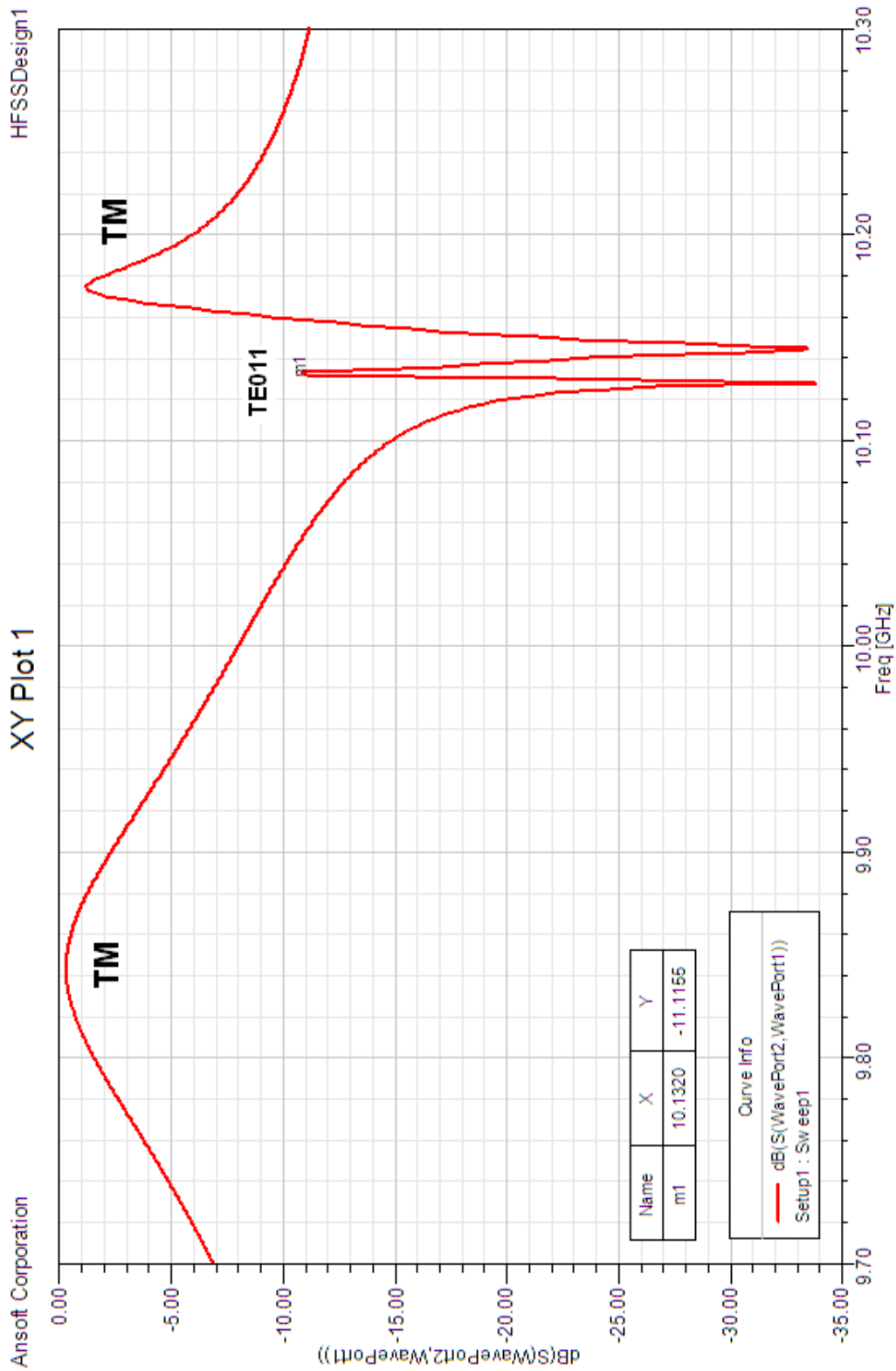
vid	Frekvence [Ghz]
TE_{111}	6,5145
TM_{011}	7,4023
TE_{211}	8,5483
TE_{011}	10,0357
TM_{111}	10,0357
TE_{112}	10,8303
TM_{012}	11,3864

V dutině buzené magnetickou smyčkou dochází k posunu rezonančních kmitočtů vidů TE_{011} i vidů TM. Kmitočtová charakteristika dutiny buzené proudovou smyčkou je na obr. 21 (bez PTFE kroužků). Rezonanční kmitočty vidů v obr. 21 se liší od rez. kmitočtů uvedených v tab. 1. Tato odchylka je způsobena vložením budících prvků do dutiny. Vypočítat tuto závislost nelze v režimu Eigen mode, tato závislost byla vypočtena u modelu dutiny buzené koaxiálním kabelem v režimu Driven Modal.

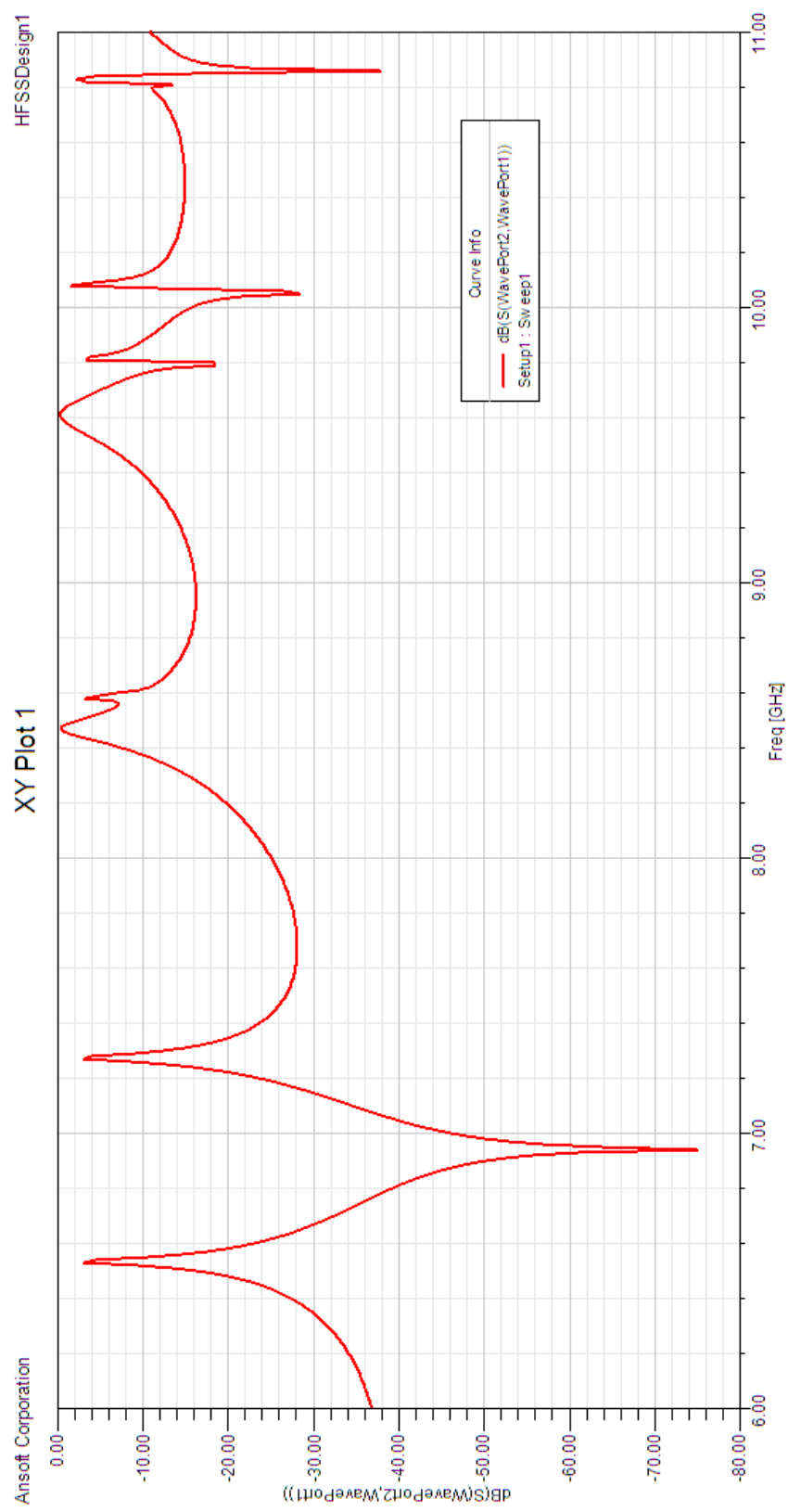
Vid TE_{011} v dutině obsahující budící prvky byl identifikován srovnáním jeho magnetického a elektrického pole s el. mag. polem dutiny bez budících prvků u které jsme identifikovali vid TE_{011} pomocí výpočtu dle rozměrů dutiny podle grafu v [18] (str. 142 obr. 9.9).

Vid TM_{111} byl identifikován na základě faktu, že na daném kmitočtu rezonují vidy TE_{011} a TM_{111} . Dle frekvenční charakteristiky na obr. 20 se v těsné blízkosti rezonanční frekvence vidu TE_{011} vyskytují dva vidy. Prostudováním rozložení el. mag. polí bylo zjištěno, že vid rezonující na kmitočtu 9,85 GHz má rozložení el. mag. pole odlišné od vidu TE_{011} . Protože na tomto vidu rezonují dle výpočtů pouze dva vidy, jedná se patrně o vid TM_{111} . Třetí vid, který se nepodařilo identifikovat, má el. mag. pole typově stejné jako vid identifikovaný jako TM_{111} , ale jeho pole jsou prostorově deformovaná. Jedná se nejspíše o některý vid TM_{mnl} . Znalost přesného označení tohoto vidu není pro další práci důležitá.

Na obr. 21 je průběh přenosu S_{21} modelu dutiny s PTFE kroužky.



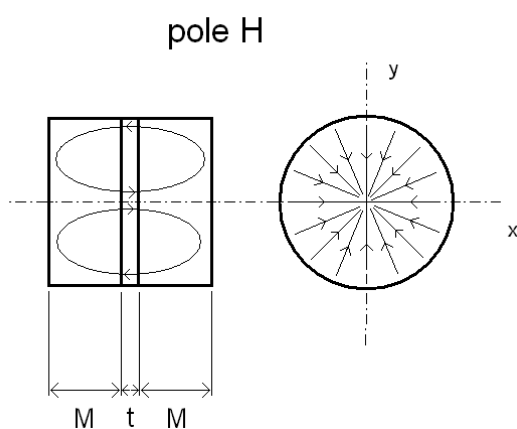
Obr. 20 Průběh S_{21} v závislosti na frekvenci (dutina bez PTFE kroužků)



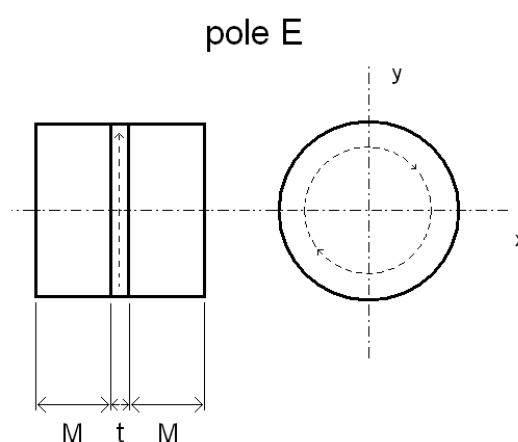
Obr. 21 Průběh S_{21} v závislosti na frekvenci, 6 – 12 GHz

3.3.2 Pole uvnitř dutiny

Rozložení elektrických a magnetických polí E a H je na obr. 22 až 28. Rozložení elektromagnetických polí v dutině s budícími prvky se liší minimálně od el. mag. polí dutiny bez buzení. Simulací v programu HFSS bylo ověřeno, že různé způsoby buzení (proudovou smyčkou, napěťovou sondou a jiné, společně s různou velikostí budících prvků), způsobují různé deformace el. mag. polí, změnu S_{21} a malý posun rezonančních frekvencí. Simulací v programu Ansoft HFSS byly ověřeny informace o rozložení elektromagnetického pole uvnitř dutiny získané z článku [11].



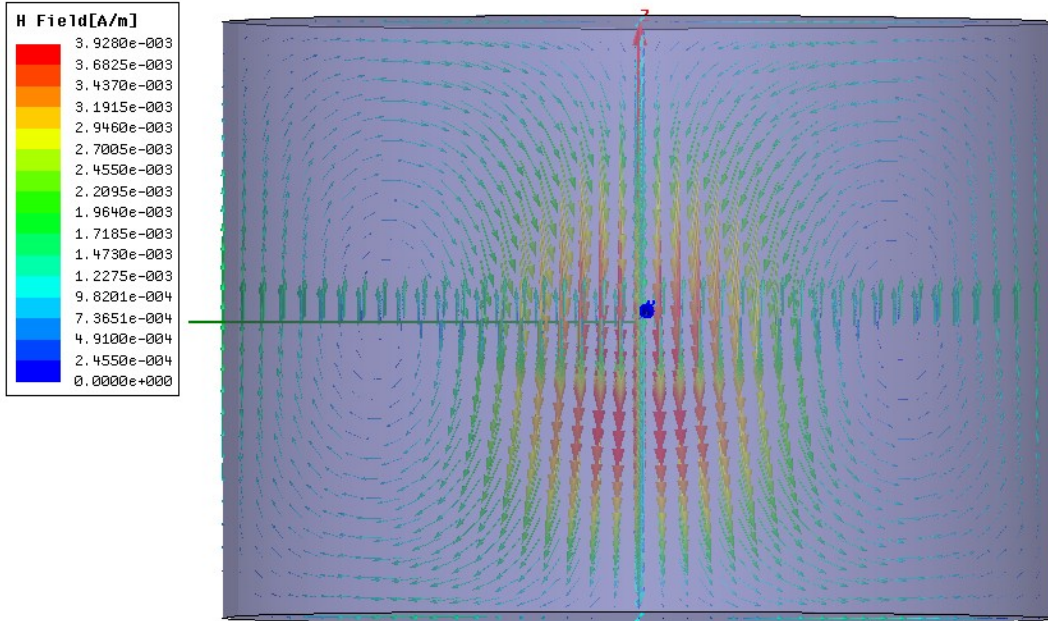
Obr. 22 Pole H v dutině



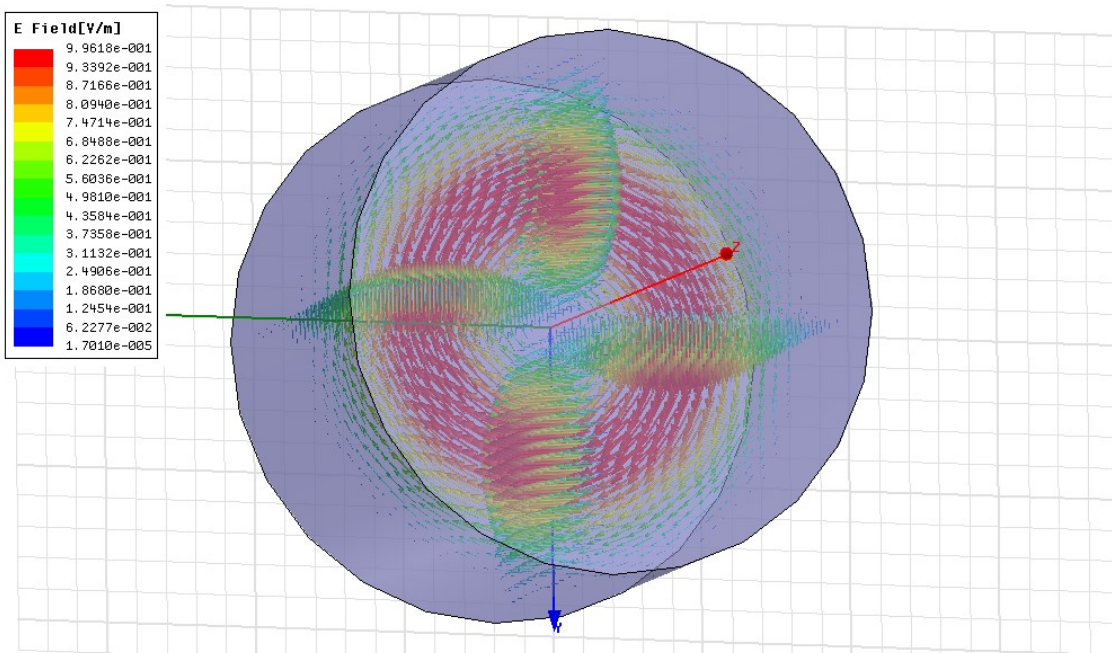
Obr. 23 Pole E v dutině

3.3.2.1 Dutina bez budících prvků

Nalezený vid TE_{011} v dutině bez buzení má na kmitočtu 10,035 GHz stejné rozložení el. mag. pole jaké je pro tento vid uvedeno v [11]. Pole H_x dutiny bez budících prvků je zobrazeno na obr. 24 pomocí vektorů intenzit mag. pole. Pole E_x , E_y , E_z je zobrazeno na obr. 25 pomocí vektorů intenzit elektrického pole. Maxima elektrických i magnetických polí jsou v místě uložení měřeného vzorku. Všechna pole jsou symetrická.



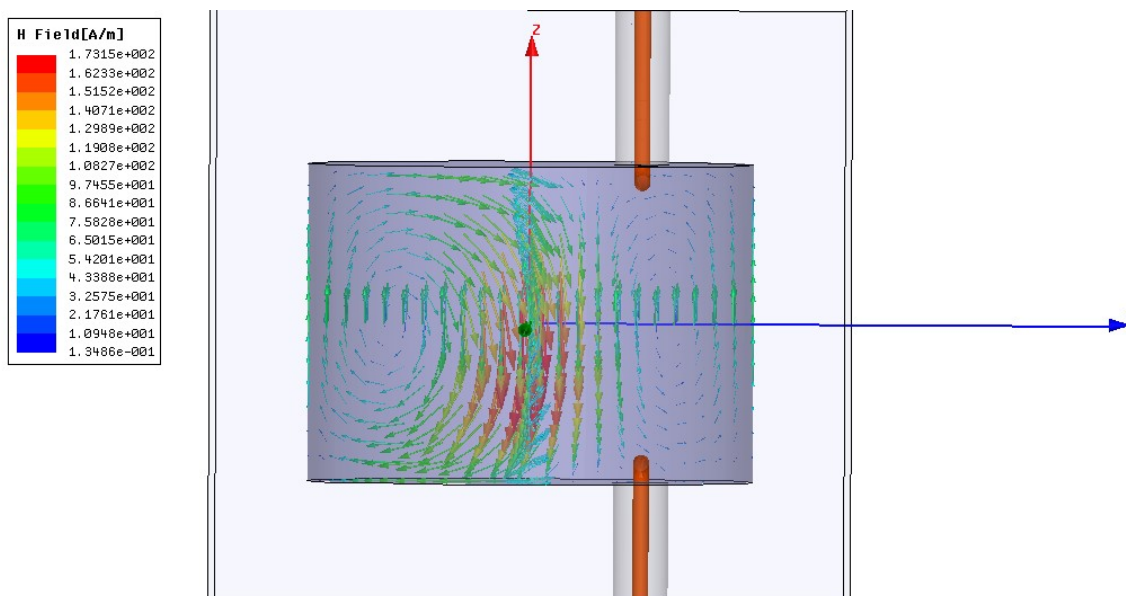
Obr. 24 Vektory intenzity magnetického pole, složka H_x



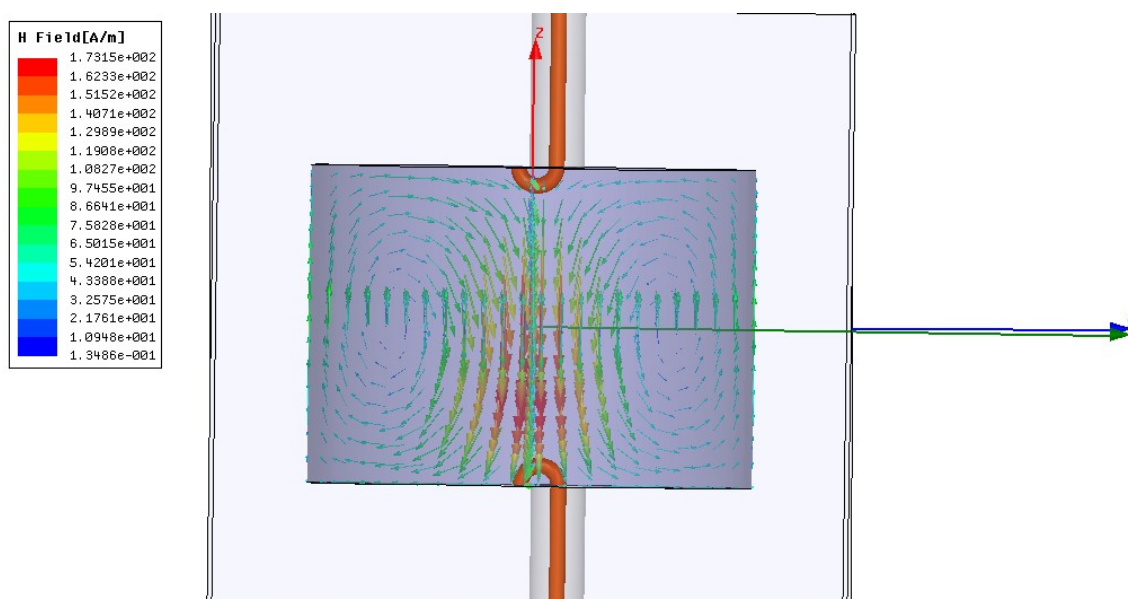
Obr. 25 Vektory intenzity elektrického pole, složky E_x , E_y , E_z

3.3.2.2 Dutina obsahující budící prvky

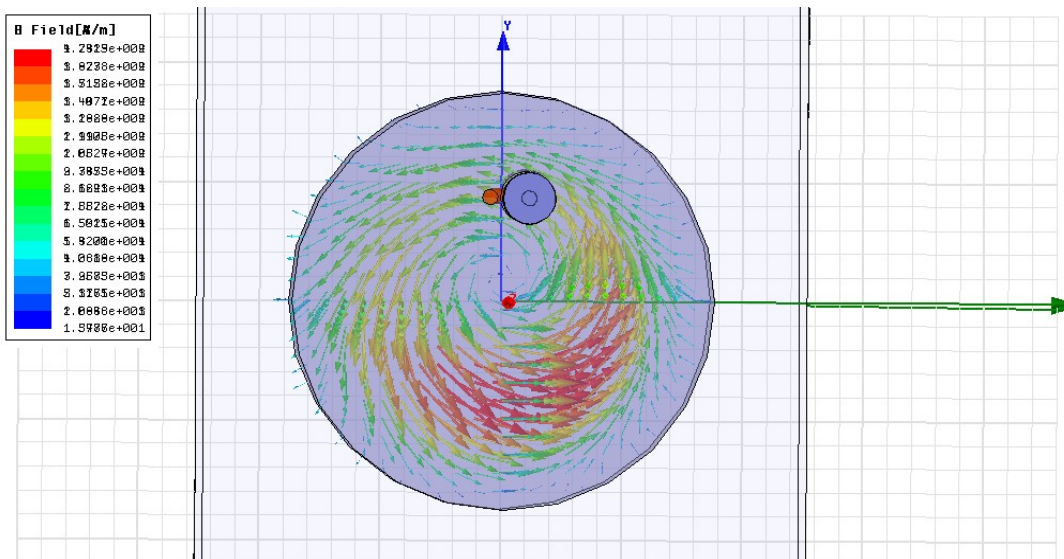
Elektrické a magnetické pole v dutině s budícími prvky jsou na obr. 26 až 28. Pole jsou zobrazena prostřednictvím vektorů intenzity. Na obr. 26 je budící prvek natočen tak, že není zřejmé, že jde o magnetickou smyčku. Na všech třech obrázcích je vidět mírná deformace polí způsobená vložením budícího prvku do dutiny a narušením symetrie polí rezonanční dutiny. Dojde i k mírnému posunu rezonančního kmitočtu z 10,035 GHz na 10,1340. Z obr. 27 je patrné, že vzhledem ke směru působení budící proudové smyčky, je pole H symetrické.



Obr. 26 Vektory intenzity pole H_x v dutině s magnetickou smyčkou (boční pohled na smyčku)



Obr. 27 Vektory intenzity pole H_y v dutině s magnetickou smyčkou



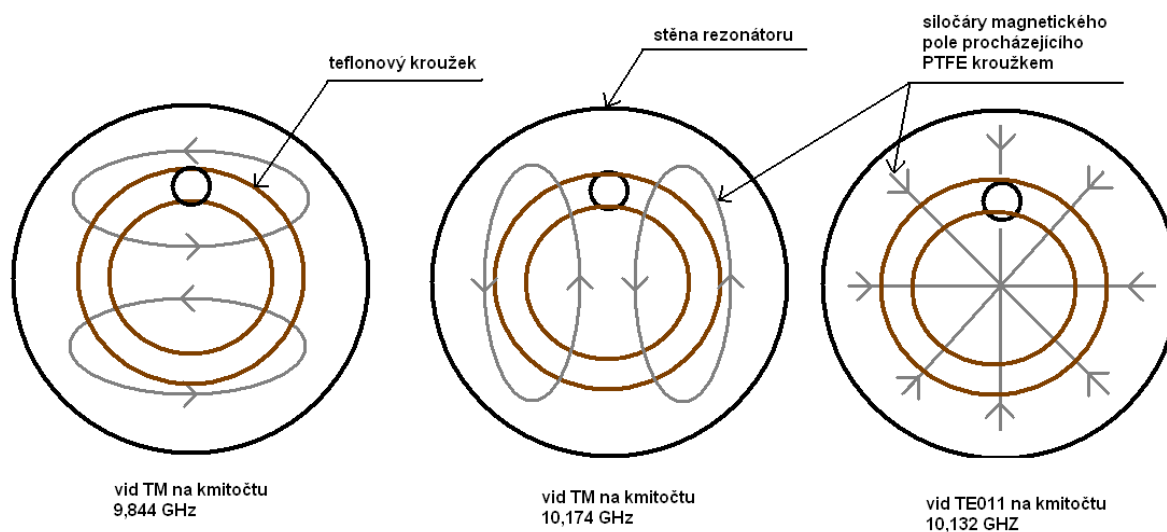
Obr. 28 Vektory intenzity pole E_z v dutině s magnetickou smyčkou

3.3.3 Potlačení nežádoucích vidů

Teflonové kroužky umístěné na čelní stěny dutiny slouží k potlačení nežádoucích vidů TM, které rezonují na kmitočtech blízkých rezonančnímu kmitočtu vidu TE_{011} . V tomto případě degenerovaný TM_{111} a neidentifikovaný vid TM v blízkosti TE_{011} . Protože tyto vidy zasahují svými postranními pásmy i na rezonanční kmitočty vidu TE_{011} , je jimi zkreslen i průběh tohoto vidu. Tento jev výrazně ovlivňuje měřené hodnoty S_{-21} parametru a měření 3 dB šířky pásma f_{BW} . Z obr. 29 je patrné, že siločáry magnetických polí vidů TM působí ve dvou místech vzájemně pootočených o 180° opačným směrem než siločáry vidu TE_{011} . Takto je narušena symetrie polí vidů TM, které se pak méně vybudí. Pro dosažení co nejlepších výsledků měření je nutné vidy TM maximálně potlačit.

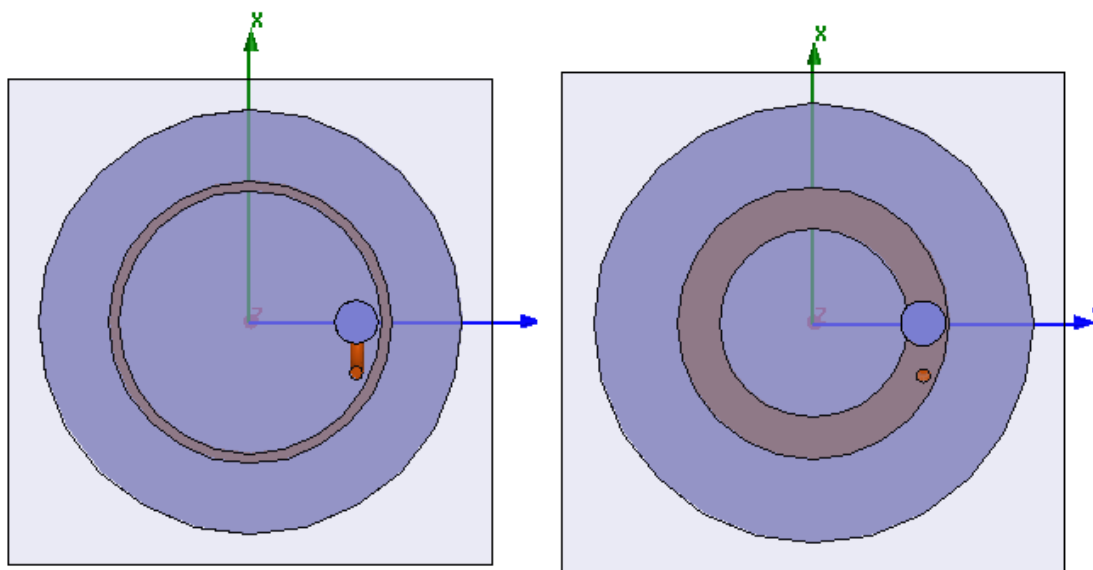
3.3.3.1 Konstrukce kroužků

Kroužky tlumí magnetické pole, které jimi prochází. A jsou umístěny tak, aby siločáry magnetického pole nežádoucích vidů TM procházely teflonem v co nejdělsí trase. Siločáry magnetického pole vidu TE_{011} prochází kroužkem kolmo, v nejkratší možné trase. Viz obr. 28..



Obr. 29 Pole H v místě PTFE kroužků

Byly navrženy, modelovány a vyrobeny dva typy teflonových kroužků. Tyto jsou zobrazeny na obr. 30, 34 a 35.



Obr. 30 Navržené kroužky

Byly srovnány vlastnosti dutiny bez teflonových kroužků, s tenkými kroužky nezasahujícími do budící smyčky (obr. 30 vlevo) dále jen „kroužek A“, s kroužky obklopujícími budící smyčku (obr. 30 vpravo) dále jen „kroužek B“. Bylo zjištěno, že vložení kroužků dojde k posunu rezonanční frekvence vidů a především k výrazné změně S_{21} parametru.

V dutině bez kroužků nejsou vidy TM tlumeny a mají výrazný negativní vliv na vid TE_{011} .

Konstrukce kroužku A není vhodná. Tento kroužek nemá dostatečně negativní vliv na vidy TM a vid TE_{011} je jimi výrazně negativně ovlivněn. Způsobeno je to patrně tím, že teflon neobklopuje budící smyčku ze všech stran tak jako kroužek B. A také tím, že kroužek B má větší rozměry. Rozměry PTFE kroužků jsou v tab. 2.

Tab. 2 Rozměry PTFE kroužků

	Kroužek A	Kroužek B
Vnější průměr [mm]	14	13
Vnitřní průměr [mm]	13	9
výška [mm]	1	2

Vložením kroužků B se rezonanční kmitočet posune o 50,5 MHz a přenos S_{21} se zvýší přibližně o 9 dB. Změní se také rozložení el. mag. polí v dutině oproti dutině bez teflonových kroužků. Elektrické i magnetické pole vidu TE_{011} je více symetrické v ose x, y i ose z a je potlačen negativní vliv budících prvků vložených do dutiny na symetrii el. mag. pole. Toto je zřejmé srovnáním mag. polí s PTFE kroužků (obr. 16 a 17) a obrázků el. mag. polí bez PTFE kroužků (obr. 26 až 28).

V tabulce 3 jsou srovnány vlastnosti modelů s teflonovými kroužky a bez nich.

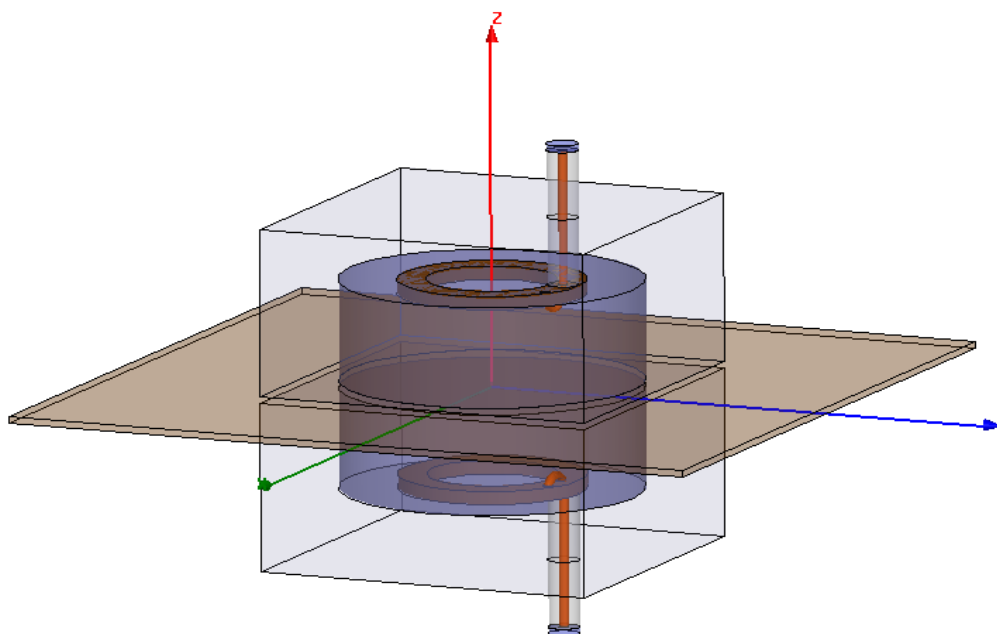
Tab. 3 Vliv PTFE kroužků

	bez kroužků	S kroužkem A	S kroužkem B
f_o [GHz]	10,1325	10,1100	10,0820
S_{21} [dB]	-10,3618	-7,1037	-1,1474
f_{BW} [MHz]	2,7180	4,7570	13,4875
Q_{uc} [-]	5351,0000	3804,5500	6040,0000

Vliv teflonových kroužků byl ověřen na realizované dutině a je popsán v kapitole 4.1.1.

3.3.4 Dutina s vloženým vzorkem

Model dutiny s vloženým vzorkem byl vytvořen z modelu uvedeného v kapitole 3.1 rozdělením na dvě poloviny, viz obr. 30. U tohoto modelu se vyskytují vidy rezonující na vlnových délkách rovných násobkům délky vzorku. Tyto vidy lze posunout mimo zájmové kmitočtové pásmo měřením vzorků o rozměrech větších, než je průměr dutiny. Vložením měřeného vzorku o tloušťce t se změní výška dutiny a tím i rezonanční kmitočty vidů. V algoritmu použitém pro výpočet materiálových konstant je tato změna výšky dutiny zahrnuta a touto metodou lze měřit materiály různých tlouštěk. Pro dosažení co nejvyšší přesnosti metody je vhodné použít měřené vzorky s co nejmenší tloušťkou.



Obr. 30 Rezonátor se vzorkem

3.3.5 Vliv velikosti budící smyčky

Vliv velikosti poloměru budící smyčky na míru vybuzení vidu TE_{011} byl ověřen simulací a výsledky jsou shrnuty v tab. 4. K simulacím uvedeným v kapitolách 3.3.5. až 3.3.10. byly použity modely rezonanční dutiny s dokonale vodivými stěnami (PEC) a bez teflonových kroužků, aby výsledky popisovaly pouze úbytky energie způsobené simulovanými jevy.

Tab. 4 Vliv velikosti budící smyčky

poloměr smyčky [mm]	1	1,25	1,5	1,75	2
S21 [dB]	-0,1048	-0,0999	-0,0953	-0,1069	-0,1006
	2,25	2,5	2,75	3	3,25
	-0,0917	-0,1076	-0,1169	-0,0995	-0,0939
	3,5	3,75	4	5	6
	-0,101	-0,0946	-0,1031	-0,0887	-0,4566

Poloměr smyčky nemá výrazný vliv na vybuzení vidu TE_{011} pokud smyčka nezabírá velkou plochu vzhledem k velikosti dutiny. Z výsledků simulace je zřejmé že poloměr smyčky použité v realizované dutině je vhodný.

3.3.6 Vliv průměru vodiče budící smyčky

Vliv průměru vodiče budící smyčky na míru vybuzení vidu TE_{011} byl ověřen simulací a výsledky jsou shrnuty v tab. 5. Z výsledku simulace vyplývá, že vodič z kabelu CYKY 3x1,5 mm použitý k výrobě budící smyčky je vhodný a použití jiného průměru by nepřineslo lepší výsledky.

Tab. 5 Vliv průměru vodiče budící smyčky

průměr vodiče [mm]	0,4	0,6	0,8	1	1,2
S21 [dB]	-0,1219	-0,097	-0,1295	-0,01028	-0,0939
	0,63	1,4	1,6	1,8	2
	-0,1132	-0,094	-0,1123	-0,0911	-0,1517
	2,4	3	3,5	4	4,5
	-0,093	-0,0971	-0,1294	-0,3185	-0,8385

3.3.7 Vliv posunutí budící smyčky

Posunutím budící smyčky na ose x při zachování stejné vzdálenosti na ose y bylo simulováno vychýlení smyčky a změna směru působení maxima magnetického pole vybuzeného smyčkou. Z provedené simulace vyplývá, že toto „vyosení“ smyčky má jen minimální vliv na míru vybuzení vidu TE_{011} . Výsledky jsou patrné z tab. 6. Zvlněný průběh charakteristiky je dán nepřesnotmi při odečítání z grafu.

Budící smyčku nebylo možné kvůli jejím malým rozměrům připájet absolutně kolmo na střed dutiny. Touto simulací bylo ověřeno, že nepřesné připájení smyčky má zanedbatelný vliv na vybuzení vidu TE_{011} .

Tab. 6 Vliv posunutí smyčky

posunutí smyčky [mm]	0,25	0,5	0,75	1	1,25
S21 [dB]	-0,0928	-0,0938	-0,1332	-0,0974	-0,1494
	1,5	2	2,5	2,75	3
	-0,1008	-0,1075	-0,1318	-0,0981	-0,1062
	3,25	3,5	3,75	4	4,5
	-0,094	-0,0905	-0,0905	-0,1206	-0,1209
	5				
	-0,1071				

3.3.8 Vliv posunutí polovin dutiny

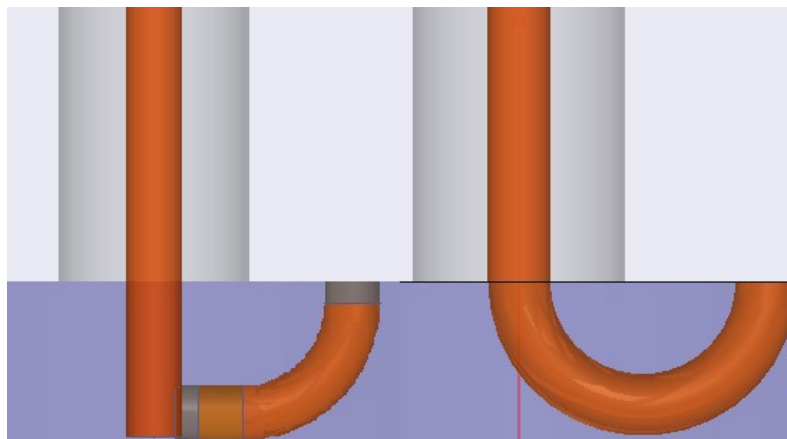
Způsob sesazení obou polovin dutiny sešroubováním je zatížen nepřesností. Díry pro šrouby navzájem držíci dutinu a vzorek jsou vyvrtány s přesností 0,2 mm. Kvůli tomu není dutina po sešroubování přesně symetrická. Simulací posunu polovin dutiny byl ověřen vliv této nepřesnosti a výsledky shrnuty v tab. 7. Zvlněný průběh charakteristiky je dán nepřesnostmi při odečítání z grafu. Výsledky simulace ukazují, že nepřesné dolehnutí polovin dutiny, které může nastat u vyrobené dutiny, má zanedbatelný vliv na vybudení vidu TE_{011} .

Tab. 7 Vliv posunutí polovin dutiny

posun polovin [mm]	0	0,05	0,1	0,15	0,2
S21 [dB]	-0,1121	-0,0931	-0,0981	-0,1491	-0,1021
	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45
	-0,0957	-0,1008	-0,1102	-0,0999	-0,1737
	0,5	0,55			
	-0,1008	-0,1011			

3.3.9 Vliv konstrukce smyčky

Simulací byl ověřen vliv konstrukce smyčky. Účelem bylo zjistit, jestli je vhodné použít smyčku vytvořenou připájením ohnutého drátu, aniž by bylo nutné ohýbat střední vodič konektoru. Dva rozdílné způsoby konstrukce smyčky jsou na obr. 31. Smyčka s obloukem (obr. 31 vpravo) vybudí vid TE_{011} s přibližně o 0,6 dB vyšším přenosem. Z toho důvodu byl pro konstrukci smyčky zvolen přeformovaný oblouk z měděného vodiče, který je připájen na neohnutý střední vodič konektoru SMA. Realizovaná budící smyčka je na obr. 34.



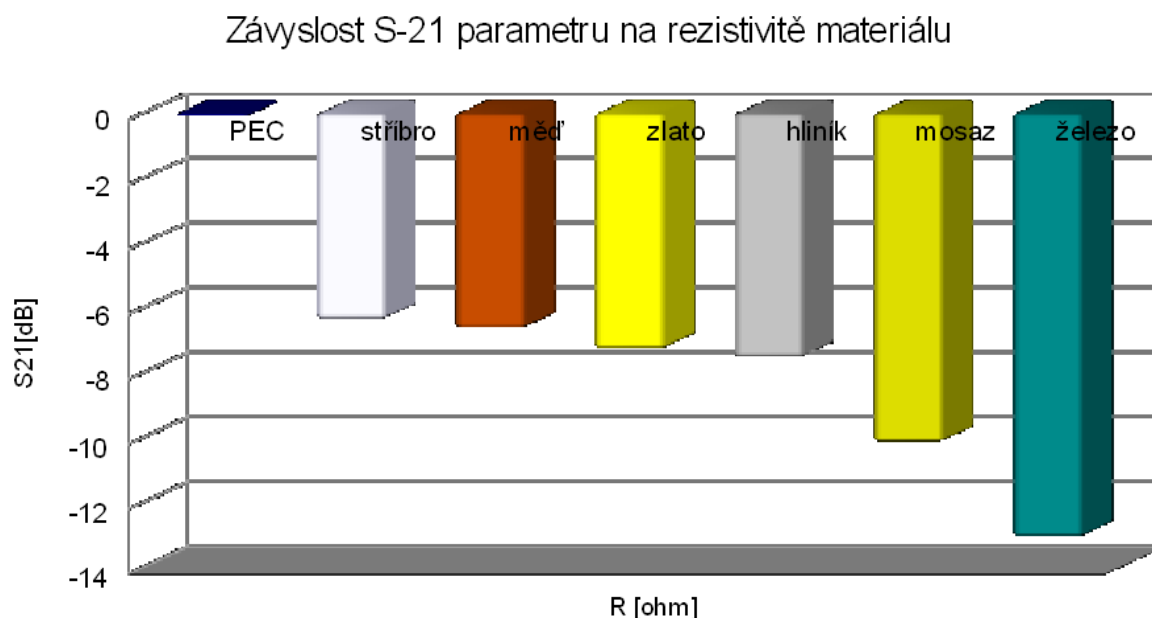
Obr. 31 Budící smyčky

3.3.10 Vliv materiálu tělesa dutiny

Rezistivita materiálu, ze kterého je dutina vyrobena, má dle provedených simulací velký vliv na vlastnosti dutiny, viz obr. 32 a tab. 8. Vodivost materiálu výrazně ovlivňuje vysokofrekvenční povrchový odpor, který má výrazný vliv na ztráty v dutině a také činitel jakosti dutiny. S_{-21} byl měřen na rezonančním kmitočtu vidu TE_{011} . Z provedené simulace vyplývá, že na výrobu dutiny je nevhodnější použít měď nebo vnitřní povrch dutiny postříbřit.

Tab. 8 Vliv materiálů

materiál	PEC	stříbro	měď	zlato	hliník	mosaz	železo
vodivost [MS/m]	$1 \cdot 10^{27}$	61	58	41	38	15	10,3
Q_{uc}	1006818,58	10946,717	10743,1394	8930,3622	8571,3527	5560,53103	65,2768718
S_{21} [dB]	-0,1006	-6,3125	-6,5917	-7,2308	-7,4776	-10,0956	-13,0219



Obr. 32 Vliv materiálu.

3.3.11 Výpočet permitivity a ztrátového činitele z výsledků simulace

Model s vloženým vzorkem uvedený v kapitole 3.3.4 byl společně s modelem uvedeným v kapitole 3.1. použit pro ověření funkčních principů měření uvedených v kapitole 2.2 a článku [11]. Pro výpočet byl použit algoritmus uvedený v příloze 1.

Výsledky simulace ukazují, že zvolená metoda měření komplexní permitivity je funkční. Hodnoty vypočítané permitivity se liší od hodnot uvedených v knihovně HFSS přibližně o jednotky procent, a hodnoty vypočítané $\tan \delta$ o desítky procent. Rozdíl v hodnotě vypočítané permitivity a permitivity uvedené v knihovně HFSS je závislý na přesnosti iteračního výpočtu použitého ve výpočetním algoritmu. Experimentálně bylo

ověřeno, že snížení přesnosti iteračního výpočtu vede ke zhoršení rozdílu permitivity vypočítané a permitivity uvedené v knihovně HFSS o jednotky až desítky procent. Hodnoty permitivity vypočtené a permitivity uvedené v knihovně HFSS nelze přímo srovnávat, protože nejsou známy kmitočty kterým hodnoty uvedené v knihovně náležejí. Výsledky ukazují pouze na funkčnost měřícího systému a výpočetního algoritmu.

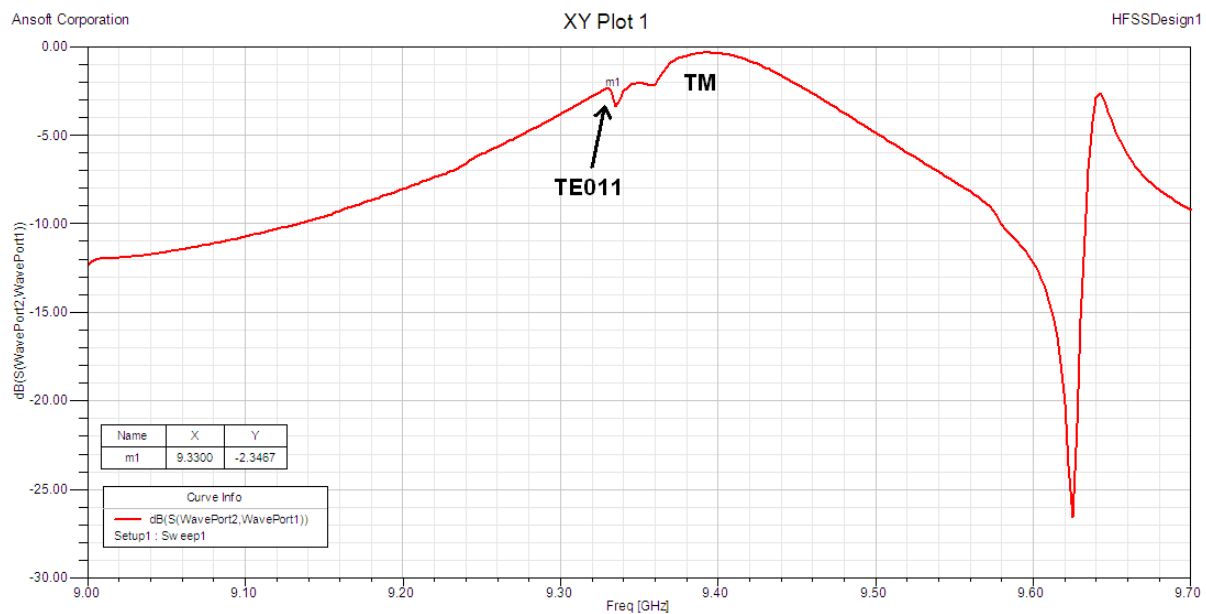
Chyby jsou do výpočtu vneseny nahrazením reálného rezonátoru jeho matematickým modelem. Například tím, že model rezonátoru není dokonale kruhový, ale je vytvořen z mnohoúhelníku. Další chyby jsou způsobeny zaokrouhlováním při výpočtu diferenciálních rovnic metodou konečných diferencí. Tedy počítáním s čísly o konečné přesnosti. Tyto chyby se mohou kumulovat nebo naopak vzájemně vyloučit.

Ztrátový činitel $\tan \delta$ je vypočítán s nízkou přesností a tyto výsledky jsou pouze orientační.

Tab. 8 Výsledky simulací

veličiny	materiál								
	PTFE	Duroid	polyethylen	polyester	bakelit	safir	CuClad 233	N 25	
Permitivita uvedená v knihovně HFSS	2,1000	2,2000	2,2500	3,2000	4,8000	10,0000	2,3300	3,2800	
Permitivita vypočítaná	1,8190	1,9092	1,9092	1,9545	4,5000	9,6402	2,1481	3,0935	
relativní chyba	13,3810	13,2182	15,1467	38,9219	6,2500	3,5980	7,8069	5,6860	
$\tan \delta$ uvedený v knihovně HFSS	0,0010	0,0009	0,0010	0,0030	0,0020	0,0000	0,0013	0,0024	
$\tan \delta$ vypočítaný	0,0025	0,0005	0,0006	0,0006	0,0014	0,0000	0,0132	0,0050	
procentuální odchylka	150,0000	42,7656	41,8740	80,8963	30,0000	-	915,3846	108,3333	
f_0 [Ghz]	9,6903	9,6610	9,6460	9,6460	8,8350	7,4994	9,3300	8,8670	
f_{BW} 3dB [Mhz]	7,5635	4,8100	5,7500	5,7600	8,8500	3,7960	125,5200	26,1980	
S 21 [dB]	-7,2808	-4,3979	-3,6975	-3,6975	-6,9296	-2,2425	-2,3467	-8,0323	
Průměr vzorku [mm]	1	1	1	1	1	1	1,6	1,6	

Simulace měření materiálu CuClad 233 je zatížena chybou, šířka pásma f_{WB} je naprosto nepřesná. To způsobilo špatný výpočet $\tan \delta$. Míra posunutí rezonančních kmitočtů jednotlivých vidů není stejná. V případě měření vzorku CuClad 233 došlo k posunu rezonančního kmitočtu vidu TE 011 příliš blízko k některému vidu TM a vzájemnému překrytí postranních pásem vidů. Šířka 3 dB pásma f_{WB} byla proto odečtena s velkou chybou. Tento jev je zobrazen na obr. 33 a lze jej odstranit změněním vzorku materiálu o jiném průměru. Například položením dvou desek materiálu na sebe.



Obr. 33 Překrytí vidů

4 REALIZACE REZONÁTORU

K ověření vlastností a funkčnosti zvolené metody bylo sestaveno měřící pracoviště sestávající z vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA67 a vyrobené rezonanční dutiny. Mosazná dutina byla vyrobena v dílnách Ústavu radioelektroniky VUT v Brně a je zobrazena na obr. 38. Měřeny byly vzorky materiálu teflon, polystyren, CuClad 233 a N25. K výrobě dutiny byla použita mosaz, protože dutinu z mosazi na rozdíl o mědi, bylo možné vyrobít v dílnách UREL. Dutina se skládá ze dvou víček s připájenými konektory a budícími smyčkami, samotného válcového tělesa dutiny rozděleného na dvě poloviny. Budící smyčky byly vyrobeny z měděného drátu a SMA konektorů PE 4099 od výrobce Pasternack. Konektor je pozlacen. Teflonové dielektrikum konektoru prochází stěnou dutiny až k vnitřní hraně stěny. Budící smyčky nemohly být celé vyrobeny ze středního vodiče SMA konektoru, protože střední vodič kvůli své tvrdosti při ohybu praskal. Oblouk budící smyčky byl vymodelován z jednoho vodiče kabelu CYKY 3x1,5 mm. Viz obr. 34. Připájení oblouku budící smyčky i samotných konektorů ke stěně rezonátoru bylo provedeno při celkovém nahřátí stěny rezonátoru, aby bylo zamezeno nežádoucímu odvodu tepla při pájení, které způsobuje ochlazování pájené plochy a zdánlivé spojení pájených materiálů (přilepení tavidlem). Na obr. 34. a 35 jsou teflonové kroužky A a B obklopující budící smyčku.



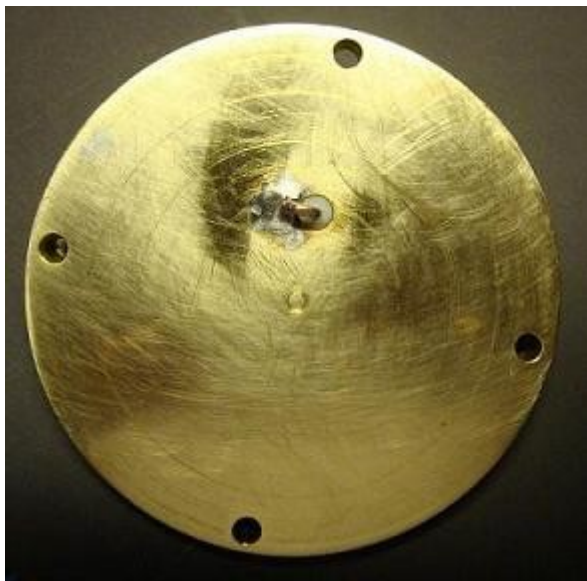
Obr. 34 Budící smyčka s kroužkem A



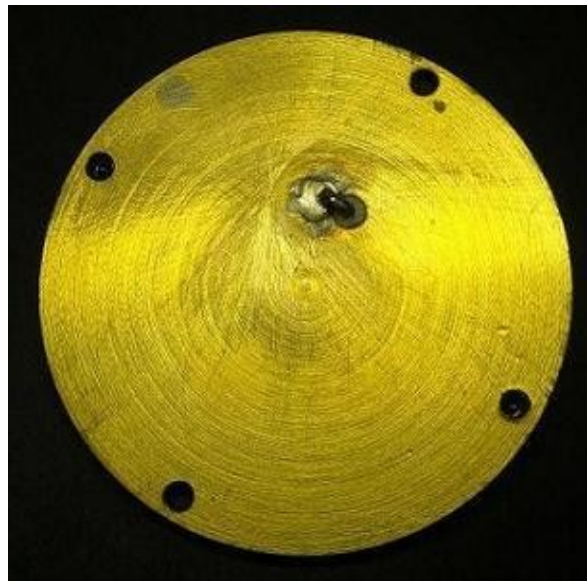
Obr. 35 Budící smyčka s kroužkem B

Simulací a měřením byl ověřen vliv velikosti budící smyčky na vybudění vidu TE₀₁₁ a z výsledků vyplývá, že stávající provedení smyčky je vyhovující.

Rezonátor byl vysoustružen z mosazné kulatiny CuZn40Pb2. Při soustružení bylo použito dostupných technologických možností pro dosažení nejnižších povrchových nerovností. Vnitřní stěny rezonanční dutiny byly po obrábění povrchově upraveny. A to leštěním pod vodou smirkovým papírem o hrubosti nejprve 1000, potom 2000. Rozdíly v povrchových nerovnostech jsou patrné z obr. 36 a 37. Leštěním nebyly odstraněny nejhlubší rýhy.



Obr. 36 Vyleštěné víko



Obr. 37 Nevyleštěné víko

Těleso dutiny, víčka s budícími smyčkami a měřený vzorek jsou spojeny sešroubováním na čtyřech místech šrouby M3. Vyvrtání děr je provedeno s přesností na cca 0,2 mm. To způsobuje, že obě poloviny dutiny na sebe nedoléhají naprosto přesně. Tento způsob uchycení byl zvolen vzhledem ke své ceně a jednoduché výrobě. Sestrojení, případně pořízení mechanismu, který by zajišťoval přesné sesazení polovin dutiny by zřejmě bylo finančně náročnější než výroba samotné dutiny. Vliv šroubů umístěných po okrajích tělesa dutiny a vliv nepřesného dolehnutí polovin dutiny byly ověřeny simulací v programu HFSS. Z výsledků simulací vyplývá, že šrouby umístěné po obvodu dutiny nemají vliv na výsledky a přesnost měření.



Obr. 38 rezonátor

Způsob použití měřicího pracoviště je jednoduchý. Měřený vzorek s vyvrtanými otvory pro šrouby se vloží mezi obě poloviny dutiny a vše se sešroubuje šrouby M3. Šrouby M3 jsou délky minimálně 50 mm se zápustnou hlavou. Zápustná hlava šroubu zajistí jeho jednostrané vystředění. Vektorový analyzátor se zkalibruje na požadovaný rozsah měření.

Naměřená data poskytuje vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVA 67 ve formě textového souboru ve formátu .s2p. K jejich zpracování slouží skript programu Matlab, uvedený v příloze 2.

4.1 Měření komplexní permitivity a ztrátového činitele

Měření na vybraných vzorcích bylo provedeno pomocí vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA67 v zapojení dle obr. 11. Měřeny byly rezonační kmitočty vidů TE_{011} a TE_{012} v dutině bez teflonových kroužků, ze kterých byly vypočítány přesné rozměry dutiny. Dále byly měřeny vlastnosti dutiny s teflonovými kroužky A i B. Výsledky tohoto měření jsou shrnuty v kap. 4.1.6. Měření permitivity a ztrátového činitele vybraných materiálů bylo provedeno s dutinou s kroužky B. Vlastnosti dutiny s kroužky B jsou v tab. 9., kde D je průměr dutiny a H je výška dutiny. Obr. 39 a 40 ukazují podobnost průběhu parametru S_{21} simulovaného modelu dutiny a vyrobené dutiny.

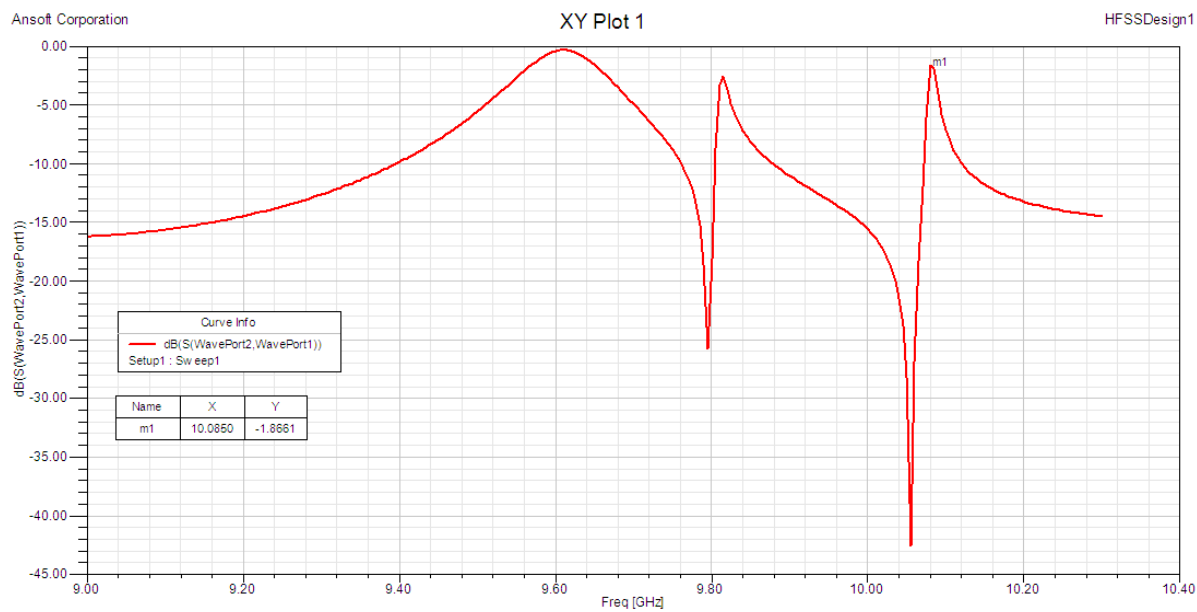
Tab. 9 Vlastnosti dutiny

f_0 [GHz]	10,0215
f_{BW} [Mhz]	22,7
S21 [dB]	-0,5936
Q_{uc} [-]	6682,1738
D [mm]	41,9770918

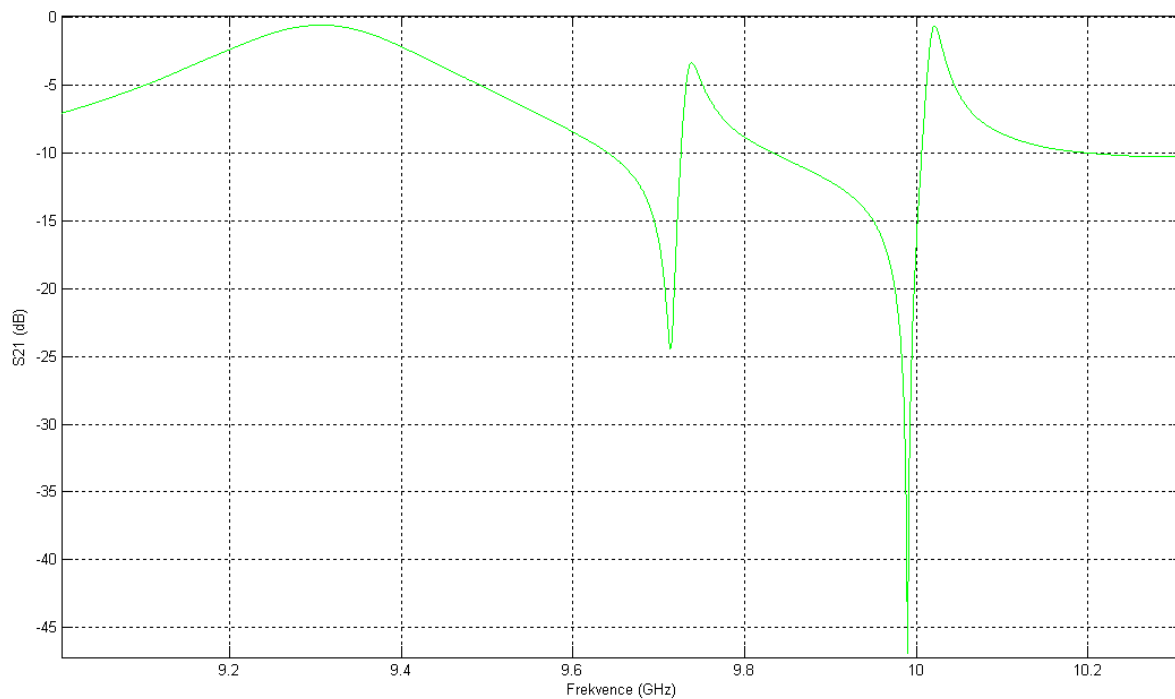
V tab. 10. jsou výsledky měření. Měřené vlastnosti materiálů, permitivitu a ztrátový činitel, na kmitočtu 10 GHz známe pouze u materiálů CuClad 233 a 25 N. Výrobci ostatních měřených materiálů tyto informace nezveřejňují. Proto nejsou v tab. 11 pro tyto materiály uvedeny přesnosti měření.

Tab. 10 Výsledky měření

materiál	CuClad 233	25 N	teflon	polystyren
veličiny				
Permittivita udaná výrobcem na 10 GHz	2,3300	3,3800	-	-
tolerance	+/- 0,02 %	+/- 0,06 %	-	-
Permittivita vypočítaná	2,2407	3,5380	1,9268	1,6334
procentuální odchylka [%]	3,8326	4,6746	-	-
tolerance	+/- 0,02 %	+/- 0,06 %	-	-
tan δ udaný výrobcem na 10 GHz	0,0013	0,0025	-	-
tan δ vypočítaný	0,0010	0,0018	0,0005	0,0016
procentuální odchylka [%]	26,1400	28,0000	-	-
f_0 [Ghz]	9,2503	8,6280	9,6240	9,4512
f_{BW} 3dB [Mhz]	54,0000	68,0000	40	32,7
S 21 [dB]	-2,3780	-5,8130	-1,346	-3,3133



Obr. 39 Průběh S 21 modelu bez vzorku

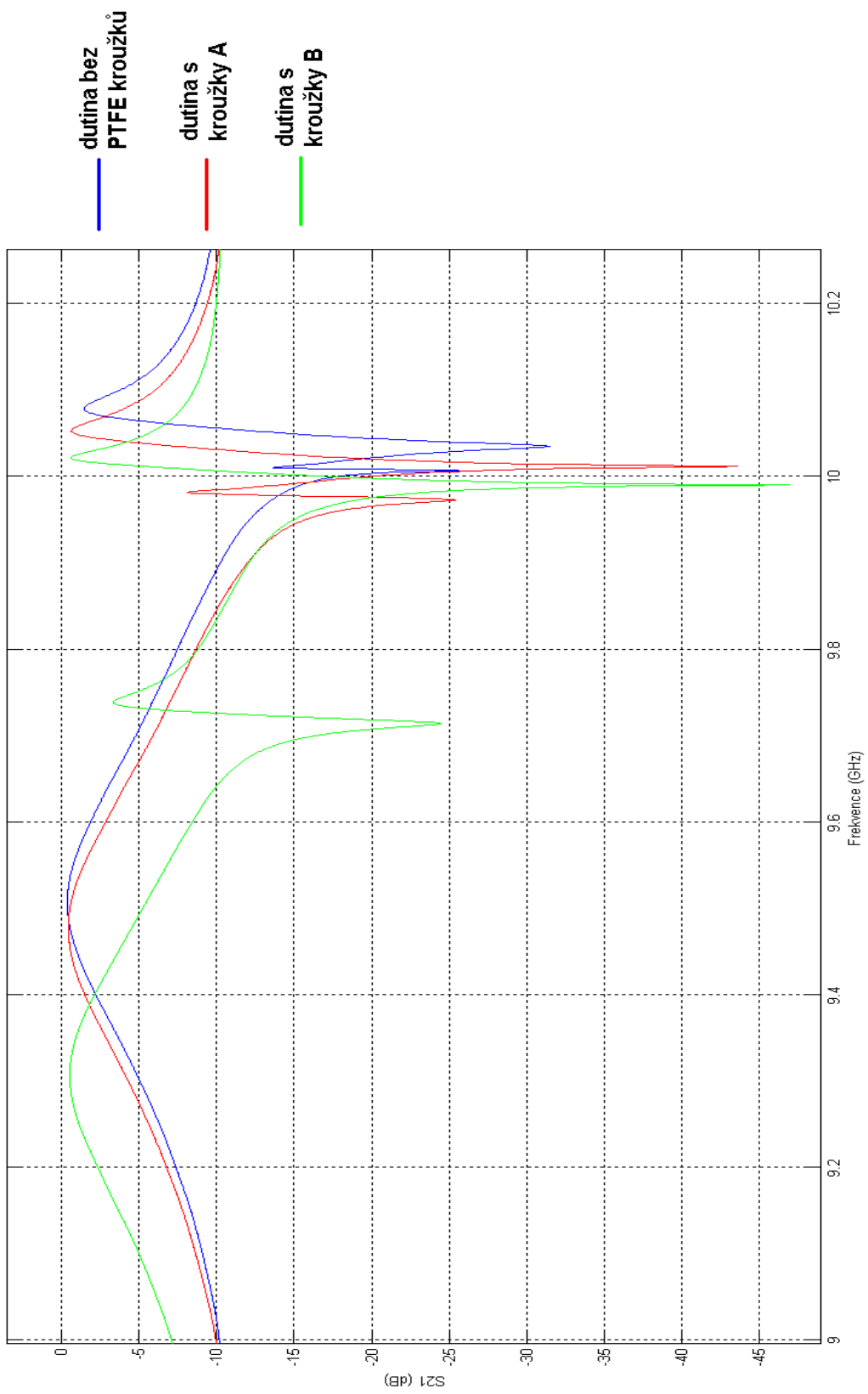


Obr. 40 Průběh S 21 dutiny bez vzorku

4.1.1 Vliv teflonových kroužků

Vliv teflonových kroužků na vybudění nežádoucích vidů je zobrazen na obr. 41. Modrou barvou je zobrazen průběh S_{-21} parametru v dutině bez teflonového kroužku, červeně průběh S_{-21} parametru v dutině s vloženým teflonovým kroužkem A a zeleně průběh S_{-21} parametru v dutině s vloženým teflonovým kroužkem B. Z obr. 41. je zřejmé, že vid TE_{011} je nejvíce vybuděn při použití kroužků B.

Pokud nejsou vidy TM dostatečně potlačeny, jejich postranní pásma se prolínají s postranními pásmy vidu TE_{011} a výrazně je ovlivňují. To způsobuje nepřesné změření 3 dB šířky pásma i S_{-21} parametr. Tento jev se negativně projeví v přesnosti měření ztrátového činitele.



Obr. 41 Vliv PTFE kroužků na S_{21}

4.1.2 Přesnost měření

Podle výsledků měření materiálů CuClad 233 a 25N je přesnost této metody rovna přibližně 3 až 5 % pro měření permitivity a přibližně 30 % pro měření ztrátového činitele. Protože byly měřeny pouze dva materiály, u kterých známe permitivitu a ztrátový čítel na kmitočtu 10 GHz, nemůžeme přesnost metody stanovit přesněji. Přesnost měření ztrátového činitele je negativně ovlivněna činitelem jakosti dutiny, který je v našem případě velmi nízký. Čísel jakosti vyrobené dutiny je 6682 a čísel jakosti dutiny popsané v [11] je přibližně 24 000. To je zapříčiněno použitím nevhodného materiálu na výrobu dutiny. Protože slitiny, jako mosaz apod., mají výrazně nižší vodivost než materiály bez příměsí. Vodivost mosazi negativně ovlivňuje vysokofrekvenční odpor povrchu stěn rezonátoru, to způsobuje vyšší ztráty energie na stěnách dutiny. A to má za následek nižší čísel jakosti dutiny. Rezonanční vidy jsou potom méně vybudeny a jejich postranní pásma se prolínají. To způsobuje nepřesné měření 3 dB šířky pásma a špatný výsledek výpočtu $\tan \delta$.

Podle [11] lze dosáhnout přesnosti měření až 0,3 % pro měření ϵ' a 4 % pro měření $\tan \delta$ pro nízkoztrátové materiály.

Zvýšit čísel jakosti dutiny by bylo možné zejména použitím elektrovodné mědi pro výrobu dutiny, nebo postříbřením vnitřního povrchu dutiny. Z hlediska výroby dutiny by bylo zřejmě snazší použít k výrobě dutiny mosaz s jejím následným postříbřením, protože mosaz se lépe obrábí než měď. Vliv materiálů použitých na výrobu dutiny je ověřen v kapitole 3.2.10. Zvýšit čísel jakosti by bylo možné i jemnějším vyleštěním dutiny. Použití úpravy dutiny diskutované v kap. 3.2 a zobrazené na obr. 19 by také vedlo ke zvýšení činitele jakosti dutiny.

Byly ověřeny vlastnosti měřicího systému s dutinou s vloženými tenkými kroužky (kroužky A). Dutina s těmito kroužky má nižší čísel jakosti než dutina s kroužky B. Měření ztrátového činitele s touto dutinou je nefunkční. Způsobeno je to nevhodnou konstrukcí PTFE kroužků. Na základě tohoto zjištění byly navrženy a zkonstruovány kroužky B. Viz kapitola 4.1.6.

5 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá měřením komplexní permitivity v mikrovlnném pásmu. V počátku práce byla provedena retrospektivní rešerše informací o metodách používaných pro měření komplexní permitivity. Jednotlivé metody a jejich vlastnosti byly vzájemně porovnány za účelem nalezení nejvhodnější metody pro měření komplexní permitivity v dolní části milimetrového pásma. Výsledky této práce jsou shrnuty v kapitole 1 a vyplývá z nich, že nejvhodnější metodou pro měření komplexní permitivity v uvažovaném pásmu je metoda používající dutinový rezonátor, pokud se spokojíme s úzkopásmovým měřením.

Byl navržen válcový dutinový rezonátor vhodný k nedestruktivnímu měření. Funkčnost měřícího aparátu byla ověřena simulací modelu rezonátoru v programu HFSS. Vytvořený model rezonátoru poskytl cenné informace, na základě kterých bylo navrženo a sestaveno měřící pracoviště pro měření na kmitočtu 10 GHz.

Na základě těchto zkušeností s výrobou prototypu měřící dutiny bylo stanoveno několik doporučení pro zlepšení vlastností a přesnosti měřícího systému. Sestavené pracoviště je funkční. Realizovaná metoda je perspektivní pro další práci s širokými možnostmi uplatnění. Zejména pro užití v průmyslové výrobě, protože umožňuje nedestruktivní, rychlé a přesné měření.

LITERATURA

- [1] RAYMOND, J., COOK, R., GARETH J., ROSENBERG, CH. *Comparison of cavity and open-resonator measurement of permittivity and loss angle at 35 Ghz*. England: Electrical science division, National physical laboratory, 1974.
- [2] ANURAG SRIVASTAVA, OH-JOOHN KWON, ANIRBAN BERA, IN-KEUN BAINK, GUNSIK PARK. *Dielectric measurement of loss tangent dielectric near 100 Ghz by a simplified hemispherical open resonator*. Korea: Center for Thz Bio Applicatin Systems, Department of Physics and Astronomy, Seoul National University.
- [3] TAAV, M., PERTTI VAINIKAINEN, LOZOWSKI, A., ANTTI V. RAISANEN. *Measurement of dielectric at 100 Ghz with an open resonator connected to a network analyzer*. IEEE transactions on instrumentation and measurement, 1996.
- [4] HIROMICHI YOSHAIKAWA, AKIRA NAKAYAMA. *Measurement of complex permittivity at millimeter-wave frequencies with an end loaded cavity resonator*. Japan: Corporate research and development center, Kyocera corporation, 2008.
- [5] KOMIYAMA B., KIYOKAWA M., MATSUI T., *Open resonator for precision dielectric measurement in the 100 GHz band*. Tokyo: Communications research laboratory.1991.
- [6] GORDON KENT. *Nondestructive permitivity measurement of substrates*. USA: GDK products, New York 1995.
- [7] STOYAN I. GANCHEV, SASAN BAKHTIARI, REZA ZOUGHI, *A Novel Numerical Technique for Dielectric Measurement of Generally Lossy Dielectrics*. USA: Electrical Engineering Department, Colorado State University, Fort Collins, 1991.
- [8] JERZY KRUPKA, *Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies*. Department of Electronics and Information Technology, Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, Warszawa, Poland.
- [9] VASUNDARA V. VARADAN, RICHARD D. HOLLINGER, DEEPAK K. GHODONKAR, *Free-Space, Broadband Measurements of High-Temperature, Complex Dielectric Properties at Microwave Frequencies*. USA: Research center for the engeneering science and mechanics, The Pennsylvania State university.
- [10] ZULKIFLY ABBAS, ROGER D. POLLARD, FELLOW, ROBERT W. KELSAL, *Complex Permittivity Measurements at Ka-Band Using Rectangular Dielectric Waveguide*. Universiti Putra Malaysia and Hewlett Packard, Santa Rosa. Physics Department, Universiti Putra Malaysia, Serdang. School of Electronic and Electrical Engineering, University of Leeds, Leeds, U.K. Institute of Microwaves and Photonics, University of Leeds, Leeds, U.K, 2001.
- [11] YOSHIO KOBAYASHI, AKIRA NAKAYAMA, *Round Robin Test on a Cavity Resonance Method to Measure Complex Permittivity of Dielectric Plates at Microwave Frequency*. JAPAN: Cooperative Research Center, Saitama University, R&D Center Kagoshima Kyocera Corp.
- [12] JOSÉ M. CATALÁ, ANTONI J. CÁNOS, FELIPE L. PENARANDA-FOIX, *Accurate Determination of the Complex Permittivity of Materials With Transmission Reflection Measurements in Partially Filled Rectangular Waveguides*. Spain: Departamento de Comunicaciones, Technical University of Valencia, 2001.
- [13] E. FRANTTICCIOLI, M. DIONIGI. R SORRENTINO, *An Accurate and Low Cost Complex*

Permittivity Measurement System Using a Planar Resonant Sensor. Italy:D.I.E.I of the University of Perugia.

- [14] G. BIFFI GENTILI, M. CERETELLI, M. LINARI, N. SOTTANI, V. TESI, *Simple low -cost systém for microwavepermittivity measrements. Italy:Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni Università degli Studi di Firenze. 2002.*
- [15] ELISA FRATTICOLI, MARCO DIONIGI, ROBERTO SORRENTIO, *A simple and low-cost measurement for the complex permittivity characterization of materials, Italy: University of Perguia, 2004.*
- [16] S. HANUS, J. SVAČINA, *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. VUT v Brně, 2004.*
- [17] D. POZAR, *Microwave engineering. USA: Unversity of Michigan, 2005*
- [18] J. VRBA, *Úvod do mikrovlnné techniky, ČVUT v Praze, 2010.*
- [19] XIANG FANG, DAVID LINTON, CHRIS WALKER BRIAN COLLINS, *A Tunable Split Resonator Method for Nondestructive Permittivity Characterization. United Kingdom:School of Electrical and Electronic Engineering, Queen´s University, Belfast, 2004.*

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

PTFE	Teflon, (Polytetrafluorethylen)
PE	Polyethylen
MgO	Oxid hořečnatý
dB	Decibel
CAD	Computer aided design, počítačem podporované projektování
MUT	Material under test, testovaný materiál
PEC	Perfect electric conductor – dokonale vodivý materiál
L	indukčnost, [H]
C	Kapacita, [F]
Z	Charakteristická impedance, [Ω]
G	Vodivost, [S]
ϵ_{eff}	Efektivní permitivita, [-]
ϵ_r	Relativní permitivita, [-]
ϵ_0	Permitivita vaku, [-]
μ_0	Permabilita vakua, [-]
q_{MUT}	Činitel plnění pro měřený materiál
q_{SUB}	Činitel plnění pro materiál substrátu
w	Šířka mikropásku, [mm]
h	Výška substrátu, [mm]
Q_u	Činitel jakosti dutiny s vloženým měřeným vzorkem
Q_{uc}	Činitel jakosti dutiny bez měřeného vzorku

PŘÍLOHY

[1] Zdrojový kód algoritmu

```
%-----LMSE-----  
  
%autor: Radek Polak  
%Vypocet komplexni permitivity a ztratoveho cinitele z hodnot namerenych  
%pomoci valcoveho dutinoveho rezonatoru.  
%algoritmus pro 10 GHz dutinu  
  
clear all  
clc %vymazani obrazovky  
%nasleduje uvitani a instukce pro uzivatele  
  
disp('Dobry den, spustili jste skript pro vypocet komplexni permitivity.')disp('copyright @ Radek Polak')  
%-----Definice konstant-----  
f_rez_GHz = input('Zadejte prosim rezonancni frekvenci vidu TE 011 [GHz]: ','s');  
f_rez_GHz=str2num(f_rez_GHz); %prevedni retezce na cislo  
S21 = input('Zadejte prosim hodnotu S-21 na rezonancni frekvenci vidu TE011 [dB]: ','s');  
S21 =str2num(S21); %prevedni retezce na cislo  
fBW = input('Zadejte prosim sirku 3 dB pasma vidu TE011 [Hz]: ','s');  
fBW =str2num(fBW); %prevedni retezce na cislo  
fBW= 14700000; %[Hz] sirka 3 dB pasma  
R=0.021149396; %[m] polomer dutiny  
M=0.014849194; %[m] polovina vysky dutiny  
t = input('Zadejte prosim tloustku mereneho vzorku. [m]: ','s'); %[m] vyska mereneho vzorku  
t = str2num(t); %prevedni retezce na cislo  
D=2*R; %[m] prumer dutiny  
H=2*M; %[m] vyska dutiny  
pi=3.141592654; %definice pi  
Quc=6682.1738; %cinitel jakosti dutiny bez vzorku vztazeny k S21  
f_rez=f_rez_GHz*10^9; %[Hz] Rezonancni frekvence prepocitana na Hz  
u0=4*pi*10^-7; %[H/m]permeabilita vakua  
u=u0*0.99999; %permeabilita vodiveho materialu  
sigma0=14.70588235*10^6; %[S/m]vodivost telesa duitny  
%(Material CSN 423223 CuZn40Pb2)  
  
c=299792458; %rychlost svetla [m/s]  
j01=3.83173;  
k0=(2*pi*f_rez)/c ;  
kr=j01/R;  
e0=8.854187817*10^-12 ; %[F/m] permitivita vakua  
f1=10.0215*10^9 ; %[Hz]rezonancni kmit. TE011 bez vzorku a PTFE krouzku  
  
%-----korekcni koeficienty-----  
kor_koef = input('Zadejte prosim korekcni koeficient pro zpresneni vypoctu permitivity.: ','s');  
%korekcni koeficient pro korekci  
%permitivity
```

```

kor_koef =str2num(kor_koef);           %prevedni retezce na cislo
korA = input('Zadejte prosim korekcniho koeficient A.: ','s');
                                         %korekcni koeficient pro korekci tan d
korA =str2num(korA);                   %prevedni retezce na cislo
korB = input('Zadejte prosim korekcniho koeficient B.: ','s');
                                         %korekcni koeficient pro korekci tan d
korB =str2num(korB);                   %prevedni retezce na cislo
%-----pomocne vypocty-----
w=2*pi*f_rez;                           %uhlovy kmitocet
J0=besselj(0,j01);                       %vypocet besselovy funkce prvniho druhu,
                                         %nuteho radu pro argument j01
Q1=f_rez/fBW;                             %vypocet cinitele jakosti dutiny
Qu=Q1/(1-10^(S21/20));                   %vypocet cinitele jakosti dutiny
Y=M*sqrt((k0^2)-(kr^2));                 %Vypocet Y
%-----iteracni vypocet X-----
a=(t/(2*M))*Y*cot(Y);
d=0;
for x = 0.01:0.00001:1
    pom1=tan(x);                          %iteracni algoritmus
    pom2=a/x ;                            %iteracni algoritmus
    pom3=pom2-pom1;                       %iteracni algoritmus
    pom4=abs(pom3) ;                      %iteracni algoritmus
    if (pom4<0.0001) ;                    %iteracni algoritmus
        d=x ;                             %iteracni algoritmus
        break                             %konec iteracniho algoritmu
    end
end
end;
X=d;
ea=((c/(pi*t*f_rez))^2)*((x^2)-(Y^2)*(t/(2*M))^2)+1;
                                         %ae je aproximovana hodnota permitivity
e=ea*(1-(kor_koef));
sigmar=(4*pi*f1*(Quc^2)*((j01^2)+(2*(pi^2))*(D/(2*H))^3)^2)/(sigma0*u0*(c^2)*((j01^2)+((pi*D)/(2*H))^2))^3);
                                         %relativni vodivost
sigma=sigmar*sigma0;
Rs=sqrt((pi*f_rez*u)/sigma);
                                         %Vysokofrekvencni povrchovy odpor
W1e=(pi/8)*(e0*ea*(u0^2)*(w^2)*(j01^2)*(J0^2)*t*(1+((sin(2*X))/(2*X))));
                                         %elektricka energie uchovana ve vzorku
W2e=(pi/4)*e0*(u0^2)*(w^2)*(j01^2)*(J0^2)*M*((1-((sin(2*Y))/(2*Y)))*((0.5*(1+cos(2*X)))/((1/2)*(1-cos(2*Y))))));
                                         %elektricka energie uchovana ve vzduchu v dutine rezonatoru
Pcy1=(pi/4)*Rs*(J0^2)*t*R*(kr^4)*(1+(sin(2*X))/(2*X));
                                         %ztraty vodice na stenach regionu 1 (oblast vzorku)
Pcy2=(pi/2)*Rs*(J0^2)*M*R*(kr^4)*(1-(sin(2*Y))/(2*Y))*(((1/2)*(1+cos(2*X)))/((1/2)*(1-cos(2*Y)))));
                                         %ztraty vodice na stenach regionu 2 (oblast dutiny)
Pend=(pi/2)*Rs*(j01^2)*(J0^2)*((Y/M)^2)*(((1/2)*(1+cos(2*X)))/((1/2)*(1-cos(2*Y)))));
                                         %ztraty vodice na koncovych stenach rezonatoru
%-----vypocet konstant A a B-----
A=1+(W2e/W1e);
B=(Pcy1+Pcy2+Pend)/(w*Rs*W1e);

```

```

%-----
tan_da=(A/Qu)-Rs*B;
tan_d=(A/Qu)*(1+korA)-Rs*B*(1+korB)
e

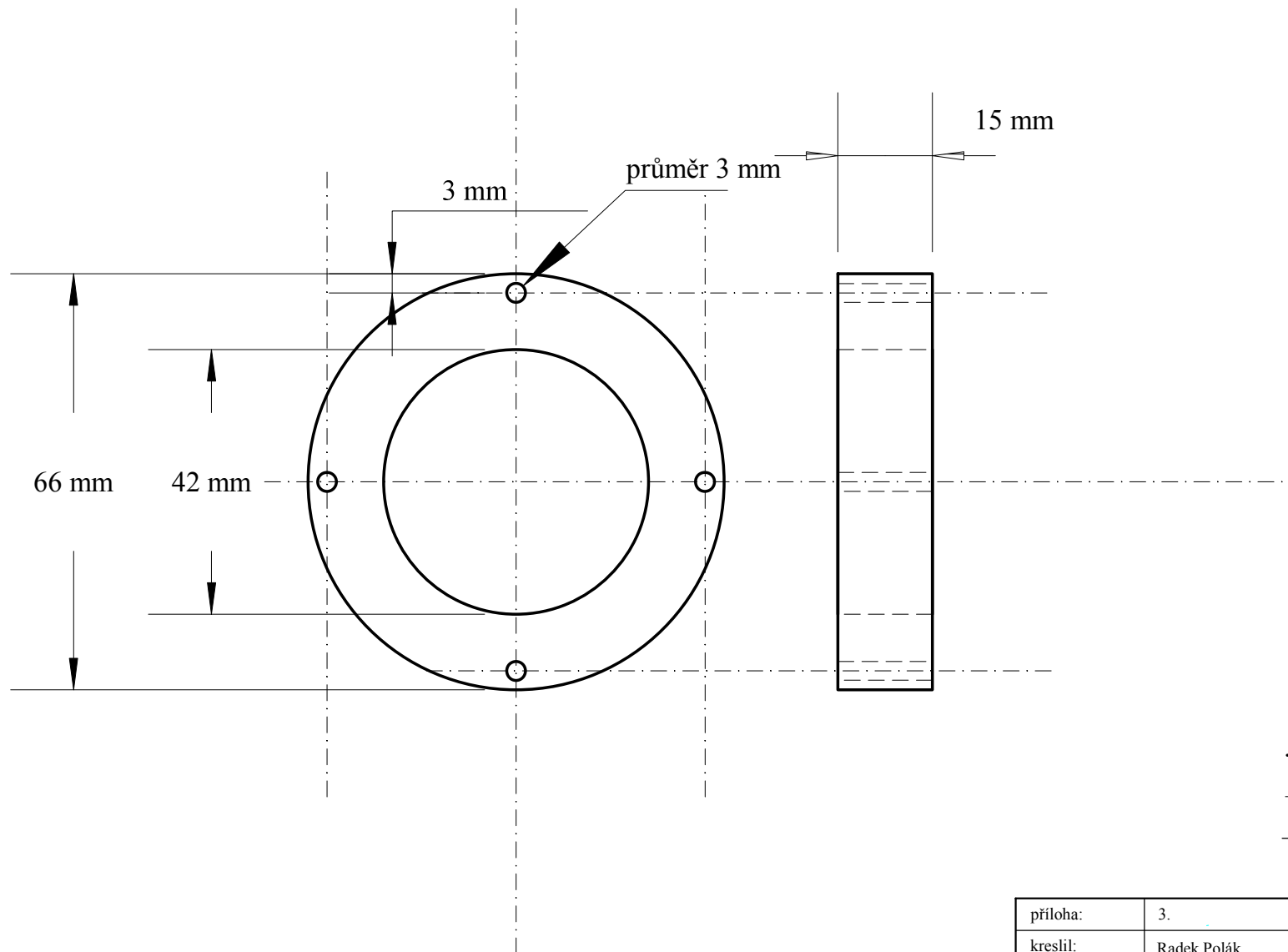
```

[2] Kód algoritmu pro zpracování dat ve formátu .s2p

```

jmsoubor='teflon.s2p'; %zadani nazvu souboru s merenymi daty
f=fopen(jmsoubor,'r'); %nacteni a zobrazeni hlavicky
for m=1:5,
    popis=fgets(f);
end;
data=fscanf(f,'%f%f',[9,inf]);
fclose(f);
%zobrazeni parametru S21 v dB v zavislosti na frekvenci v GHz
figure(1);hold on;plot(data(1,:)/1e9,data(4:5,:),'g');
xlabel('Frekvence (GHz)');ylabel('S21 (dB)');box on;grid on;

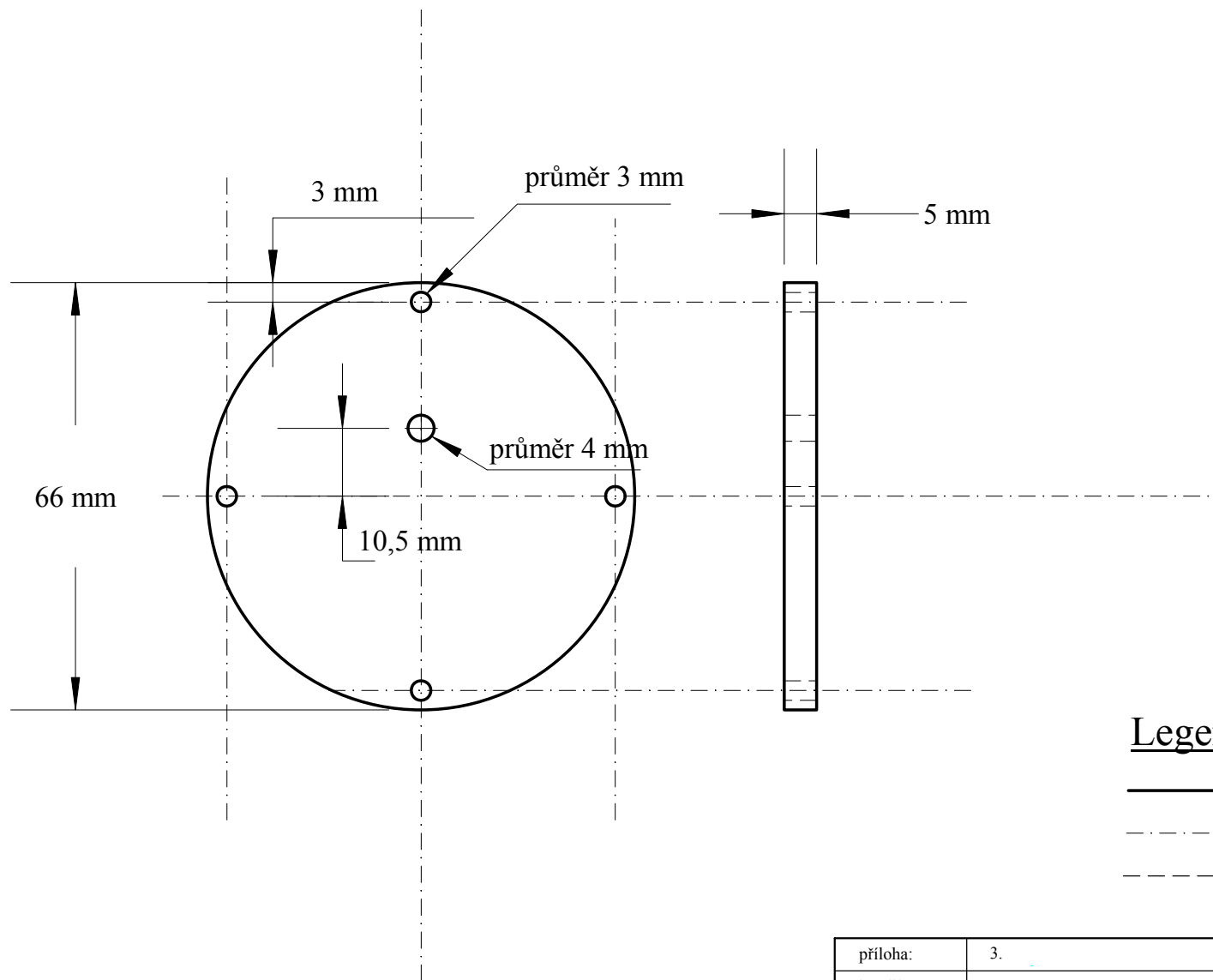
```



Legenda

- vyditelné hrany
- - - - - osy
- · - · - nevyditelné hrany

příloha:	3.	VUT UREL	
kreslil:	Radek Polák		
materiál:	mosaz		
		Datum:	30.1.2012
pracovní kmitočet: 10 GHz			
Název výkresu: Dutinový rezonátor - tělo		Formát:	A4
		Měřítko:	1 : 1
tel. 737 878 908, 606 745 580, email radekpolak85@centrum.cz, xpolak00@stud.feec.vutbr.cz		Číslo výkresu: 1	

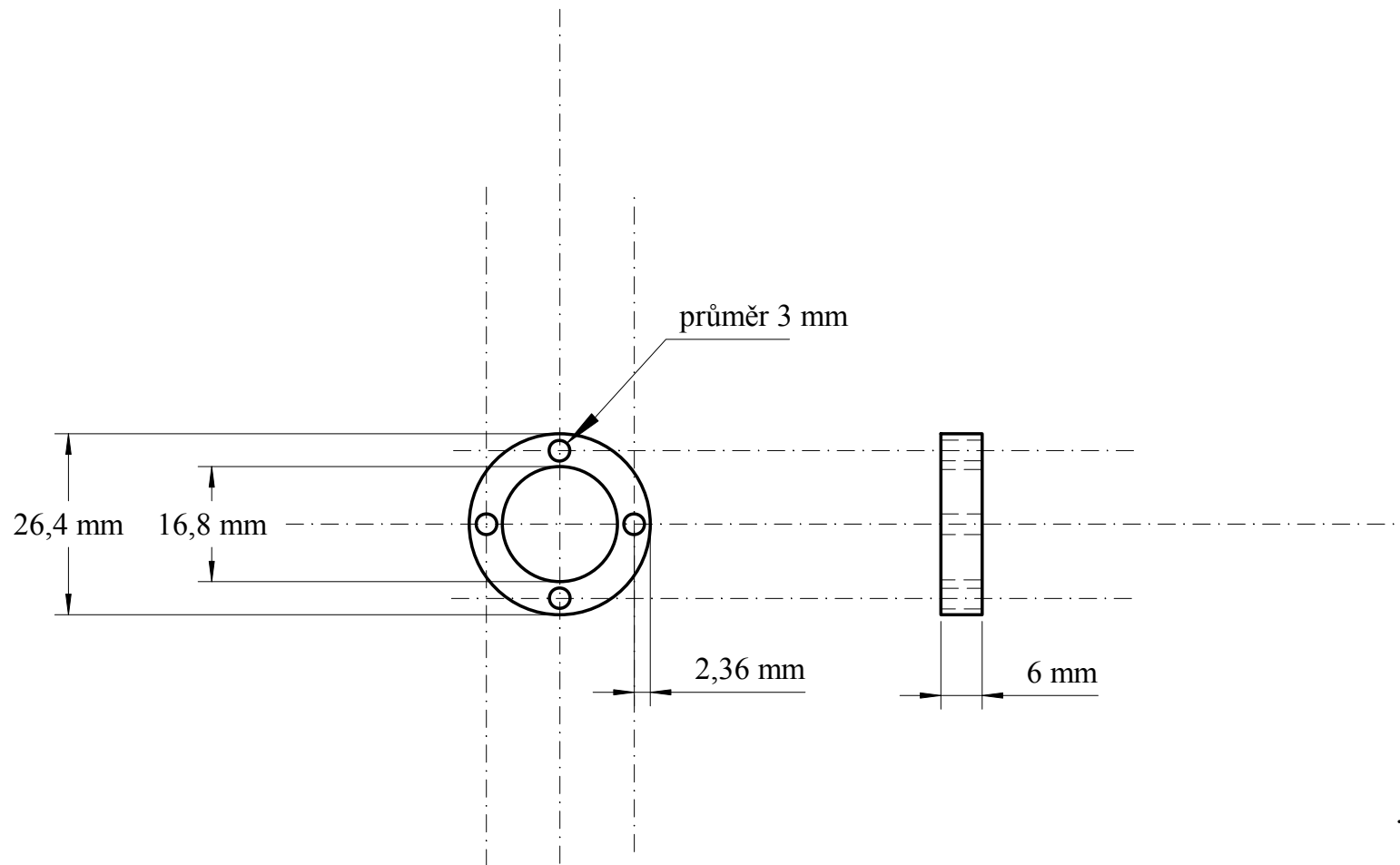


Legenda

- vyditelné hrany
- osy
- - - - - nevyditelné hrany

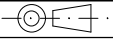
Výška víčka (5 mm) může být změněna s ohledem na dostupný materiál.

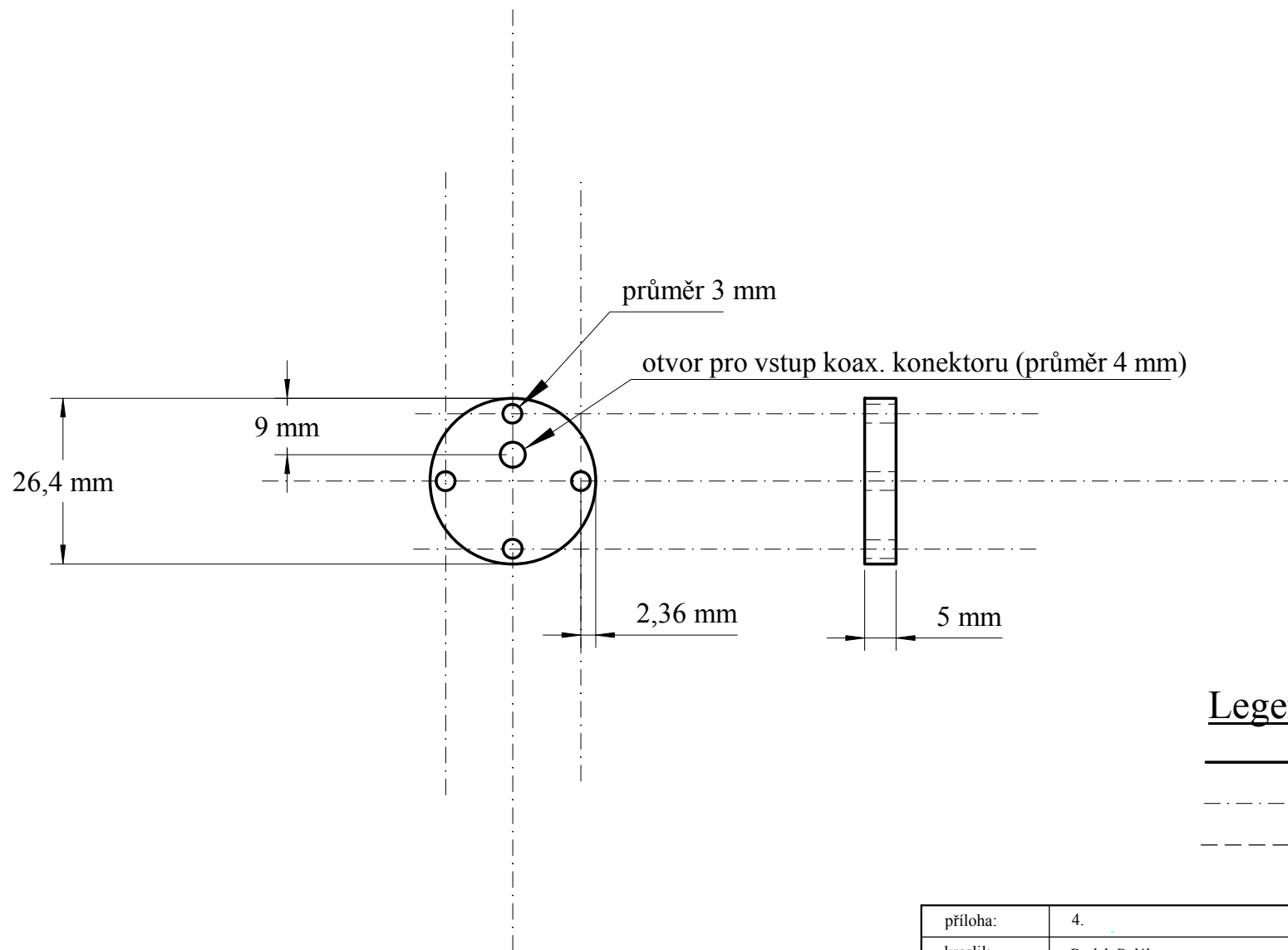
příloha:	3.	VUT UREL	
kreslil:	Radek Polák		
materiál:	mosaz		
		Datum:	30.1.2012
pracovní kmitočet: 10 GHz			
Název výkresu: Dutinnový rezonátor - víčko		Formát:	A4
tel. 737 878 908, 606 745 580, email radekpolak85@centrum.cz, xpolak00@stud.feec.vutbr.cz		Měřítko:	1 : 1
		Číslo výkresu:	2



Legenda

- vyditelné hrany
 - - - - - osy
 - - - - - nevyditelné hrany

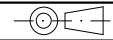
příloha:	4.	VUT UREL	
kreslil:	Radek Polák		
materiál:	mosaz		
		Datum:	30.1.2012
pracovní kmitočet: 25 GHz			
Název výkresu:		Formát:	A4
Dutinový rezonátor - tělo		Měřítko:	1 : 1
tel. 737 878 908, 606 745 580, email radekpolak85@centrum.cz, xpolak00@stud.feec.vutbr.cz		Číslo výkresu: 3	



Legenda

- vyditelné hrany
- osy
- .-.-.-.- nevyditelné hrany

Výška víčka (5 mm) může být změněna s ohledem na dostupný materiál.
 Otvor pro koaxiální konektor může být změněn podle použitého konektoru.

příloha:	4.	VUT UREL	
kreslil:	Radek Polák		
materiál:	mosaz		
		Datum:	30.1.2012
pracovní kmitočet: 25 GHz			
Název výkresu: Dutinový rezonátor - víčko		Formát:	A4
		Měřítko:	1 : 1
tel. 737 878 908, 606 745 580, email radekpolak85@centrum.cz, xpolak00@stud.feec.vutbr.cz		Číslo výkresu: 4	