

Měření a simulace elektromagnetických tlumících vlastností pryžových materiálů pro skříně elektroniky

Daniel Strážnický

Bakalářská práce
2024



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Ústav informatiky a umělé inteligence

Akademický rok: 2023/2024

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: Daniel Strážnický
Osobní číslo: A21278
Studijní program: B0613A140020 Softwarové inženýrství
Forma studia: Prezenční
Téma práce: Měření a simulace elektromagnetických tlumících vlastností pryžových materiálů pro skříň elektroniky
Téma práce anglicky: Measurement and Simulation of Electromagnetic Damping Properties of Rubber Materials for Electronics Cabinets

Zásady pro vypracování

1. Seznamte se s problematikou kovových dutinových rezonátorů a s problematikou elektromagnetických vlastností pryžových materiálů.
2. V programu CST microwave studio namodelujte skříň elektroniky v oblasti mikrovlnných kmitočtů a proveďte posouzení tlumení rezonancí elektrických a magnetických polí uvnitř skříně elektroniky.
3. Proveďte měření na vybrané fyzické skříni elektroniky.
4. Srovnajte výsledky z měření a simulace a rozeberte systematické a náhodné chyby měření.

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. VACULÍKOVÁ, Polina, VACULÍK, Emil. *Elektronická kompatibilita elektrotechnických systémů: praktický průvodce techniky omezení elektromagnetického vř rušení : ČSN-ČSN EN-ČSN IEC-ČSN CISPR-ČSN ETS*. Praha: Grada, 1998. ISBN 80-7169-568-8.
2. SVAČINA, Jiří. *Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky*. Připojujeme se k Evropské unii. Brno: Vysoké učení technické, 2001. ISBN 80-21418737.
3. CLAYTON, Paul, R. *Introduction to electromagnetic compatibility*. 2nd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 0471755001.
4. KUNKEL, Goerge, M. *Shielding of Electromagnetic Waves : Theory and Practice* [online]. Springer, 2020. Dostupné z <http://utb.cz>.
5. Dassault Systemes. *CST Studio Suite 2023: uživatelský manuál*.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Stanislav Goňa, Ph.D.**
Ústav elektroniky a měření

Datum zadání bakalářské práce: **5. listopadu 2023**

Termín odevzdání bakalářské práce: **13. května 2024**

doc. Ing. Jiří Vojtěšek, Ph.D. v.r.
děkan



prof. Mgr. Roman Jašek, Ph.D., DBA v.r.
ředitel ústavu

Ve Zlíně dne 5. ledna 2024

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen připouští-li tak licenční smlouva uzavřená mezi mnou a Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně s tím, že vyrovnání případného přiměřeného příspěvku na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše) bude rovněž předmětem této licenční smlouvy;
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně, dne 13.5.2024

Daniel Strážnický, v.r.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou tlumení rezonancí ve skříních elektroniky pomocí ztrátových pryžových materiálů s železnými pilinami. Tlumení je testováno na malém datovém rozvaděči v pásmu od 100 MHz až do 3 GHz. V programu CST microwave studio je provedeno posouzení vlivu objemové koncentrace železných pilin v pryžovém materiálu na velikost rezonančních maxim pro elektrické pole v datovém rozvaděči. V práci je simulací a experimentem doloženo, že pro zatlumení rezonancí o 10 dB, je potřeba použít pryže s tloušťkou 1 mm a cca 45 % objemovou koncentrací železných pilin.

Klíčová slova: magnetické absorbéry, parazitní rezonance, datový rozvaděč, Debye aproximace, dutinové rezonátory

ABSTRACT

This bachelor thesis addresses the issue of damping resonances in electronic cabinets using lossy rubber materials with iron filings. Damping is tested on a small data distributor in the frequency range from 100 MHz to 3 GHz. In CST microwave studio, the influence of the volumetric concentration of iron filings in the rubber material on the magnitude of resonance peaks for the electric field in the data distributor is assessed. The thesis demonstrates through simulation and experiment that to achieve a damping of resonances by 10 dB, it is necessary to use rubber with a thickness of 1 mm and a 45 % volumetric concentration of iron filings.

Keywords: magnetic absorbers, parasitic resonances, data electronic cabinet, Debye approximation, cavity resonators

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Stanislavovi Goňovi, Ph.D. za jeho investovaný čas, odborné vedení, cenné připomínky a obrovskou trpělivost. Poděkování patří také mé podporující rodině.

Prohlašuji, že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

OBSAH

ÚVOD	7
I TEORETICKÁ ČÁST	8
1 MAXWELLOVY ROVNICE	9
1.1 MAXWELLOVY ROVNICE V INTEGRÁLNÍM TVARU	9
1.2 MAXWELLOVY ROVNICE V DIFERENCIÁLNÍM TVARU.....	14
1.3 NUMERICKÉ ŘEŠENÍ MAXWELLOVÝCH ROVNIC.....	17
2 VLNOVODY	19
2.1 OBDÉLNÍKOVÝ VLNOVOD	19
2.1.1 TE vidy obdélníkového vlnovodu.....	20
2.1.2 TM vidy obdélníkového vlnovodu.....	22
2.1.3 Vizualizace základních TE vidů v obdélníkovém vlnovodu.....	23
3 DUTINOVÉ REZONÁTORY	25
3.1 OBDÉLNÍKOVÉ DUTINOVÉ REZONÁTORY	25
4 POVRCHOVÝ ODPOR	28
4.1 POVRCHOVÝ ODPOR PRO STEJNOSMĚRNÉ KMITOČTY	28
4.2 POVRCHOVÝ ODPOR PRO VYSOKOFREKVENČNÍ OBLAST	30
5 ČINITEL JAKOSTI Q	31
6 SÉRIE PARALELNÍCH REZONANČNÍCH OBVODŮ	32
7 MODELOVÁNÍ V CST MICROWAVE STUDIO	35
7.1 MODELOVÁNÍ ZÁKLADNÍCH TVARŮ	35
7.2 MODELOVÁNÍ KŘIVEK	36
7.3 BOOLEAN OPERACE	38
8 DEBYE	39
8.1 DEBYE V CST MICROWAVE STUDIO	42
II PRAKTICKÁ ČÁST	44
9 TLUMENÍ REZONANCÍ VE SKŘÍNÍCH ELEKTRONIKY	45
10 POPIS TLUMÍCÍHO MATERIÁLU	47
10.1 PRYŽ S 10 % OBSAHEM ŽELEZNÝCH PILIN	48
10.2 PRYŽ S 30% OBSAHEM ŽELEZNÝCH PILIN	49
10.3 PRYŽOVÝ MATERIÁL LAIRDTECH.....	50
11 VÝPOČET VIDŮ V MĚŘENÉ SKŘÍNI ELEKTRONIKY	52
12 METODIKA ŘEŠENÍ	54
12.1 MODEL SKŘÍNĚ ELEKTRONIKY BUZENÝ ROVINNOU VLNOU	54
12.1.1 Časová simulace bez použití tlumícího materiálu.....	58
12.1.2 Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu.....	59
12.1.3 Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu.....	60
12.1.4 Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech.....	62
12.1.5 Vyhodnocení tlumících vlastností v časových simulacích.....	63
12.2 MODEL SKŘÍNĚ ELEKTRONIKY BUZENÝ ELEKTRICKOU SONDOU	64
12.2.1 Časová simulace bez použití tlumícího materiálu.....	69
12.2.2 Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu.....	71

12.2.3	Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu.....	72
12.2.4	Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech.....	74
12.2.5	Vyhodnocení tlumících vlastností v časových simulacích.....	75
12.2.6	Frekvenční simulace bez použití tlumícího materiálu	76
12.2.7	Frekvenční simulace s použitím 10 % pryžového materiálu	78
12.2.8	Frekvenční simulace s použitím 30 % pryžového materiálu	79
12.2.9	Frekvenční simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech.....	80
12.2.10	Vyhodnocení tlumících vlastností ve frekvenčních simulacích.....	82
12.2.11	Model a simulace skříně elektroniky pro první fyzický experiment.....	83
12.3	MODIFIKACE MODELU SKŘÍNĚ ELEKTRONIKY BUZENÝ ELEKTRICKOU SONDOU.....	85
12.3.1	Časová simulace bez použití tlumícího materiálu.....	87
12.3.2	Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu.....	89
12.3.3	Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu.....	90
12.3.4	Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech.....	91
12.3.5	Vyhodnocení tlumících vlastností pryžových materiálu v časových simulacích	93
12.3.6	Model a simulace skříně elektroniky pro druhý fyzický experiment.....	94
13	FYZICKÉ EXPERIMENTY	96
13.1	SROVNÁNÍ SIMULACÍ MODELŮ A FYZICKÝCH EXPERIMENTŮ	97
13.1.1	Srovnání simulace prvního modelu s fyzickým experimentem	97
13.1.2	Srovnání simulace druhého modelu s fyzickým experimentem	99
13.1.3	Závěrečné srovnání prvního a druhého modelu	100
	ZÁVĚR	102
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	103
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	104
	SEZNAM OBRÁZKŮ	105
	SEZNAM TABULEK.....	109
	SEZNAM PŘÍLOH.....	111

ÚVOD

Tato bakalářská práce se zaměřuje na problematiku tlumení vnitřních rezonancí skříně elektroniky. Pro zatlumení vnitřních rezonancí jsou využity magnetické absorbéry. Magnetický absorbér se skládá z nosné dielektrické matrice (pryže) a je plněn železnými pilinami. Tyto absorbéry jsou v praktických aplikacích schopny účinně zatlumit frekvenční pásmo od stovek MHz do nízkých jednotek GHz. V této práci je srovnáváno tlumení rezonancí skříní elektroniky pro různé objemové koncentrace železných pilin. Studium zatlumení je provedeno pomocí komerčního fullwave elektromagnetického simulátoru CST microwave studio od firmy Computer Simulation Technology s využitím TD a FD solveru. Práce detailně popisuje způsob materiálového modelování těchto magnetických absorbérů, pomocí spojitého Debye modelu 2. řádu. Také je popisován zjednodušený model založený na průměrných hodnotách permitivity a permeability. Studium míry zatlumení skříně elektroniky bylo provedeno na menší skříní elektroniky s rozměry 280x280x100 mm. Výsledkem práce je zjištění, že pro minimální požadované zatlumení rezonancí o 10 dB v pásmu od 1,5 GHz do 3 GHz je dostatečné použití pryže s tloušťkou 1 mm a objemovou koncentrací cca 45 %. Studium míry zatlumení pro kmitočty řádově stovky MHz nebylo přímo v práci prováděno, ale dalo by se provést úplně stejnou metodikou jenom s tím rozdílem, že by bylo nutné zvolit příslušně velkou skřín elektroniky.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 MAXWELLOVY ROVNICE

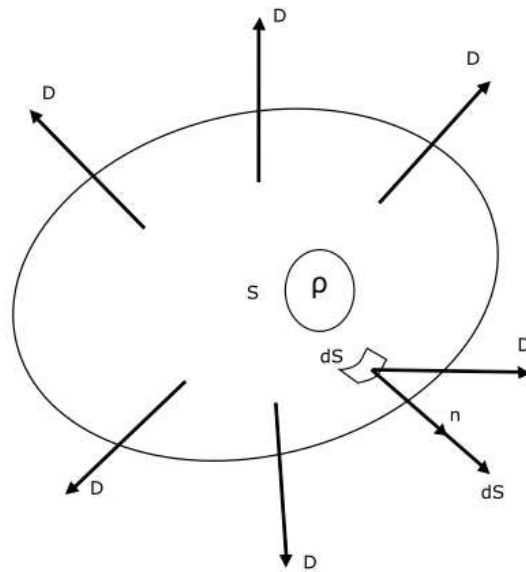
Maxwellovy rovnice jsou výsledkem snahy o aplikaci elektromagnetické teorie na pozorování makroskopických jevů. Tyto základní rovnice lze formulovat dvěma způsoby: pomocí integrálního tvaru a diferenciálního tvaru. Integrální tvar rovnic se zaměřuje na popis chování elektromagnetických polí v rozsáhlejších oblastech, zatímco diferenciální tvar poskytuje podrobný pohled na chování těchto polí v konkrétních bodech. Maxwellovy rovnice byly vyvinuty na základě dříve známých objevů a jejich úprav, což umožnilo hlubší pochopení elektromagnetických procesů.[1]

- Gaussův zákon pro elektrické pole
- Gaussův zákon pro magnetické pole
- Faradayův zákon elektromagnetické indukce
- Zobecněný Ampér-Maxwellův zákon celkového proudu

Maxwell rozšířil a upravil již existující elektromagnetické rovnice svou představou o posuvném proudu. Předšlé rovnice, jako například Ampérův zákon, zahrnovaly pouze proudy tvořené pohybujícími se elektrickými náboji. Maxwell k nim přidal koncept posuvného proudu, který reprezentuje změnu elektrického pole v čase. Tímto krokem byl schopen vytvořit soubor rovnic, které kompletně popisovaly elektromagnetické jevy.[1]

1.1 Maxwellovy rovnice v integrálním tvaru

Z Gaussovy věty pro elektrické pole plyne, že celkový elektrický náboj Q uzavřený v určitém objemu V je přímo úměrný elektrickému indukčnímu toku Ψ_{celk} procházející uzavřenou plochou S , která tento objem obklopuje. Následující obrázek (Obr. 1) popisuje danou problematiku.



Obrázek 1 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro elektrické pole v integrálním tvaru

Rovnici tedy lze zapsat jako

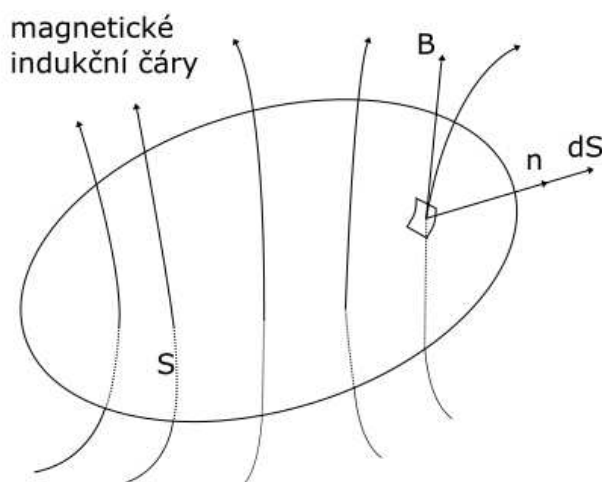
$$\Psi_{celk} = \oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = Q, \quad (1)$$

kde \vec{D} značí vektor elektrické indukce [C/m^2], $d\vec{S}$ diferenciální element plochy [m^2], který má směr normálový k ploše, \oiint_S plošný integrál přes uzavřenou plochu S a Q celkový elektrický náboj [C] uvnitř objemu. ρ označuje objemovou hustotu náboje [C/m^3]. Q lze vypočítat ze vztahu

$$Q = \int_V \rho dV, \quad (2)$$

kde \int_V označuje objemový integrál, ρ hustotu elektrického náboje [C/m^3] a dV diferenciální element objemu.[1]

Z Gaussovy věty pro magnetické pole plyne, že pro libovolnou uzavřenou plochu S , je celkový magnetický tok přes tuto plochu roven nule. Tato tvrzení popisuje fakt, že neexistují magnetické monopóly, což znamená, že každá magnetická indukční čára, která vstoupí do určitého objemu, musí z něho také vystoupit. Následující obrázek (Obr. 2) popisuje danou problematiku.



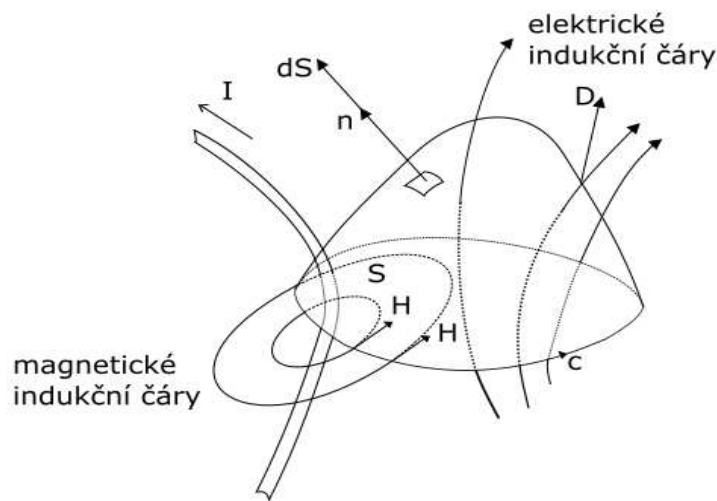
Obrázek 2 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro magnetické pole v integrálním tvaru

Rovnici lze zapsat jako

$$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0, \quad (3)$$

kde \vec{B} značí vektor indukce magnetického pole [T/m²].[1]

Zobecněný Ampér-Maxwellův zákon říká, že magnetické pole, vytvořené elektrickým proudem a změnou elektrického pole, je kontinuální a jeho cirkulace kolem uzavřené křivky je určena tokem elektrického proudu a změnou elektrického toku skrze plochu ohraničenou touto křivkou. Následující obrázek (Obr. 3) popisuje danou problematiku.



Obrázek 3 - Obrázek popisující problematiku Ampér-Maxwellova zákona v integrálním tvaru

Rovnice je dána jako

$$\oint_c \vec{H} d\vec{l} = I + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (4)$$

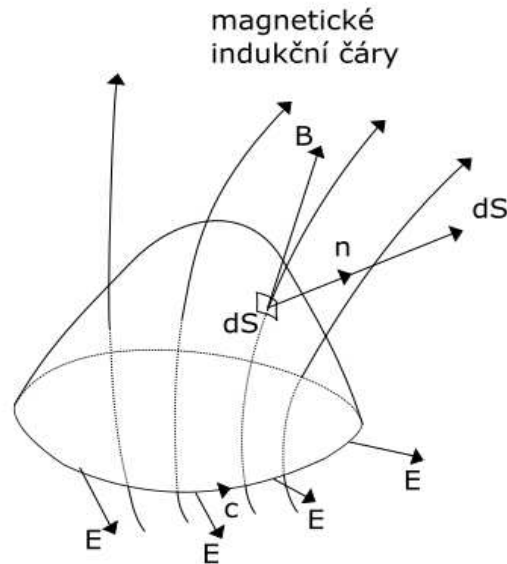
kde \vec{H} označuje vektor magnetické intenzity [A/m], $d\vec{l}$ diferenciální element křivky c [m], I elektrický proud [A] procházející plochou ohraničenou křivkou c a $\frac{d\Psi}{dt}$ změnu elektrického toku v čase. Elektrický tok lze vypočítat ze vztahu

$$\Psi = \iint_S \vec{D} d\vec{S}, \quad (5)$$

kde \vec{D} je vektor elektrické indukce [C/m²].[1]

Faradayův zákon elektromagnetické indukce popisuje, jak změna magnetického toku v čase indukuje elektrické pole, které vede k vytvoření elektrického napětí

(elektromotorické síly) ve smyčce vodiče. Následující obrázek (Obr. 4) popisuje danou problematiku.



Obrázek 4 - Obrázek popisující problematiku Faradayova zákona elektromagnetické indukce v integrálním tvaru

Rovnice je dána jako

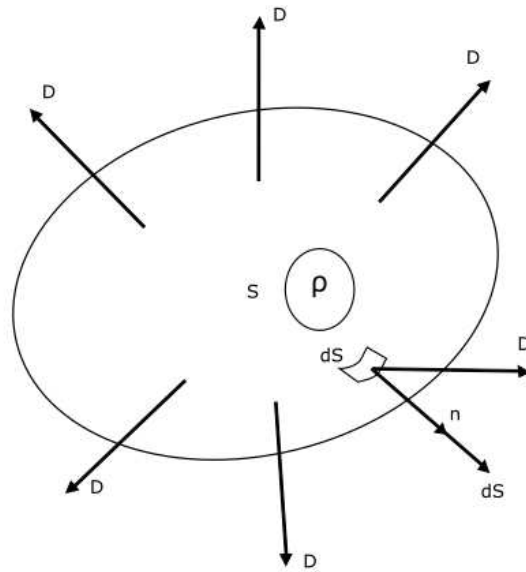
$$EMF = \oint_c \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (6)$$

kde \vec{E} značí vektor intenzity elektrického pole [V/m] a $\frac{d\Phi}{dt}$ změnu magnetického toku v čase. Záporné znaménko v rovnici odráží Lenzův zákon, který říká, že indukované elektrické pole se bude vždy snažit vytvořit protipůsobící magnetický tok, aby se tak bránilo změně magnetického toku, kterým je indukováno. Magnetický tok Φ [T/m²] lze vypočítat ze vztahu

$$\Phi = \iint_s \vec{B} d\vec{S}. \quad (7)$$

1.2 Maxwellovy rovnice v diferenciálním tvaru

Gaussova věta pro elektrické pole říká, že pokud existuje náboj v určitém bodě prostoru, divergence elektrické indukce v tomto bodě bude nenulová a bude odpovídat hustotě náboje. Následující obrázek (Obr. 5) popisuje danou problematiku.



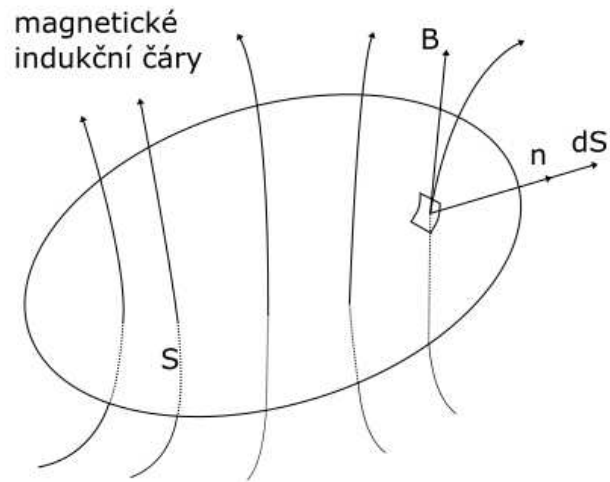
Obrázek 5 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro elektrické pole v diferenciálním tvaru

Rovnice lze zapsat jako

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho, \quad (8)$$

kde div označuje divergenci, tedy vektorový operátor, který měří míru toku elektrického pole, který vychází z daného bodu v prostoru. ρ označuje objemovou hustotu náboje [C/m^3].[1]

Gaussova věta pro magnetické pole říká, že divergence magnetické indukce je rovna nule. Následující obrázek (Obr. 6) popisuje danou problematiku.



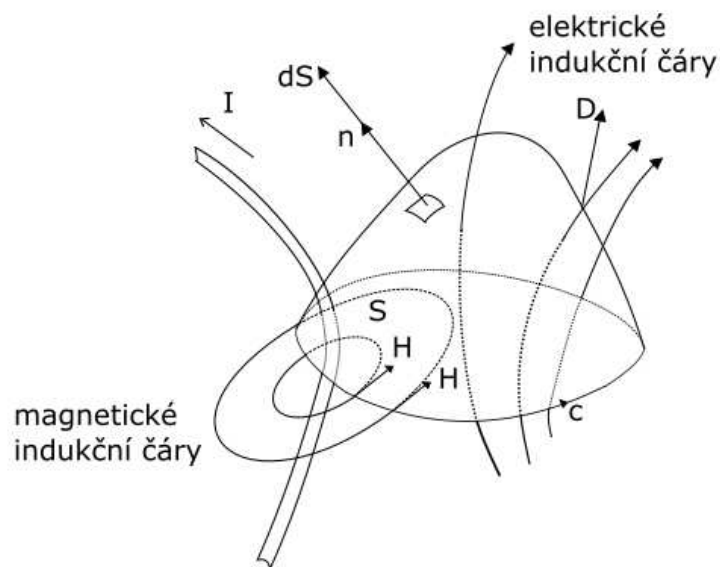
Obrázek 6 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro magnetické pole v diferenciálním tvaru

Rovnici lze zapsat jako

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0. \quad (9)$$

[1]

Ze zobecněného Ampér-Maxwellova zákona plyne, že magnetické pole je vytvářeno jak pohybujícími se náboji, tak měnícím se elektrickým polem. Následující obrázek (Obr. 7) popisuje danou problematiku.



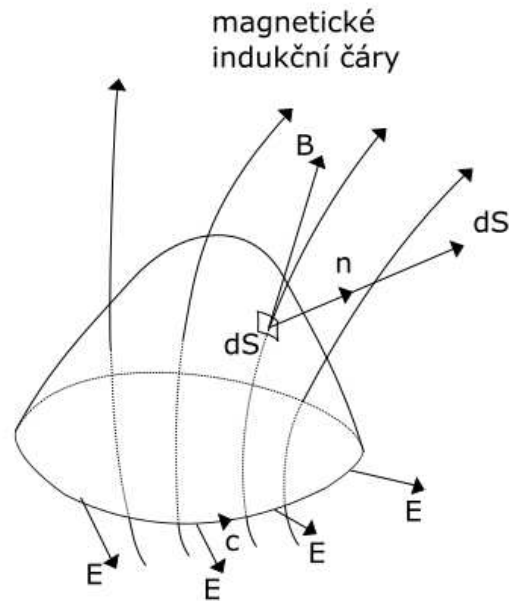
Obrázek 7 - Obrázek popisující problematiku
Ampér-Maxwellova zákona v diferenciálním tvaru

Rovnice je dána jako

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (10)$$

kde $\text{rot } \vec{H}$ značí vektorový operátor popisující změnu vektorového pole kolem bodu v prostoru, \vec{j} vektor hustoty elektrického proudu [A/m^2] a $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ časovou derivaci vektoru elektrické indukce.[1]

Faradayův zákon elektromagnetické indukce říká, že rotace vektoru intenzity elektrického pole je roven záporné časové derivaci vektoru magnetické indukce. Následující obrázek (Obr. 8) popisuje danou problematiku.



Obrázek 8 - Obrázek popisující problematiku Faradayova zákona elektromagnetické indukce v diferenciálním tvaru

Rovnici lze zapsat jako

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (11)$$

Znaménko mínus vyjadřuje, že směr indukovaného elektrického pole je takový, že se snaží vytvořit magnetické pole, které působí proti změně, která jej indukovala. [1]

1.3 Numerické řešení Maxwellových rovnic

V praxi se Maxwellovy rovnice řeší některou numerickou technikou, která umožňuje výpočet realistických 2D, 2.5D nebo 3D úloh. Mezi základní numerické metody patří metoda konečných prvků, metoda momentů a metoda konečných diferencí. Existuje však řada dalších numerických metod, které jsou také vhodné pro řešení Maxwellových rovnic. V této bakalářské práci je pro řešení Maxwellových rovnic využívána výuková licence simulačního programu CST microwave studio. Tento simulátor řeší Maxwellovy rovnice

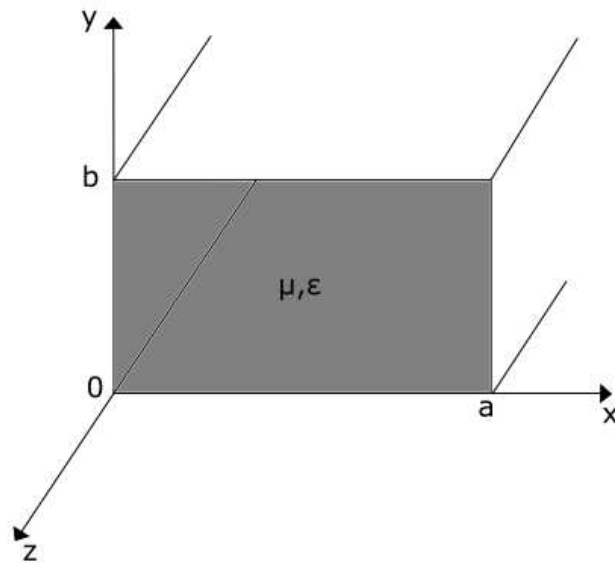
pomocí metody konečných integrací v kombinaci s metodou konečných diferencí. Umožňuje modelovat realistické elektricky velké problémy z různých oblastí elektromagnetismu (anténa, šíření EM vln, mikrovlnné obvody, elektromagnetická kompatibilita a další). Program CST je na trhu od roku 1998 a je celosvětově hodně rozšířený. Vyniká především velmi snadným uživatelským ovládáním. Jeho silnou stránkou jsou některé druhy unikátních časových solverů (TD, TD TLM). Program CST také disponuje kvalitním frekvenčním solverem. Ostatní solvery (např. momentový solver), jsou však velmi pomalé a málo přesné. Zde je lépe využít konkurenční produkty jako je HFFS Ansys, FEKO, nebo například WIPL.[2]

2 VLNOVODY

Vlnovod je kovová trubka určitého příčného průřezu z dokonale vodivého materiálu. U vlnovodu se předpokládá, že jeho délka je srovnatelná nebo větší, než je délka vlny. To znamená, že při popisu napětí a proudu na vedení je nutné použít vlnový popis. V různých částech vedení mají veličiny U a I různou amplitudu a napětí. Vlnovody slouží k efektivnímu přenosu elektromagnetické energie mezi dvěma místy. Například mezi přijímací mikrovlnnou anténou a vstupem přijímače. Vlnovody se rozdělují podle příčného tvaru na obdélníkové, kruhové a vlnovody s jinými typy příčného průřezu (např. H-vlnovod). Nejčastěji používané jsou kruhové nebo obdélníkové vlnovody. Rychlost šíření vlny ve vlnovodu je popisována dvěma rychlostmi. První je rychlost fázová, která odpovídá rychlosti posunu fáze vlny. Tato rychlost je větší než rychlost světla. Druhá rychlost je rychlost grupová, která odpovídá rychlosti přenosu energie. Tato rychlost je menší než rychlost světla. Vlna ve vlnovodu se šíří odrazem od stěn, to znamená že cestuje výslednou rychlostí menší, než je rychlost světla. Pro účel této bakalářské práce využijeme obdélníkový vlnovod, a proto se podrobněji zaměříme na tento typ vlnovodu.[3,4,5]

2.1 Obdélníkový vlnovod

Příčný průřez vlnovodu je položen do roviny x, y a ve směru osy z se šíří vlna. Geometrie vlnovodu je dána šířkou a [m] a výškou b [m], kde platí že $a > b$. Dále se předpokládá že vlnovod je vyplněn materiálem, který má danou permitivitu ϵ [F/m] a permeabilitu μ [H/m]. Následující obrázek (Obr. 9) znázorňuje průřez vlnovodu v rovině.



Obrázek 9 - Průřez vlnovodu v rovině

Obdélníkový vlnovod umožňuje vybudování následujících vidů (tvarů elektromagnetického pole):

- TE (transverzálně elektrické)
- TM (transverzálně magnetické)

Pro přesnější určení tvaru pole se k názvu vidu přidávají ještě vidová čísla m a n . Kde m označuje počet půlvln vytvořeného stojatého vlnění v ose x a n v ose y . [4]

2.1.1 TE vidy obdélníkového vlnovodu

TE vidy nemají žádné elektrické pole ve směru šíření, protože vektor intenzity elektrického pole složky leží v příčné rovině ke směru šíření, má tedy pouze složky E_x a E_y . Vektor intenzity magnetického pole má všechny 3 složky H_x , H_y a H_z . Dále se budeme zabývat vlnovou rovnicí pro složku H_z (intenzita magnetického pole ve směru šíření). Je určena

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) H_z(x, y) = 0, \quad (12)$$

kde platí že mezní vlnové číslo $k_c^2 = \sqrt{k^2 - \beta^2}$. Dále platí, že vlnová konstanta k pro vlnu, která se šíří ve volném prostoru, se vypočítá jako $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ [rad/m], kde se vlnová délka rovná $\lambda = \frac{c}{f}$ [m]. Symbolem c je označena rychlost světla [m/s] a symbolem f frekvence [Hz]. Vlnová rovnice H_z se řeší metodou separace proměnných na obecný tvar

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (13)$$

kde A_{mn} je násobná amplituda a j imaginární konstanta. Rovnice pro příčné složky pole $TE_{m,n}$ jsou dány vztahy:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (14)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (15)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (16)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}. \quad (17)$$

Kde μ (pro vzduch $\mu=0$) je permeabilita prostředí, kruhový kmitočet $\omega = 2\pi f$ a β konstanta šíření ve směru osy z je

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (18)$$

Zároveň musí platit, že

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (19)$$

Mezní frekvenci lze vypočítat ze vztahu

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (20)$$

kde ϵ je permitivita prostředí [F/m] a μ je permeabilita prostředí [H/m]. [4]

2.1.2 TM vidy obdélníkového vlnovodu

TM vidy naopak nemají žádné magnetické pole ve směru šíření, protože vektor intenzity magnetického pole složky leží v příčné rovině ke směru šíření, má pouze složky H_x a H_y . Vektor intenzity elektrického pole má tedy všechny 3 složky E_x , E_y , E_z . Podobně jako u TE vidů se budeme zabývat vlnovou rovnicí pro složku E_z (intenzita elektrického pole ve směru šíření). Vlnová rovnice pro složku E_z je dána vztahem

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) E_z(x, y) = 0, \quad (21)$$

který se obdobně řeší metodou separací proměnných na obecný tvar

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}. \quad (22)$$

Rovnice pro příčné složky pole $TE_{m,n}$ jsou dány vztahy

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (23)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (24)$$

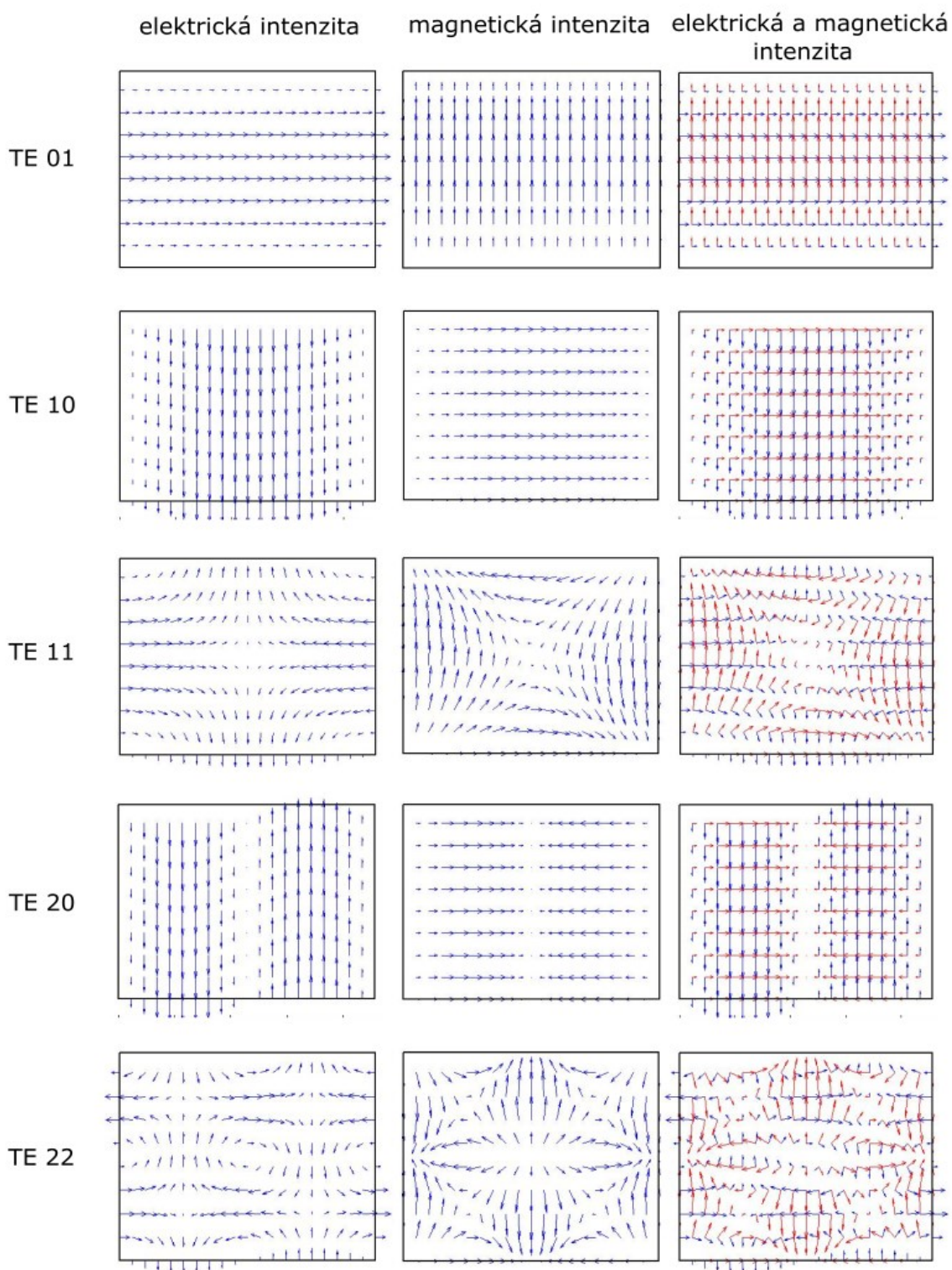
$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (25)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} . \quad (26)$$

Rovnice pro konstantu šíření β a rovnice pro mezní frekvenci $f_{c_{m,n}}$ jsou stejné jako u TE vidů.[4]

2.1.3 Vizualizace základních TE vidů v obdélníkovém vlnovodu

Tato podkapitola popisuje vizualizaci základních TE vidů pro obdélníkový vlnovod. V obrázku (Obr. 10) jsou zobrazeny TE vidy s čísly 0, 1 a 2 které se reálně ve vlnovodu nacházejí. Například pro vid TE 10 vyplývá, že elektrická intenzita je orientována svisle dolů a má 1 půlvlnu na podélný rozměr vlnovodu. Naopak magnetická intenzita je orientována vodorovně, tedy rovnoběžně s podélným rozměrem vlnovodu a zase platí, že je zde 1 půlvlna. Směr magnetické intenzity je orientován zleva doprava. Fyzikálně, ve vlnovodu je vodivý proud, který vždy teče po horní a dolní straně. Pro elektrickou intenzitu vidu TE 11 je situace komplikovanější. Elektrická složka sice má 1 půlvlnu na rozměr vlnovodu, ale kvůli symetrii tohoto vidu má maximum na levé straně, uprostřed je minimum a na pravé straně zase maximum, avšak s opačnou hodnotou. Dále platí, že elektrické a magnetické složky si jsou navzájem kolmé a vzájemný vektorový součin udává vektor šíření energie ve vlnovodu. Tyto vizualizace byly vytvořeny pomocí Matlab skriptu pro vlnovod R100 s rozměry délky $a = 22,86$ mm a šířky $b = 10,16$ mm.



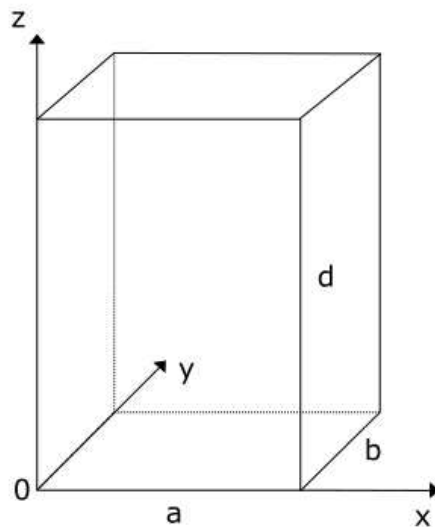
Obrázek 10 - Vizualizace základních TE vidů v obdélníkovém vlnovodu

3 DUTINOVÉ REZONÁTORY

Dutinové rezonátory slouží k uchycení elektromagnetické energie. Vyznačují se vysokým činitelem jakosti Q . Konstrukce musí být uzavřená, aby vzniklo stojaté vlnění mezi všemi stěnami. Nejčastěji používané tvary konstrukce jsou obdélníkové nebo kruhové. Stěny rezonátoru jsou tvořeny vodivým materiálem. Stejně jako u vlnodův dutinové rezonátory umožňují šíření TE a TM vidů. Rozdíl je ten, že vlna v rezonátoru se může šířit i ve směru osy z . Vidová čísla jsou tedy m , n a p . [4,5]

3.1 Obdélníkové dutinové rezonátory

Geometrie rezonátoru je dána šířkou a [m], výškou d [m] a hloubkou b [m]. Následující obrázek (Obr. 11) znázorňuje geometrii rezonátoru v rovině.



Obrázek 11 - Geometrie rezonátoru v rovině

Rovnice pro příčné elektrické složky E_x , E_y pro TE a TM vidy je dána vztahem

$$\overline{E}_t(x, y, z) = \overline{e}(x, y) [A^+ e^{-j\beta_{mb}z} + A^- e^{j\beta_{mb}z}], \quad (27)$$

kde A^+ označuje vlnu která postupuje v kladném směru osy z a A^- vlnu, která je odražena a postupuje v záporném směru osy z . Pro mezní vlnové číslo platí rovnice

$$k_{mnp} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2}. \quad (28)$$

A pro rezonanční frekvenci

$$f_{mnp} = \frac{ck_{mnp}}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2}. \quad (29)$$

Nejnižší vid, který lze vybudit v obdélníkovém dutém rezonátoru je TE_{101} a TM_{110} . Pro příčné složky TE vidů v obdélníkovém rezonátoru platí následující rovnice:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (30)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d} \quad (31)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d} \quad (32)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}. \quad (33)$$

Vlnová rovnice pro složku H_z je dána jako

$$H_z = H_{z_{max}} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}. \quad (34)$$

Činitel jakosti Q je definován vztahem

$$Q = \omega \frac{W}{P_{loss}} = \frac{\omega \mu}{2R_s} \frac{(k_c^2 + \beta^2)(abd)}{k_c^2 d(2b + a) + \beta^2 a(2b + d)}, \quad (35)$$

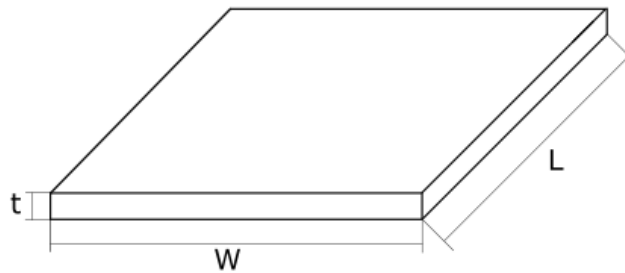
kde P_{loss} je ztrátový výkon, W energie rezonátoru, R_s odpor na jednotku plochy [Ω/m^2] a ω kruhový kmitočet [rad/s]. Veličina β je konstanta šíření ve směru osy z ve vlnovodu. [4,5]

4 POVRCHOVÝ ODPOR

V mikrovlnné technice se při modelování ztrátových (rezistivních) povrchů používají 2 přístupy. První přístup je založen na použití objemové vodivosti materiálu γ [S/m]. Druhý přístup je založen na použití povrchového odporu R_s [Ω/m^2]. První přístup je výpočetně náročnější, kdy pro přesné chování elektrické a magnetické složky elektromagnetického pole je nutné diskretizovat tloušťku vodiče pomocí více elementů (buněk) v daném numerickém simulačním programu. V případě druhého přístupu je elektrická a magnetická složka navzájem provázána pomocí impedanční okrajové podmínky s uvážením povrchové impedance. Simulace je v tomto případě výrazně rychlejší. Samotný ztrátový rezistivní materiál není nutné modelovat jako vrstvu několika tenkých buněk. Pro numerický simulační program je v místě, kde se nachází ztrátový povrch definována pouze hodnota povrchové impedance, která provazuje navzájem elektrickou a magnetickou intenzitu na tomto povrchu. V blízkosti tohoto povrchu se pak nachází síť, jejíž hustota odpovídá hustotě sítě pro sousedící vzduchovou oblast. Použití povrchové impedance dává poměrně přesné výsledky při výpočtu rezonancí v dutinových rezonátorech. Tento přístup je možné použít jak pro TD, tak pro FD simulace v CST microwave studiu.[6]

4.1 Povrchový odpor pro stejnosměrné kmitočty

Povrchový odpor R_s je definován jako odpor vodiče na čtverec plochy [Ω/m^2]. Tato definice platí pro nízkofrekvenční oblast. Obrázek (Obr. 12) znázorňuje geometrii výřezu vodiče. Symbolem t je označena tloušťka povrchu [m], symbolem W je označena šířka povrchu [m] a symbolem L délka povrchu [m]. Zároveň platí, že $W = L$.



Obrázek 12 - Geometrie výřezu vodiče

Rovnice je dána jako

$$R_{sDC} = \rho \frac{L}{S}. \quad (36)$$

Rovnici po rozepsání lze zapsat jako

$$R_{sDC} = \frac{1}{\gamma} \frac{L}{Lt} \quad (37)$$

a po úpravě vyjde vztah

$$R_{sDC} = \frac{1}{\gamma t}. \quad (38)$$

Symbol ρ označuje měrný odpor, S příčný průřez [m^2] a γ vodivost materiálu. Tato rovnice platí při nízkých frekvencích.[7]

4.2 Povrchový odpor pro vysokofrekvenční oblast

Při vysokých frekvencích je proud kvůli skin efektu vytlačován na povrch vodiče, to znamená, že teče pouze v tenké vrstvě tloušťky δ [m]. Symbolem δ je označována hloubka vniku. Hloubka vniku je definována jako

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\gamma}}, \quad (39)$$

kde ω označuje úhlovou frekvenci a μ_0 permeabilitu volného prostoru [H/m]. Rovnice pro povrchový odpor při vysokých kmitočtech je tedy dána jako

$$R_{SHF} = \sqrt{\frac{\pi\mu_0 f}{\gamma}}, \quad (40)$$

kde symbol f označuje frekvenci. Povrchová impedance dobře vodivých materiálů je definována jako

$$Z_{SHF} = (1 + j)R_{SHF}. \quad (41)$$

Po rozepsání rovnice lze zapsat jako

$$Z_{SHF} = R_{SHF} + jR_{SHF}. \quad (42)$$

5 ČINITEL JAKOSTI Q

Činitel jakosti se používá k popisu rezonančního chování nedostatečně tlumeného oscilátoru nebo rezonátoru a nemá žádnou jednotku. Princip je popsán dvěma definicemi. První definice vychází z poměru počáteční energie uložené v rezonátoru k energii ztracené za jednu sekundu. Druhá vychází z poměru středové frekvence rezonátoru f_r k jeho šířce pásma $\Delta\omega$, když je podroben oscilující pohonné síle. I když tyto dvě definice nejsou úplně shodné, s rostoucí hodnotou parametru Q se stávají více srovnatelnými. Pro činitel jakosti platí, že čím větší je hodnota parametru, tím pomaleji energie a kmity v rezonátoru zaniknou. To znamená, že rezonátory s vysokým činitelem jakosti mají nízké tlumení a mohou déle kmitat nebo vibrovat. V okolí rezonančního kmitočtu dochází k velkému zesílení dané veličiny vzhledem k zdroji této veličiny. Například v dutinovém rezonátoru buzeném koaxiálním kabelem a elektrickou sondou dojde k zesílení (vykmitání) napětí (elektrické inezity) na velmi velkou hodnotu. Pokud je činitel jakosti Q velký (v praxi $Q > 10$), tak dojde přibližně ke Q -násobnému zesílení. To představuje velký problém v případě, že jsou ve skříní elektroniky citlivé analogové části, do kterých může tento velký signál pronikat a ovlivňovat negativně jejich funkci. Rovnice pro činitel jakosti podle první definice je dána jako

$$Q = 2\pi f_r \frac{\text{energy stored}}{\text{power loss}} = 2\pi f_r \frac{W}{P}, \quad (43)$$

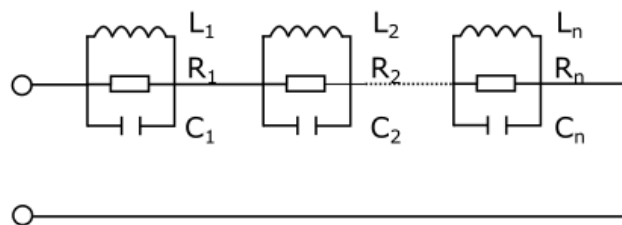
kde f_r označuje mezní frekvenci, *energy stored* energii [W*s] uloženou v oscilujícím rezonátoru a *power loss* energii [W*s] rozptýlenou za jednu sekundu. Rovnice pro činitel jakosti Q podle druhé definice je popsána jako

$$Q = \frac{2\pi f_r}{\Delta\omega}, \quad (44)$$

kde $\Delta\omega$ označuje úhlovou šířku pásma, pro kterou klesne energie v rezonátoru na jednu polovinu, tedy o 3 dB. Šířku pásma Q dutinového rezonátoru je možné také definovat i tak, že je to rozsah kmitočtů, pro které poklesne impedance daného vidu rezonátoru ve srovnání s rezonanční impedancí o 3 dB.[8,5]

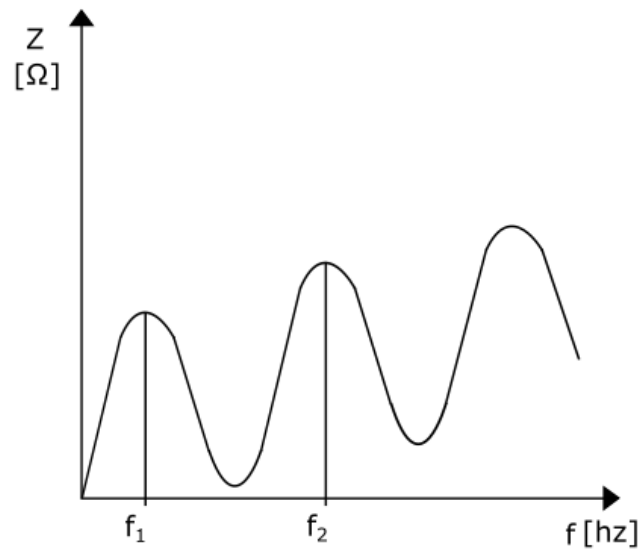
6 SÉRIE PARALELNÍCH REZONANČNÍCH OBVODŮ

Série paralelních rezonančních obvodů je elektrický obvod, který obsahuje paralelní rezonanční obvody zapojené v sérii. Paralelní rezonanční obvod obsahuje kondenzátor a cívku zapojené paralelně. Na určité frekvenci, známé jako rezonanční frekvence, se reaktance cívky (induktance) a kondenzátoru (kapacitance) vzájemně vyruší. Výsledkem je, že celková impedance obvodu je maximální a je převážně rezistivní. Při této frekvenci obvod může přenášet nejmenší proud z externího zdroje, ale v obvodu může cirkulovat velmi vysoký proud mezi cívkou a kondenzátorem. Obrázek (Obr. 13) popisuje sérii n paralelních rezonančních obvodů. Symbolem L je označená cívka, symbolem R rezistor a symbolem C kondenzátor. Index n udává číslo komponenty.



Obrázek 13 - Série paralelních rezonančních obvodů

Obrázek (Obr. 14) popisuje závislost frekvence f na impedanci Z . Symbolem f_1 a f_2 jsou označeny rezonanční frekvence.



Obrázek 14 - Závislost frekvence na impedanci

Rovnici pro rezonanční frekvenci f_i daného obvodu lze zapsat jako

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}}, \quad (45)$$

kde symbol L_i označuje indukanci daného obvodu a C_i kapacitanci daného obvodu. Symbol i je index rezonančního obvodu (od 1 do n). Rovnice pro činitel jakosti daného (i -tého) obvodu je dána jako

$$Q_i = \frac{R_{p_i}}{\sqrt{\frac{L_i}{C_i}}}, \quad (46)$$

kde R_{p_i} označuje paralelní rezistenci. Hodnotu rezonanční impedance na kmitočtu f_i je možné také zapsat jako

$$Q_i = \frac{R_{p_i}}{Z_i}, \quad (47)$$

kde Z_i je charakteristická impedance daného i -tého paralelního rezonančního obvodu. To prakticky znamená, že v rezonanci bude paralelní rezonanční odpor dosahovat hodnoty Q -krát větší, než je hodnota charakteristické impedance Z_i .

7 MODELOVÁNÍ V CST MICROWAVE STUDIO

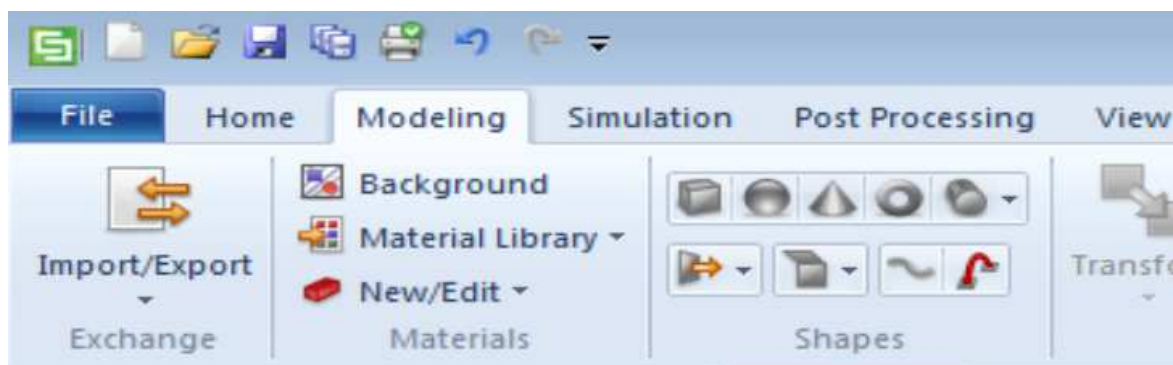
Tato kapitola popisuje základní modelovací techniky v CST microwave studio.

7.1 Modelování základních tvarů

Program nabízí vytvoření základních 2D i 3D tvarů jako jsou například:

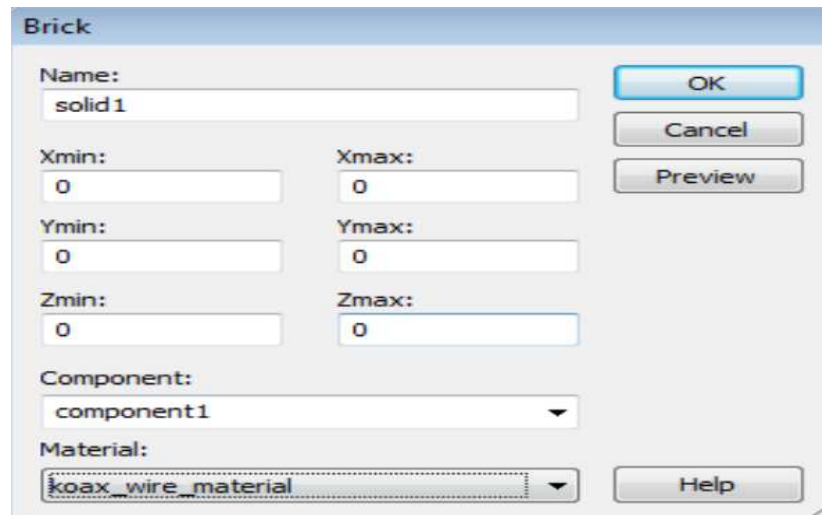
- *Brick*
- *Sphere*
- *Cylinder*
- *Cone*
- *Torus*

Tyto objekty se nachází v záložce *Modeling* a sekci *Shapes* jak je znázorněno na obrázku (Obr. 15).



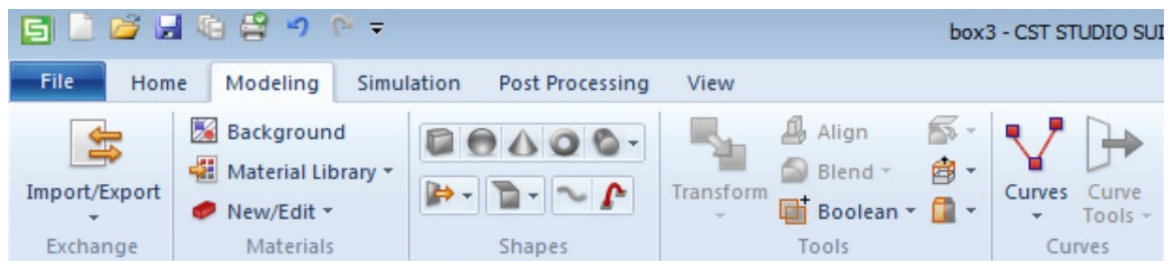
Obrázek 15 - CST microwave studio – záložka modeling

Pro vytvoření daného tvaru se stiskne ikona požadovaného tvaru a po stlačení klávesy *Esc*, se zobrazí okno pro zadání potřebných hodnot k vytvoření útvaru. Tyto hodnoty definují rozměry v 3D prostoru. Po zadání těchto hodnot se daný útvar vytvoří. Obrázek (Obr. 16) znázorňuje okno pro *Brick*. [6]

Obrázek 16 - CST microwave studio – okno pro vytvoření *Brick*

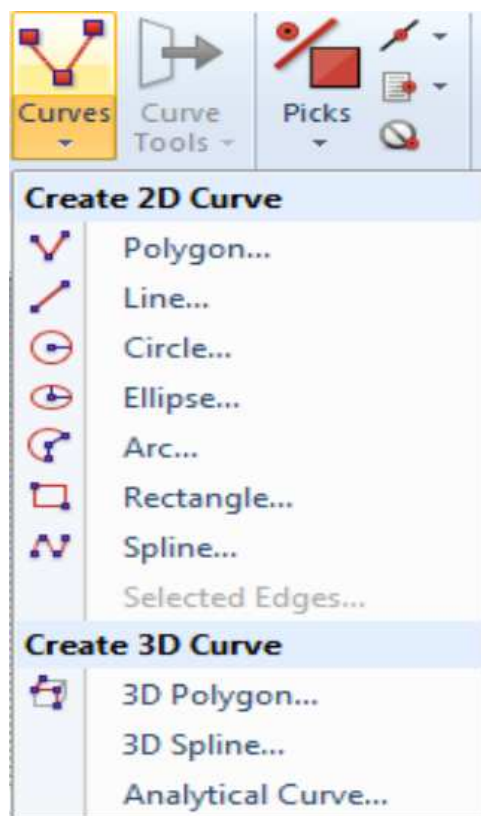
7.2 Modelování křivek

Křivky slouží k vytváření tvarů jak pro 2D tak i pro 3D modelování. Výhoda této funkce spočívá v tom, že díky ní lze vytvářet složité tvary, které by se těžce realizovaly pomocí základních tvarů. Tato funkce se nachází v záložce *Modeling a* v sekci *Curves*, jak je znázorněno v obrázku (Obr. 17).



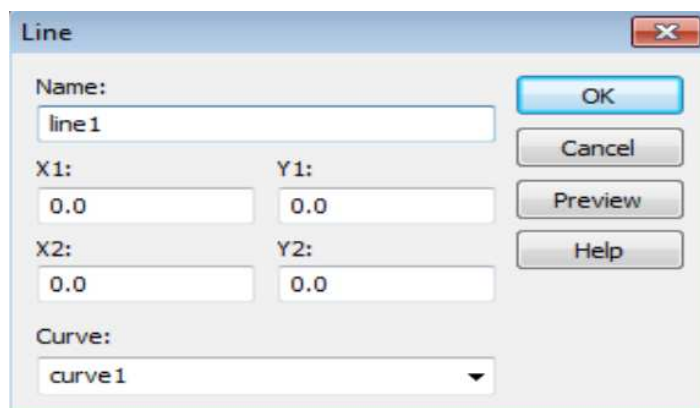
Obrázek 17 - CST microwave studio – záložka modeling

Křivky jsou rozděleny do dvou hlavních kategorií: 2D a 3D. Dále jsou rozděleny podle jejich tvaru. Následující obrázek (Obr. 18) vyobrazuje výběr typů křivek.



Obrázek 18 - CST microwave studio –
výběr křivek

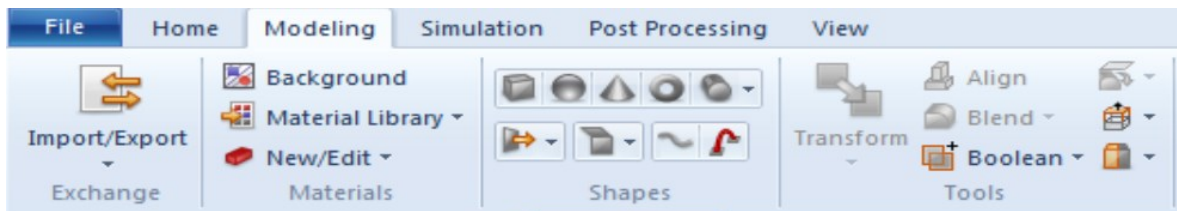
Pro vytvoření křivky se zvolí požadovaný tvar a po zmáčknutí klávesy *Esc* se zobrazí okno pro zadání potřebných hodnot pro vytvoření. Tyto hodnoty definují rozměry v prostoru. Po zadání těchto hodnot se daná křivka vytvoří. Obrázek (Obr. 19) znázorňuje okno pro *Line*. [6]



Obrázek 19 - CST microwave studio – okno pro *Line*

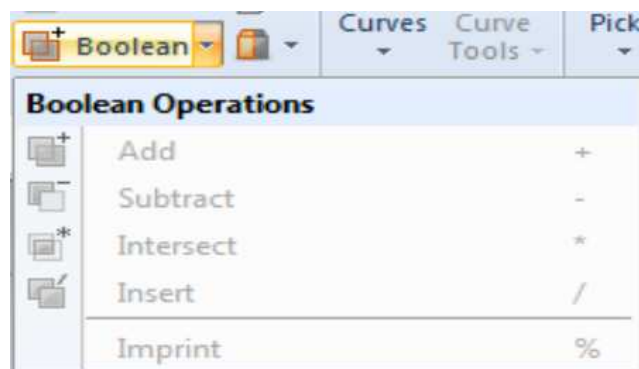
7.3 Boolean operace

Boolean operace se řadí mezi nejsilnější modelovací techniky. Tyto operace jsou užitečné pro tvorbu složitých 3D tvarů. Umožňují snadno kombinovat, odečítat nebo hledat průnik mezi objekty. Boolean operace se nachází v záložce *Modeling* a v sekci *Tools*, jak je znázorněno na obrázku (Obr. 20).



Obrázek 20 - CST microwave studio – záložka modeling

Na obrázku (Obr.21) jsou znázorněny dostupné boolean operace.



Obrázek 21 - CST microwave studio –
Boolean operace

Popis jednotlivých operací je následující:

- Add – tato operace kombinuje dva objekty do jednoho
- Subtract – tato operace odstraní prostor jednoho objektu z druhého
- Intersect – tato operace zachová pouze tu část, kde se oba objekty překrývají
- Insert – tato operace vloží jeden objekt do druhého
- Imprint – tato operace neodstraní druhý objekt jako u odčítání, ale použije jej k oříznutí části prvního objektu, aniž by došlo k jeho úplnému odstranění[6]

8 DEBYE

Debye model pro ztrátové dielektrické materiály je klíčovým teoretickým nástrojem používaným k popisu elektrických vlastností dielektrik, zvláště ve vztahu k jejich frekvenčně závislým reakcím. Model původně navržený Peterem Debyem, poskytuje rámec pro porozumění polarizačním procesům v dielektrických materiálech, které mají zásadní význam pro aplikace v elektronice a materiálovém inženýrství. Zásadním výsledkem Debye modelu je výpočet komplexní permitivity, která se skládá z reálné části a imaginární části. Reálná část je spojena s ukládáním energie v elektrickém poli, zatímco imaginární část reprezentuje ztráty energie způsobené vnitřním třením při změně orientace dipólů. Tyto vlastnosti jsou klíčové pro pochopení, jak materiál ztrácí energii v důsledku opožděné polarizační odezvy. Frekvenční závislost dielektrických vlastností je dalším významným aspektem tohoto modelu. Permitivita a dielektrické ztráty se mění v závislosti na frekvenci externího elektrického pole. Model ukazuje, že při nízkých frekvencích jsou dielektrické ztráty minimální, ale s rostoucí frekvencí se zvyšují, dosahují maxima v blízkosti frekvence odpovídající inverzní hodnotě relaxační doby, a poté opět klesají. Podobně koncept komplexní permeability se používá pro popis reakce materiálu na magnetické pole, která se skládá z reálné a imaginární části. Reálná část je spojena s ukládáním magnetické energie v materiálu. Imaginární část vyjadřuje, kolik energie je ztraceno kvůli vnitřnímu tření při změně magnetického pole. Vztah pro relativní komplexní permitivitu popisují následující rovnice.[10]

$$\epsilon_{r_Debye} = \epsilon_{r_i} + (\epsilon_{r_s} - \epsilon_{r_i}) \sum_{n=1}^N \frac{g_n}{(1+j\omega_n\tau_n)} \quad (48)$$

$$\epsilon_{r_Debye_REAL} = \epsilon_{r_i} + (\epsilon_{r_s} - \epsilon_{r_i}) \sum_{n=1}^N \frac{g_n}{(1+(\omega_n\tau_n)^2)} \quad (49)$$

$$\epsilon_{r_Debye_IMAG} = -(\epsilon_{r_s} - \epsilon_{r_i}) \sum_{n=1}^N \frac{g_n\omega_n\tau_n}{(1+(\omega_n\tau_n)^2)} \quad (50)$$

$$\sum_{n=1}^N g_n = 1 \quad (51)$$

Symbolsy v rovnicích mají následující význam:

g_n ... relativní amplituda n-tého Debyeho členu [-]

τ_n ... časová konstanta pro n-tý Debyeho pól [s]

N ... řád aproximace podle Debyeho

ϵ_{r_s} ... permitivita pro kmitočet $\omega = 0$ [-]

ϵ_{r_i} ... permitivita pro kmitočet $\omega = \infty$ [-]

ω_n ... mezní kmitočet [rad/s]

Komplexní permitivita je dána vztahem

$$\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r'' , \quad (52)$$

kde ϵ_r' označuje reálnou část komplexní permitivity [F/m] a ϵ_r'' imaginární část komplexní permitivity [F/m]. Po rozepsání rovnice, je permitivita definována jako

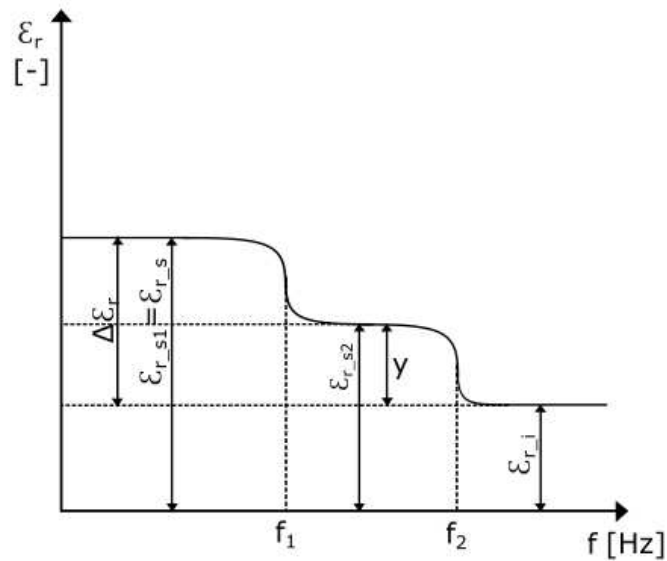
$$\epsilon_r = \epsilon_r' (1 + j \tan \delta_e) , \quad (53)$$

kde $\tan \delta_e$ označuje elektrický ztrátový činitel [-]. Elektrický ztrátový činitel je definován jako

$$\tan \delta_e = \frac{\gamma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r'} , \quad (54)$$

kde γ označuje objemovou vodivost dielektrika [S/m], ω úhlovou frekvenci [rad/s], ϵ_0 permitivitu vakua [F/m] a ϵ_r relativní permitivitu [-].[10]

Kmitočtová závislost komplexní permitivity je uvedena v následujícím obrázku (Obr. 22).



Obrázek 22 - Kmitočtová závislost komplexní permitivity

Symbole v obrázku (Obr. 22) mají následující význam. Symbole f_1 a f_2 označují lomové frekvence [Hz]. Symbol $\epsilon_{r_{s1}}$ označuje 1. statickou dielektrickou konstantu materiálu. $\epsilon_{r_{s2}}$ označuje 2. statickou dielektrickou konstantu materiálu. ϵ_{r_s} označuje permitivitu při nízkých kmitočtech. Symbol $\Delta\epsilon_r$ označuje změnu relativní permitivity a lze jej vyjádřit jako

$$\Delta\epsilon_r = (\epsilon_{r_s} - \epsilon_{r_i}). \quad (55)$$

ϵ_{r_i} označuje dielektrickou konstantu materiálu při nekonečně velkých frekvencích. $\epsilon_{r_{s1}}$ lze vypočítat ze vztahu

$$\epsilon_{r_{s1}} = \epsilon_{r_i} + \Delta\epsilon_r. \quad (56)$$

$\epsilon_{r_{s2}}$ lze vypočítat ze vztahu

$$\epsilon_{r_{s2}} = \epsilon_{r_i} + y, \quad (57)$$

kde y lze vypočítat ze vztahu

$$y = g_2 \Delta \epsilon_r. \quad (58)$$

Symbol g_2 označuje relaxační koeficient. ϵ_{r_i} označuje dielektrickou konstantu v limitě nízkých frekvencí.

Komplexní permeabilita je definována jako

$$\mu_r = \mu_r' + j\mu_r'', \quad (59)$$

kde symbol μ_r' označuje reálnou část permeability [H/m] a μ_r'' imaginární část permeability [H/m].

Po rozepsání rovnice, je permeabilita definována jako

$$\mu_r = \mu_r(1 + j \tan \delta_m), \quad (60)$$

kde $\tan \delta_m$ označuje magnetický ztrátový činitel [-]. Magnetický ztrátový činitel je definován jako

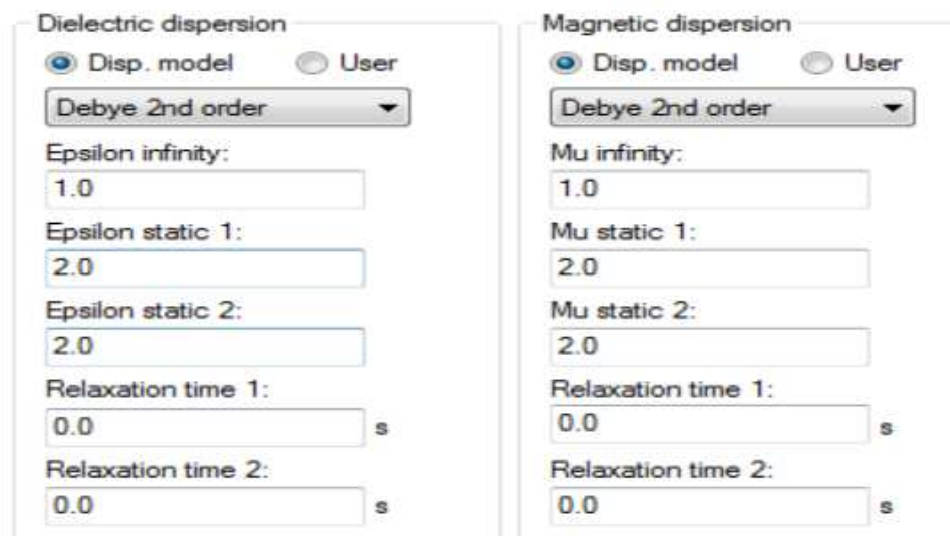
$$\tan \delta_m = \frac{\mu_r''}{\mu_r'}. \quad (61)$$

Logika pro výpočet kmitočtové závislosti komplexní permeability, je stejná jako u permitivity.[9]

Model s Debye aproximací bývá často používán v simulátorech elektromagnetického pole (např. CST, HFSS Ansys a další...), protože je kauzální. Zpravidla umožňuje zadávat aproximace obecného n-tého řádu. A to jak pro permitivitu, tak pro permeabilitu. Koeficienty pro Debyeho model jsou získávány aproximací podle skutečné naměřené permitivity a permeability. K aproximacím většinou slouží genetické algoritmy nebo optimalizace pomocí roje částic.[6,10]

8.1 Debye v CST microwave studio

V CST microwave studiu se při vytváření materiálu s Debye modelem 2.řádu zadávají hodnoty, které jsou uvedeny v následujícím obrázku (Obr. 23).



Obrázek 23 - CST microwave studio – vytváření materiálu s Debye modelem
2. řádu

Rozdíl je ten, že se zde zadávají hodnoty „epsilon static 1“ a „epsilon static 2“. „Epsilon static 1“ lze vyjádřit jako

$$\epsilon_{s,1} = \epsilon_i + g_1 \Delta \epsilon_r . \quad (62)$$

„Epsilon static 2“ lze vyjádřit jako

$$\epsilon_{s,2} = \epsilon_i + g_2 \Delta \epsilon_r . \quad (63)$$

Logika pro výpočet „Mu static 1“ a „Mu static 2“ je stejná jako u permitivity.

CST microwave studio nabízí více možností pro vytvoření materiálu. Pokud se jedná o modely vyššího řádu, tak jej nelze zadat formou koeficientů. Takové materiály se zadávají tabulkově a aproximaci dělá samotný software, což není optimální. K aproximaci využívá analytické aproximační algoritmy, které jsou sice rychlé, ale méně přesné. V našem případě byl použit způsob vytváření Debyeho aproximace bez analytické aproximace v CST microwave studiu. Tento postup spočíval v použití softwaru „mds“ (material database system) [11], který umožňuje načítat změřené ϵ_r a μ_r , provádět jejich vizualizaci a aproximaci pomocí Debye n-tého řádu. [6]

II. PRAKTICKÁ ČÁST

9 TLUMENÍ REZONANCÍ VE SKŘÍNÍCH ELEKTRONIKY

V případě, že jsou v praxi realizovány skříně elektroniky, které obsahují velký počet elektronických komponent, mohou nastat případy, kdy je potřeba řešit vzájemné elektromagnetické vazby mezi komponentami.

Elektromagnetická vazba mezi komponentami není problém, pokud jsou tyto komponenty dostatečně zastíněny a pokud je pracovní rozsah kmitočtů menší, než je první kritický kmitočet f_c pro vlastní stojaté kmitání elektromagnetického pole ve skříní elektroniky. Tento kmitočet odpovídá vidu TE110, TE101 nebo TE011 (podle fyzického provedení skříně).

Pokud jsou naopak pracovní frekvence elektronických obvodů vyšší, než je kritický kmitočet f_c , tak je potenciálně možné vzájemné negativní ovlivňování elektronických komponent ve skříní elektroniky. To je v dnešní době větší riziko než v minulosti, protože hodinové frekvence moderních 32bitových mikrokontrolerů (např. ARM) dosahují běžně frekvence řádově stovky MHz nebo výše. Tento mechanismus je přitom takový, že napětí generované některou komponentou ve skříní může být zesilováno účinkem vnitřních rezonancí skříně.

Pokud je ve skříní elektroniky provozována čistě digitální elektronika, tak se ve většině případů vnitřní rezonance skříně neprojeví. Je tomu tak proto, že číslicové signály mají širokopásmový charakter a vnitřní rezonance krabice narušují jejich tvar jenom na několika diskrétních kmitočtech, tedy úzkopásmově. Pokud je však ve skříní elektroniky přítomna kombinace digitální a analogové elektroniky, tak vnitřní rezonance skříně představují už větší problém. Pokud jsou používány velké pracovní kmitočty (větší jak f_c) a ve skříní jsou přítomny citlivé analogové komponenty, tak může docházet k výraznému rušení nebo ztrátě funkce těchto analogových komponent.

Analogové komponenty mají ve většině případů svoje vlastní stínění. Hodnota tohoto stínění, ale nemusí být dostatečná a skrze otvory v těchto analogových komponentech může do nich pronikat rušivý (zesílený) signál na rezonančních frekvencích skříně elektroniky. Obecně lze říci, že negativní vliv rušivých rezonancí skříně elektroniky vzniká převážně v případech, kdy krabice je uzavřená. Pokud je některá strana skříně z plastového materiálu (například průhledné plexisklo nebo polykarbonát), tak je vybuzení vnitřních rezonancí mnohem menší, protože se jedná o polo-uzavřený rezonátor. To je důvod, proč u skříní, které obsahují síťové komponenty typu switch nebo router, není nutné rezonance

skříňně tlumit útlumovou pryží. Druhý důvod, proč u síťových skříní nejsou pryže používány je to, že se jedná o čistě digitální elektroniku.

Většinou nastávají problémy s vnitřními rezonancemi elektroniky u mikrovlnných obvodů, kde vnitřní rezonance mohou ovlivňovat činnost oscilátorů nebo zesilovačů. Problémy však mohou vznikat i ve fyzicky rozměrnějších skříních, kde jsou používány relativně malé kmitočty (cca. stovky MHz). Problematika tlumení rezonancí pomocí ztrátových materiálů je poměrně široká. Zjednodušeně můžeme říci, že lze použít buď materiály se ztrátovou elektrickou složkou (např. uhlíkové částice) nebo materiály magnetické (například pryže s kovovými částicemi). Tato bakalářská práce se omezuje jenom na magnetické absorbéry. Na velmi nízkých kmitočtech (řadově desítky až stovky MHz) lze také použít feritové materiály (toto je případ v anechoických komorách).

Pro zatlumení rezonancí ve skříní elektroniky je tak potřeba vybrat pryž s vhodnou objemovou koncentrací a tloušťkou, což je diskutováno v této práci.



Obrázek 24 - Fotografie měřené skříně elektroniky a příklad datového rozvaděče

Výše uvedený obrázek (Obr. 24), ukazuje 2 příklady skříní elektroniky. Levá část obrázku ukazuje menší skříň s rozměry 280x280x100mm. Tato skříň rezonuje na kmitočtu $f_c = 757$ MHz a byla simulována a změřena v této BP. Pravá část ukazuje větší skříň elektroniky s rozměry 550x800x160mm. Jedná se o ilustrační příklad větší aplikace, kde byl konkrétně vybrán jako příklad datový rozvaděč od firmy ABB, řada ComfortLine, typ CA25V, který má DIN lišty pro 120 modulů. Tato větší krabice má nejnižší rezonanční kmitočet $f_c = 330$ MHz.

10 POPIS TLUMÍCÍHO MATERIÁLU

Pro ztlumení rezonancí jsme využili skupinu pryžových materiálů, které obsahují v určitém množství železné piliny. Do této skupiny patří: pryž 10 %, pryž 30 % a komerční pryžový materiál od firmy Lairdtech. Procentuální hodnota označuje objemovou koncentraci železných pilin v těchto pryžích. U komerčního pryžového materiálu Lairdtech nevíme přesnou objemovou koncentraci železných pilin, ale jeho permitivita a permeabilita byla změřena. Očekáváme, že jeho objemová koncentrace se pohybuje někde mezi 40 % až 45 %. Primární vlastností pro tlumení rezonancí je jejich magnetická ztrátovost díky obsahu železa v pilinách. Na základě měření ve vlnovodu, byly pro tyto pryže získány frekvenční závislosti jejich komplexní permitivity a permeability. Měření probíhalo pomocí odrazné a přenosové metody a extrakce materiálu v extrakčním softwaru „Mstrip“ který Ing. Stanislav Goňa Ph.D. vytvořil. Dále jsme porovnávali v komerčním softwaru 85071 od firmy Agilent a výsledky byly podobné. Z těchto výsledků byly získány frekvenční závislosti permitivity a permeability pro tyto materiály. Pro vizualizaci křivky Debye v grafech byl využit Matlab program s názvem „material database system“. Následně byla provedena extrakce Debyeho koeficientů, které přibližně modelují měřenou závislost. Pro modelování jsme využili Debye metodu aproximace 2.řádu. Debye koeficienty permitivity pro tyto pryže jsou zapsané v následující tabulce (Tab. 1).

Tabulka 1 - Debye koeficienty permitivity pro jednotlivé pryže

	ϵ_0 [-]	ϵ_i [-]	g_1 [-]	g_2 [-]	τ_1 [s]	τ_2 [s]
Pryž 10%	6,4712	5,6133	0,9100	0,0909	0,3092*1e-10	1,0635*1e-20
Pryž 30%	14,8698	12,0599	0,9441	0,0568	1,0000*1e-20	2,9592*1e-11
Lairdtech	22,8568	1,0010	0,9985	0,0025	1,5752e-13	8,2736e-11

Debye koeficienty permeability pro tyto pryže jsou zapsané v následující tabulce (Tab. 2).

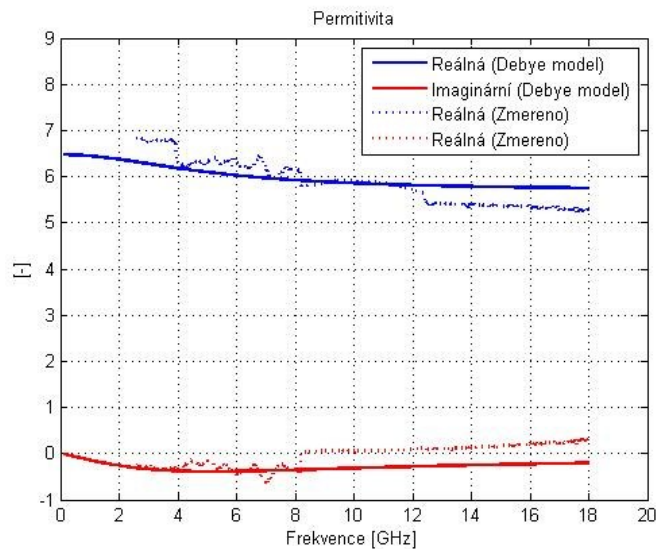
Tabulka 2 - Debye koeficienty permeability pro jednotlivé pryže

	μ_0 [-]	μ_i [-]	g_1 [-]	g_2 [-]	τ_1 [s]	τ_2 [s]
Pryž 10%	1,649	1,001	0,4663	0,5342	0,2203*1e-10	0,2216*1e-10

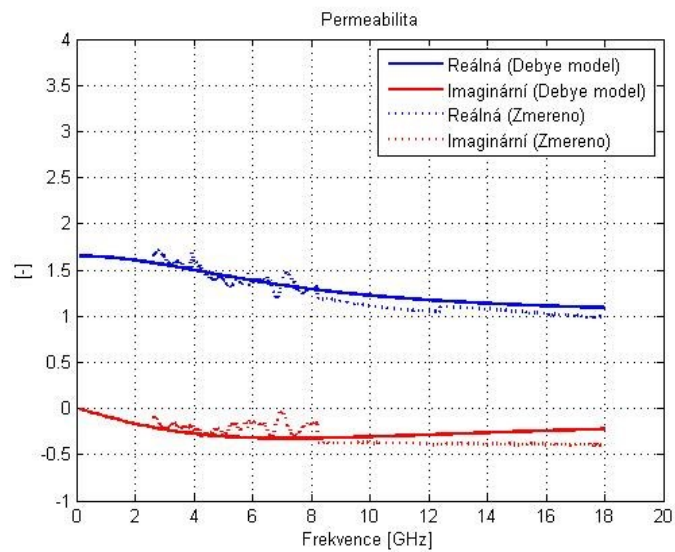
Pryž 30%	3,0736	1,0010	0,8815	0,1176	2,3601*1e-11	9,9992*1e-7
Lairdtech	7,2494	1,0010	0,8574	0,1424	5,5643e-11	3,6276e-11

10.1 Pryž s 10 % obsahem železných pilin

Z obrázku (Obr. 25) grafu lze vyčíst, že reálná část permitivity dosahuje maximální hodnoty 6,5 a v rozsahu 0 až 18GHz klesá k hodnotě 5,8. Imaginární část je velmi malá, zhruba 0,4. Z obrázku (Obr. 26) grafu vyplývá, že reálná část permeability dosahuje hodnoty 1,6 a v kmitočtu 18 GHz se blíží k 1. Imaginární část dosahuje mále hodnoty 0,3 díky nízkému plnění.



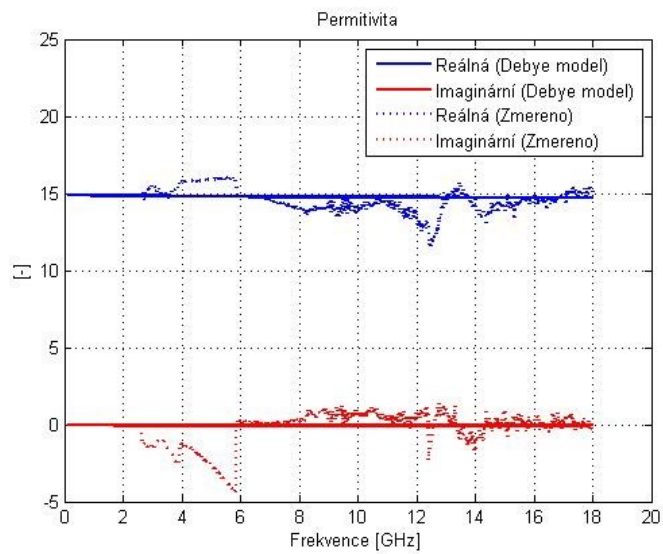
Obrázek 25 - Graf permitivity pryže s 10 % objemovou koncentrací železných pilin



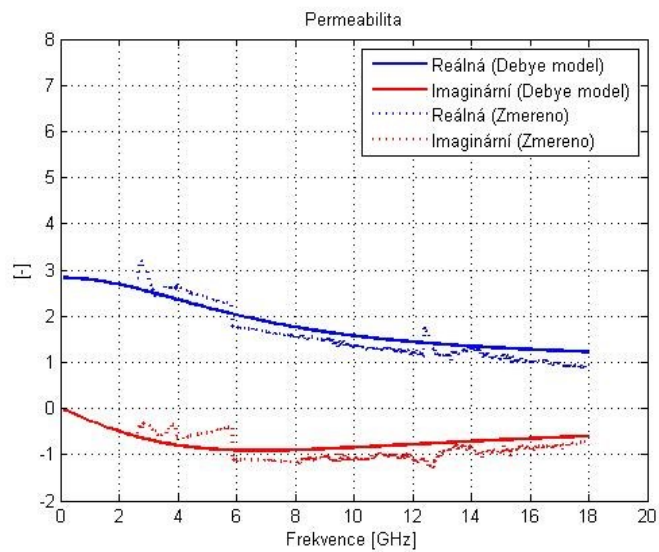
Obrázek 26 - Graf permeability pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin

10.2 Pryž s 30% obsahem železných pilin

Z obrázku (Obr. 27) lze vyčíst, že reálná část permitivity této pryže dosahuje hodnoty 15 a imaginární část dosahuje hodnoty 0. Z obrázku (Obr. 28) vyplývá, že reálná část permeability dosahuje hodnoty 3 a s rostoucím kmitočtem klesá přibližně k hodnotě 1 při kmitočtu 18 GHz. Hodnota imaginární části permeability je v širším rozsahu kmitočtu poměrně velká zhruba 1. Na nízkých frekvencích, v rozsahu 0 GHz až 4 GHz, lineárně narůstá.



Obrázek 27 - Graf permitivity pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin

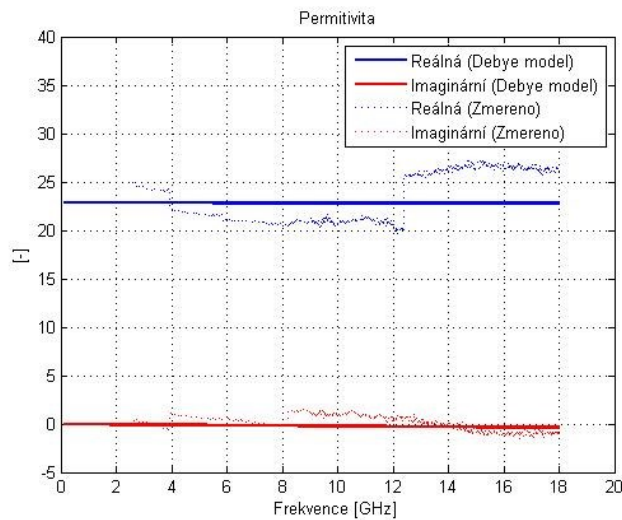


Obrázek 28 - Graf permeability pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin

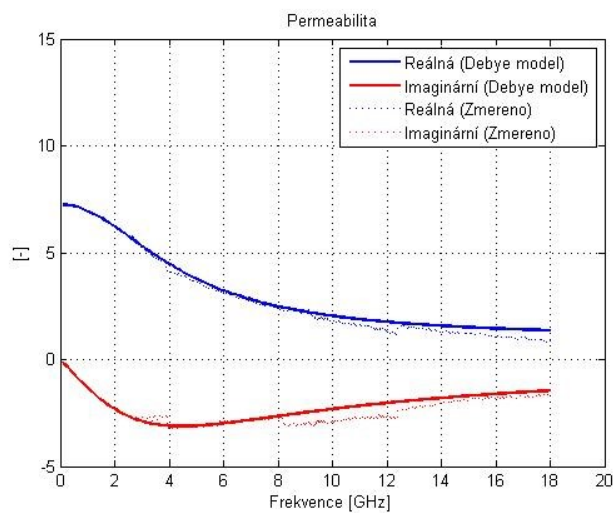
10.3 Pryžový materiál LAIRDTECH

Pryžový materiál s železnými pilinami od firmy Lairdtech má reálnou permitivitu 23. Imaginární část komplexní permitivity pro tento materiál je velmi malá (Obr. 29). Reálná část permeability je silně frekvenčně závislá (Obr. 30). Na nízkých frekvencích dosahuje hodnoty 7. V pásmu od 500 MHz do 3 GHz klesá reálná část permeability z hodnoty 6,5 na

5. Pro vysoké frekvence se asymptoticky přibližuje k hodnotě 1. Imaginární část komplexní permeability dosahuje díky velkému objemovému plnění hodnoty -3 na frekvenci 4 GHz. Tento materiál bývá často používán k realizaci plošných antén pro velmi nízká kmitočtová pásma, typicky nízké stovky MHz, a to díky jeho velmi velké permitivitě a permeabilitě.



Obrázek 29 - Graf permitivity pryžového materiálu Lairdtech



Obrázek 30 - Graf permeability pryžového materiálu Lairdtech

11 VÝPOČET VIDŮ V MĚŘENÉ SKŘÍNI ELEKTRONIKY

Tabulka (Tab. 3) obsahuje sadu TE vidů, které se mohou nacházet v měřené skříni elektroniky. Čísla vidů m, n, p jsou navrženy tak, že začínají od nejnižšího vidu, který lze v rezonátoru vybudit po pár větších vidových čísel. K těmto vidům je vypočítána i mezní frekvence f_c a činitel jakosti Q . Hodnota mezní frekvence f_c byla získána ze vztahu

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (64)$$

a hodnota činitele jakosti Q ze vztahu

$$Q = \frac{\omega\mu}{2R_s} \frac{(k_c^2 + \beta^2)(abd)}{k_c^2 d(2b + a) + \beta^2 a(2b + d)} \quad (65)$$

Tabulka 3 - Sada TE vidů v měřené skříni elektroniky

m, n, p	f_c [GHz]	Q [-]
1 0 1	0.7576	18 873
1 1 0	1.5928	27 366
0 1 1	1.5928	27 366
1 1 1	1.6805	28 109
2 0 1	1.1979	23 732
2 1 0	1.8434	29 440
1 0 2	1.1979	23 732
0 1 2	1.8434	29 440
0 2 1	3.0475	37 853
1 2 0	3.0475	37 853
1 2 1	3.0942	38 142
1 1 2	1.9196	30 042

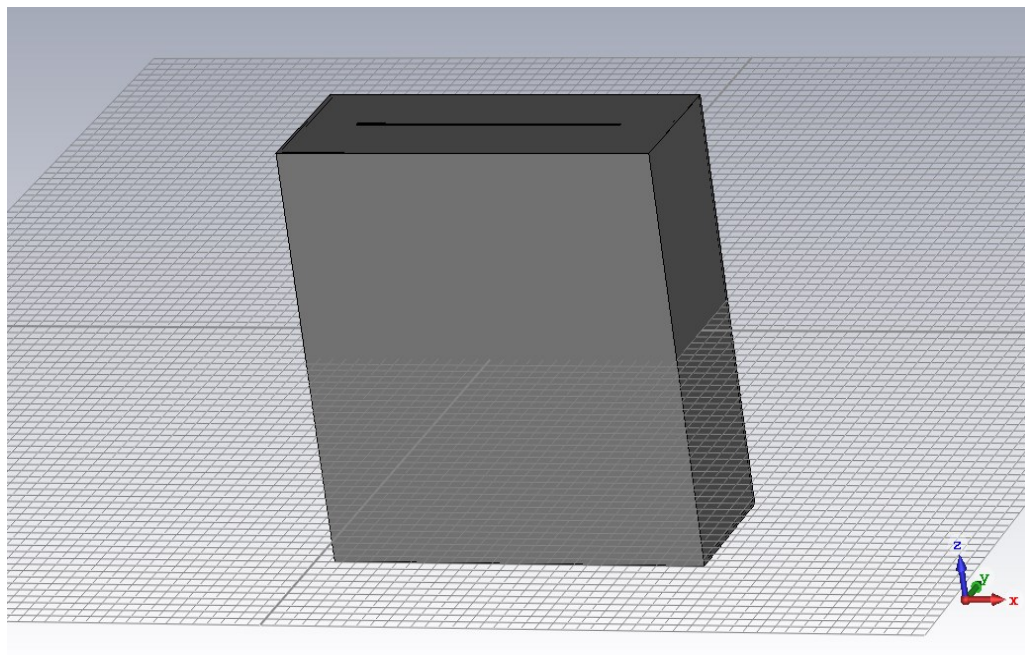
2 1 1	1.9196	30 042
2 2 1	3.2303	38 972
2 1 2	2.1321	31 662
1 2 2	3.2303	38 972
2 2 2	3.3609	39 752

12 METODIKA ŘEŠENÍ

Metodika řešení spočívá v modelování skříní elektroniky a jejich následná analýza. Tato analýza proběhla v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz. Cílem bylo zjistit rezonanční chování bez použití tlumícího materiálu a z něj určit vhodné umístění tlumícího materiálu i jeho objemovou koncentraci. V CST microwave studiu jsme vytvořili materiály všech tlumících pryžových materiálů. Pro účely praktického ověření tlumení vnitřních rezonancí je potřeba zvolit odpovídající způsob vybuzení. Vybuzení skříně lze provést například pomocí elektrické sondy, magnetické sondy se smyčkovou anténou, mikropáskového vedení či rovinné vlny. Pro účely této bakalářské jsme se omezili na vybuzení elektrickou sondou a rovinnou vlnou.

12.1 Model skříně elektroniky buzený rovinnou vlnou

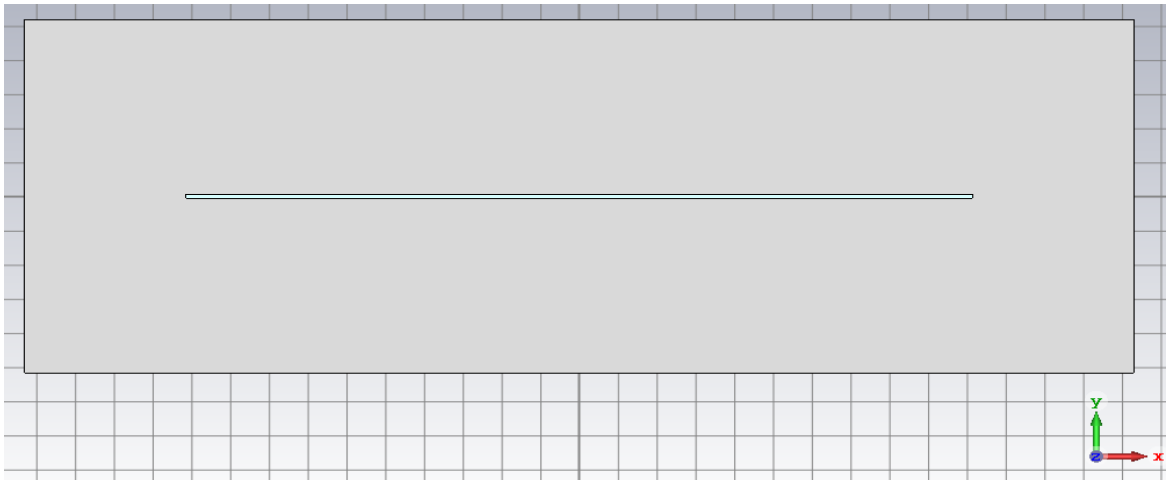
Prvním modelem je skříň elektroniky buzený rovinnou vlnou. Geometrie modelu je vyobrazena v následujícím obrázku (Obr. 31).



Obrázek 31 - Geometrie modelu buzeného rovinnou vlnou

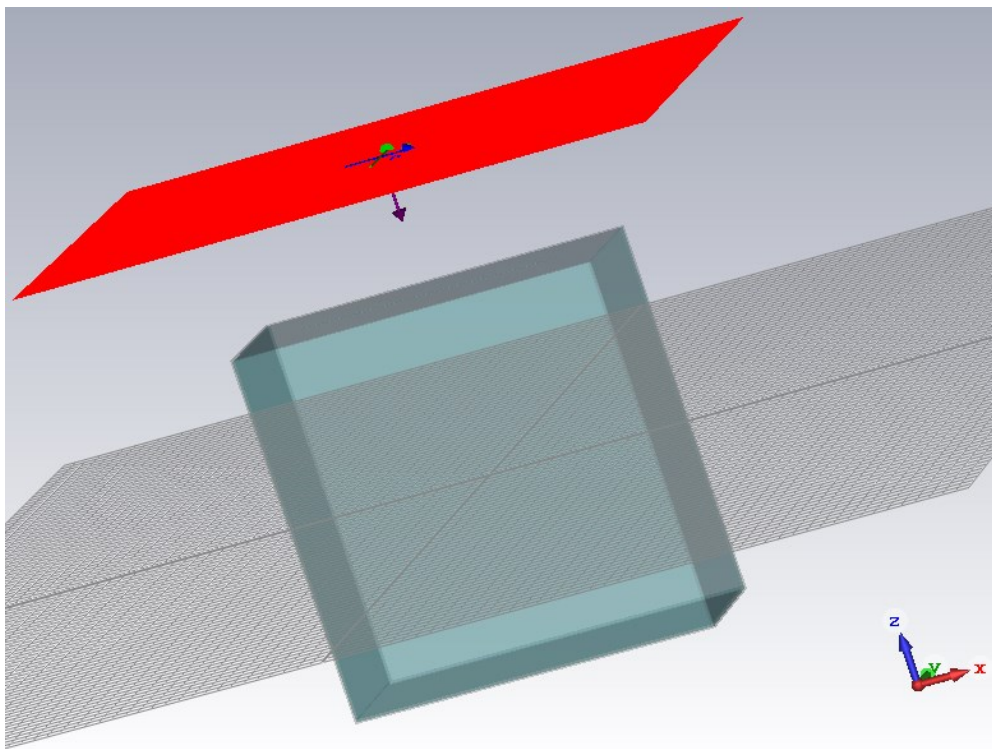
Rozměry skříně elektroniky jsou dány následovně. Délka v ose x je 282 mm, výška v ose z je také 282 mm a hloubka v ose y je 182 mm. Vnější oblast kolem skříně je vyplněna vzduchem. Stěny skříně jsou tvořeny duralovým materiálem o vodivosti $3,5e+007$ [S/m]. Tloušťka těchto stěn je 1 mm. Na horní stěně se uprostřed nachází štěrba o délce v ose x

200 mm a šířce 2 mm v ose y a hloubce 1 mm v ose z , jak znázorněno v následujícím obrázku (Obr. 32).



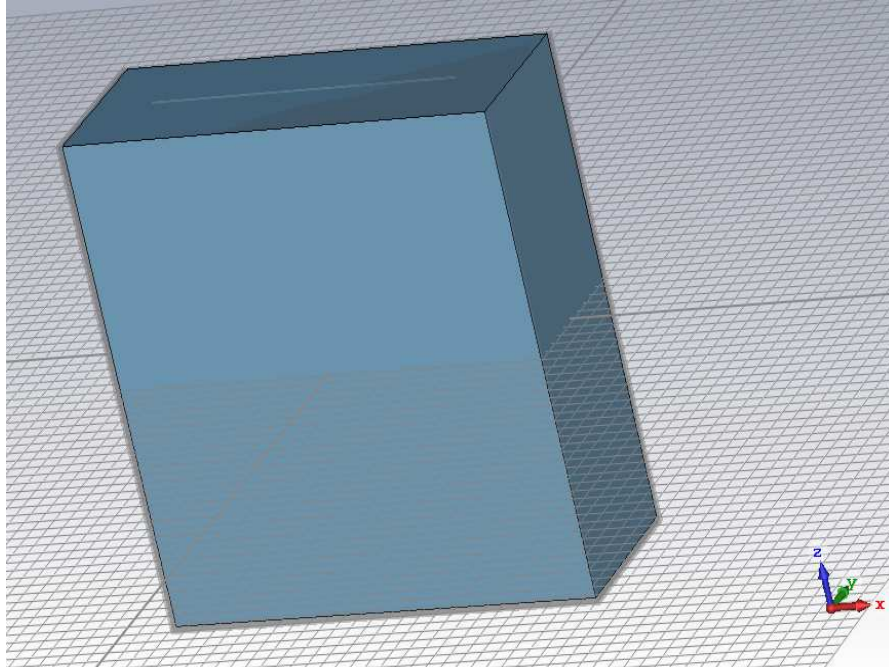
Obrázek 32 - Geometrie štěrby modelu buzeného rovinnou vlnou

Tato štěrbina slouží k vybuzení skříně. Vybuzení probíhá pomocí rovinné vlny širokopásmově v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz. Obrázek (Obr. 33) znázorňuje umístění této vlny.



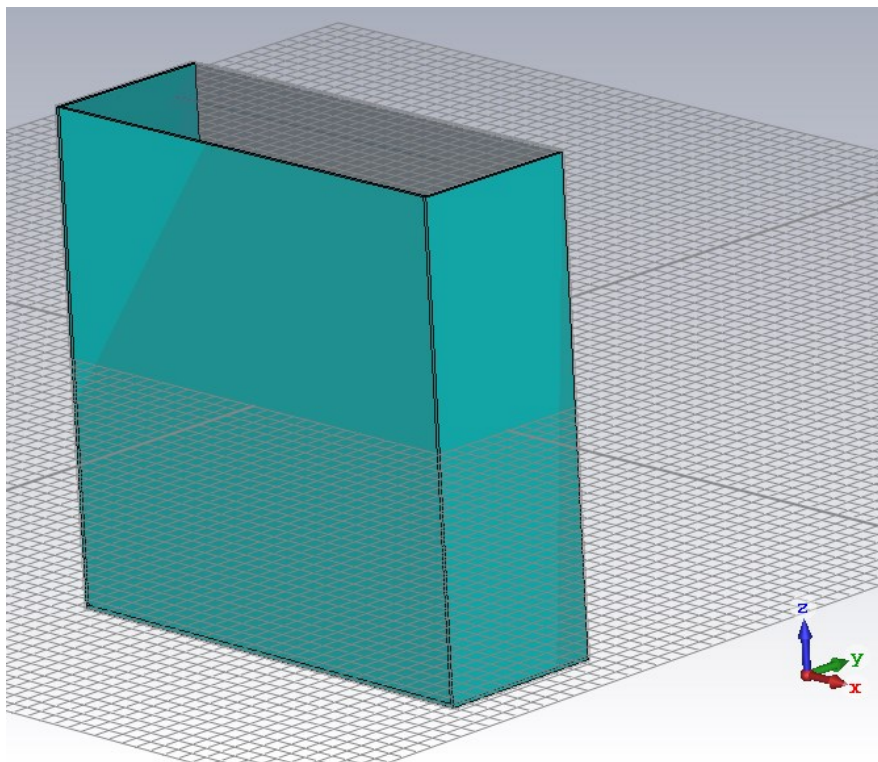
Obrázek 33 - Umístění rovinné vlny modelu buzeného rovinnou vlnou

Dutina této skříně má následující rozměry. Délka v ose x je 280 mm, výška v ose z 280 mm a hloubka v ose y je 180 mm. Tato dutina je vyplněna vzduchem. Následující obrázek vyobrazuje geometrii dutiny (Obr. 34).



Obrázek 34 - Geometrie dutiny modelu buzeného rovinnou vlnou

Dále se uvnitř dutiny modelu skříně nachází absorbéry. Absorbéry jsou uloženy na spodní, zadní, levé a pravé stěně. Tloušťky těchto absorbérů jsou 2 mm. Na přední stěně se nachází dvířka skříně. Následující obrázek vyobrazuje umístění absorbérů (Obr. 35).



Obrázek 35 - Umístění absorbérů modelu buzeného rovinnou vlnou

Tyto absorbéry slouží k tlumení rezonancí. Pro zachycení rezonančního chování se v modelu uprostřed dutiny nachází sonda, díky které lze vypočítat intenzitu elektrického pole v dB daného pásma. Pro zjištění rezonančního chování skříně byly využity časové simulace. Pro tento typ simulace byly zadány průměrné hodnoty permitivity a permeability jednotlivých tlumících materiálů. Hodnoty permitivity a permeability společně se ztrátovými činiteli jednotlivých tlumících materiálů jsou zaznamenány v následující tabulce (Tab. 4).

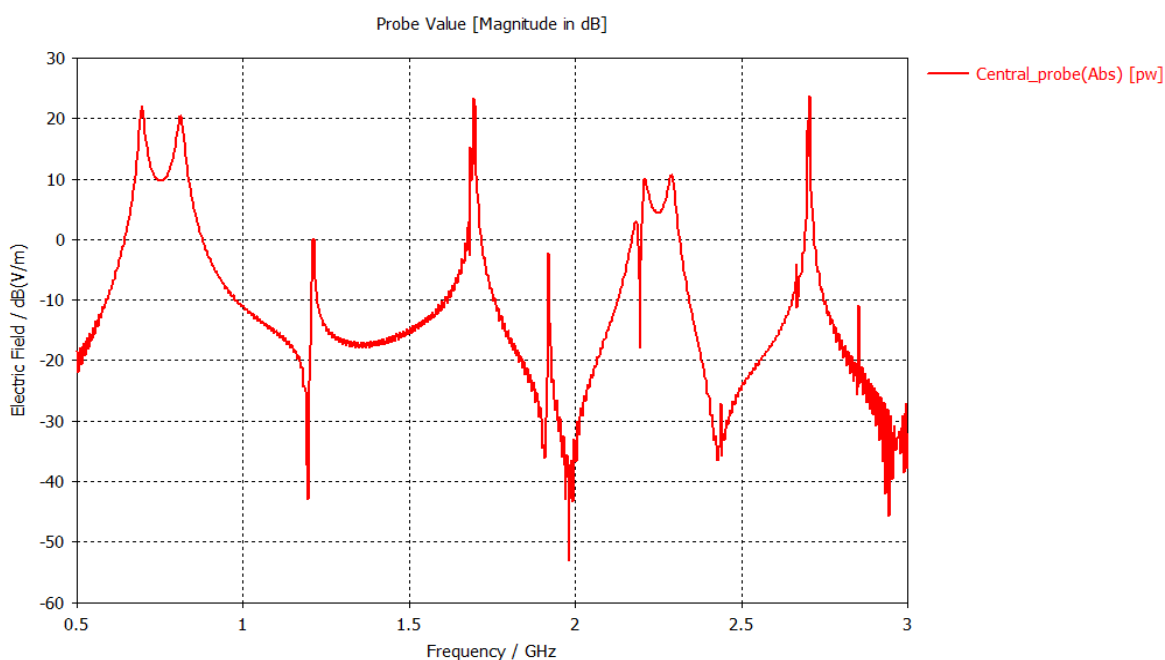
Tabulka 4 - Hodnoty využité v časových simulacích

	ϵ [-]	μ [-]	$\tan \delta_e$ [-]	$\tan \delta_m$ [-]
Pryž 10 %	6,373	1,6	0,0267	0,0719
Pryž 30 %	14,8823	2,8008	0,0023	0,1214
Lairdtech	22,86	5,7	0,0022	0,5

Následující podkapitoly popisují časové simulace daného modelu bez tlumících materiálu i pro jednotlivé tlumící materiály.

12.1.1 Časová simulace bez použití tlumícího materiálu

Tato časová simulace byla vytvořena z důvodu zjištění rezonančního chování modelu za stavu, kdy se uvnitř nenachází žádný tlumící materiál. Díky těmto podmínkám jsme byli schopni vytvořit referenční situaci, ze které jsme mohli dále vycházet při určení efektivnosti útlumu pryžových materiálů. Obrázek (Obr. 36) zobrazuje graf velikosti elektrického pole, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 36 - Graf časové simulace bez použití absorberu modelu buzeného rovinnou vlnou

Následující tabulka (Tab. 5) obsahuje hodnoty rezonančních maxim elektrického pole na dané frekvenci.

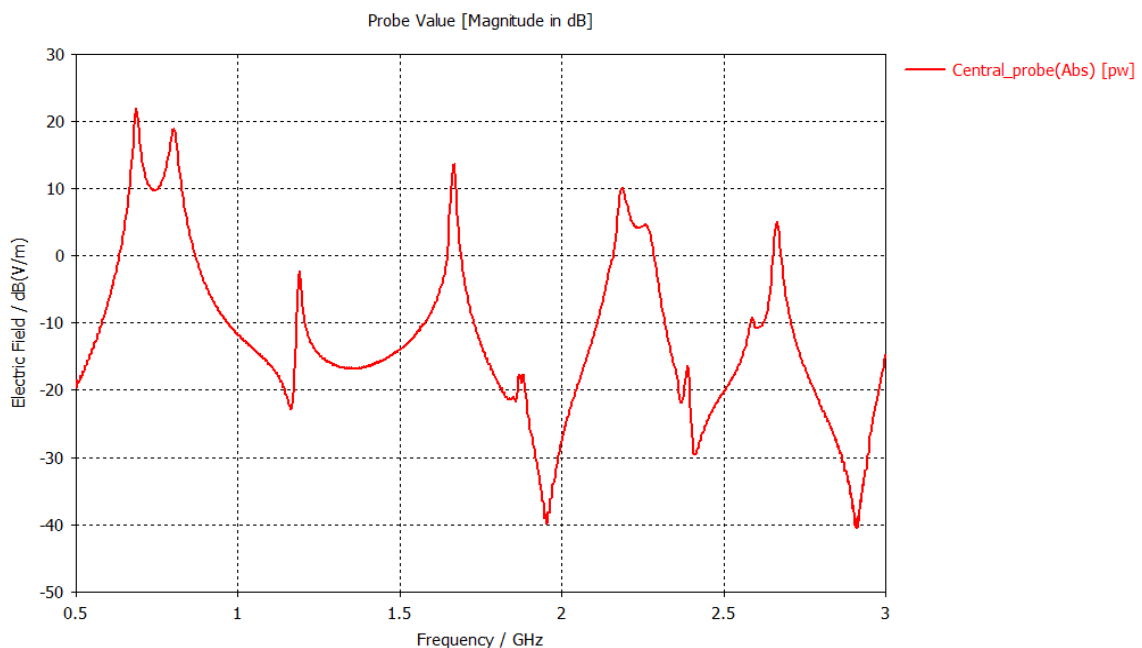
Tabulka 5 - Hodnoty rezonančních maxim buzení rovinnou vlnou – bez pryže

Rezananční maxima	Frekvence [GHz]	Elektrické pole [dB]
1.	0,70	20,5
2.	0,80	20
3.	1,20	0

4.	1,70	23
5.	1,90	-3
6.	2,20	10
7.	2,30	10,5
8.	2,70	23,5

12.1.2 Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že se uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu s 10 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 37) zobrazuje graf velikosti elektrického pole, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 37 - Graf časové simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným rovinnou vlnou

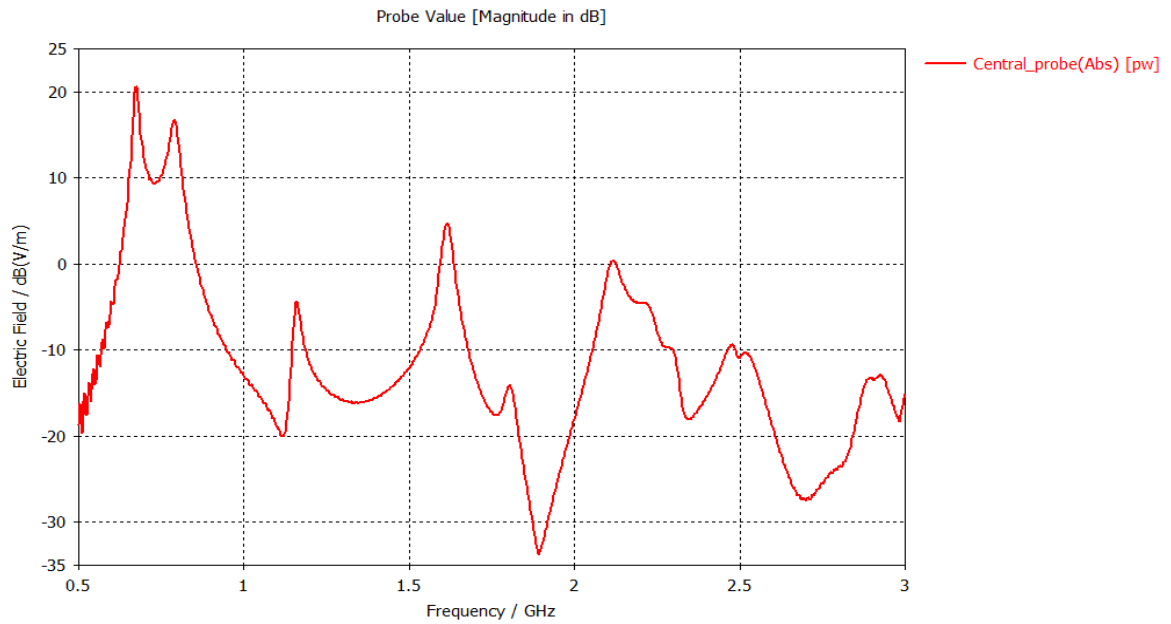
Následující tabulka (Tab. 6) obsahuje hodnoty rezonančních maxim elektrického pole na dané frekvenci.

Tabulka 6 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž 10 %

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	Elektrické pole [dB]
1.	0,68	20,5
2.	0,77	18
3.	1,15	-3
4.	1,65	14
5.	1,85	-18
6.	2,15	10
6.	2,25	5
7.	2,65	5

12.1.3 Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že se uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály s 30 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 38) zobrazuje graf velikosti elektrického pole, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 38 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným rovinnou vlnou

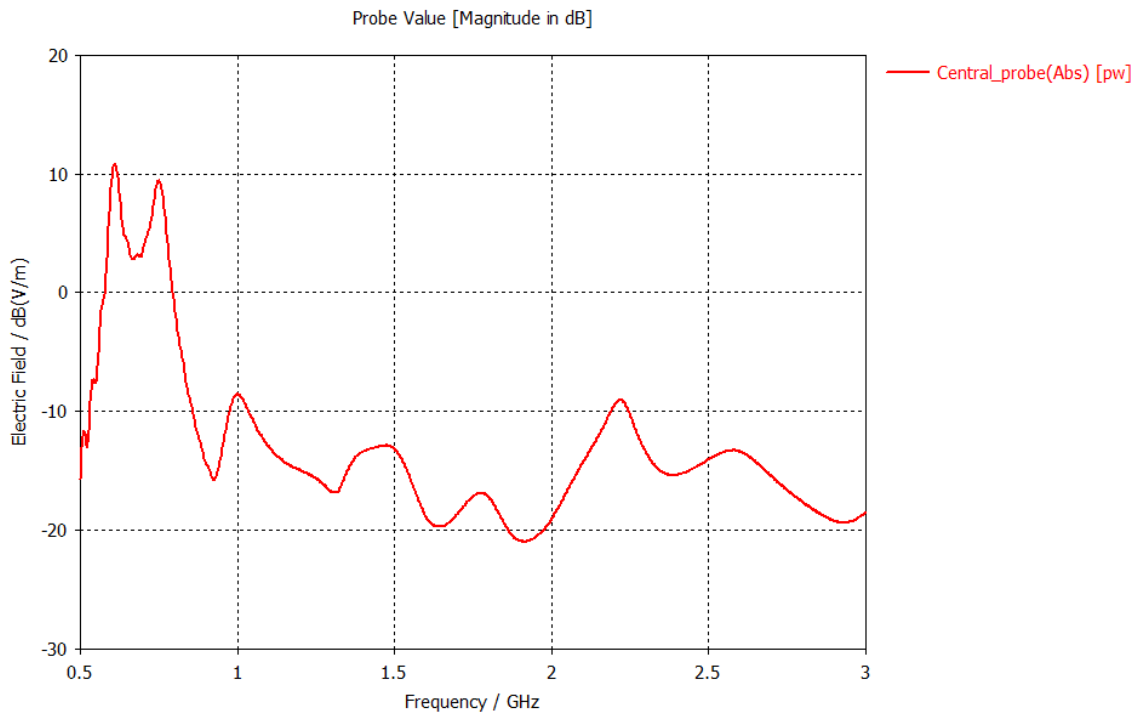
Následující tabulka (Tab. 7) obsahuje hodnoty rezonančních maxim elektrického pole na dané frekvenci.

Tabulka 7 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž 30 %

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	Elektrické pole [dB]
1.	0,65	20,5
2.	0,75	16
3.	1,10	-5
4.	1,60	4
5.	1,80	-15
6.	2,10	1
7.	2,20	-5
8.	2,55	-10

12.1.4 Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály Lairdtech. Obrázek (Obr. 39) zobrazuje graf velikosti elektrického pole, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 39 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným rovinnou vlnou

Následující tabulka (Tab. 8) obsahuje hodnoty rezonančních maxim elektrického pole na dané frekvenci.

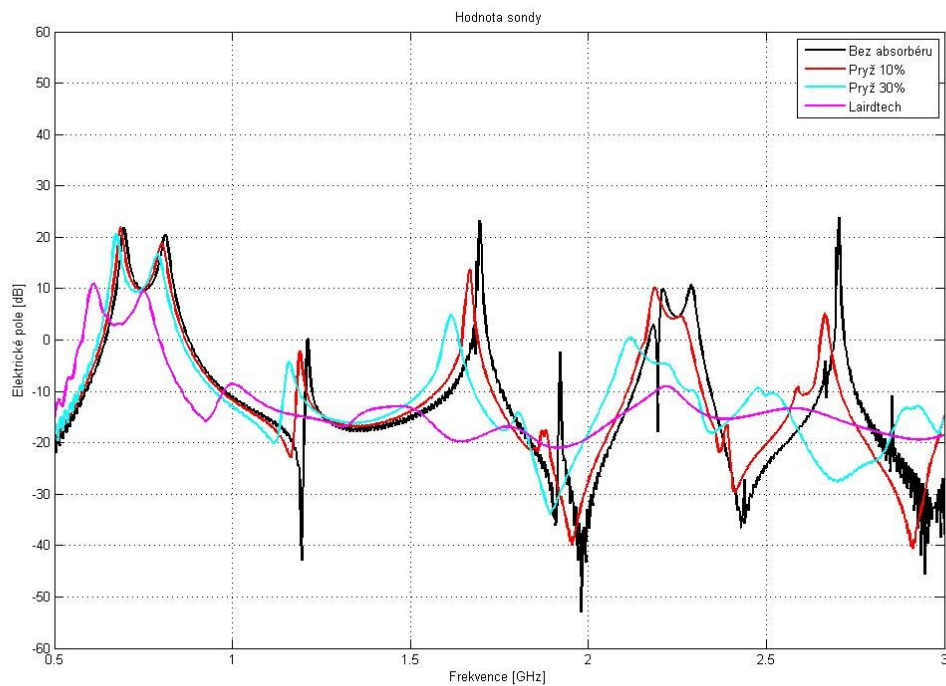
Tabulka 8 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž Lairdtech

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	Elektrické pole [dB]
1.	0,55	11
2.	0,70	9,5
3.	1,00	-8

4.	1,40	-14
5.	1,75	-17
6.	2,20	-9
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	2,60	-13

12.1.5 Vyhodnocení tlumících vlastností v časových simulacích

Následující obrázek (Obr. 40) grafu vyobrazuje grafové srovnání všech časových simulací bez absorberů i s jednotlivými pryžovými materiály.



Obrázek 40 - Srovnávací graf časových simulací modelu buzeným rovinnou vlnou

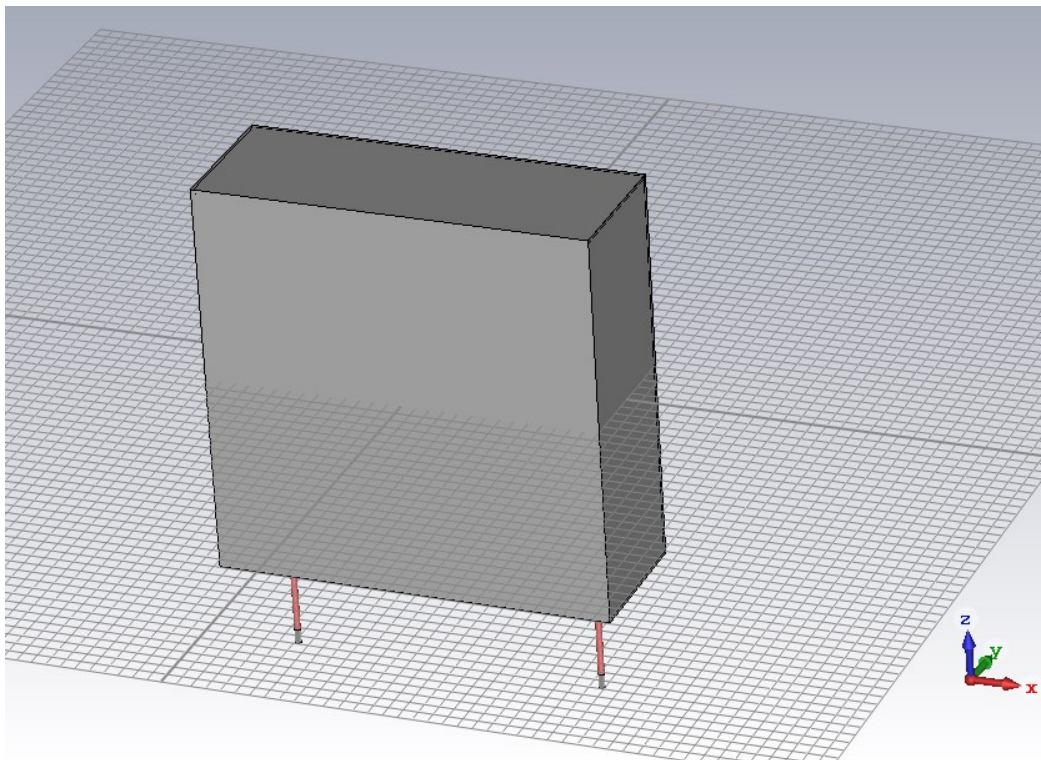
V tabulce (Tab 9.) jsou zaznamenány hodnoty útlumu všech pryžových materiálů na daných frekvencích. Hodnoty v závorce označují skutečné rezonanční frekvence, protože je průběh posunutý.

Tabulka 9 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů – buzení rovinnou vlnou

Frekvence [GHz]	Pryž 10% [dB]	Pryž 30% [dB]	Lairdtech [dB]
0,70	0 (0,68 GHz)	2 (0,65 GHz)	9,5 (0,55 GHz)
0,80	2 (0,77 GHz)	4 (0,75 GHz)	10,5 (0,70 GHz)
1,20	3 (1,15 GHz)	5 (1,10 GHz)	8 (1,00 GHz)
1,70	9 (1,65 GHz)	19 (1,60 GHz)	37 (1,40 GHz)
1,90	15 (1,85 GHz)	12 (1,80 GHz)	14 (1,75 GHz)
2,20	0 (2,15 GHz)	9 (2,10 GHz)	19 (2,20 GHz)
2,30	5,5 (2,25 GHz)	15,5 (2,20 GHz)	Nevykreslena
2,70	18,5 (2,65 GHz)	33,5 (2,55 GHz)	36,5 (2,60 GHz)

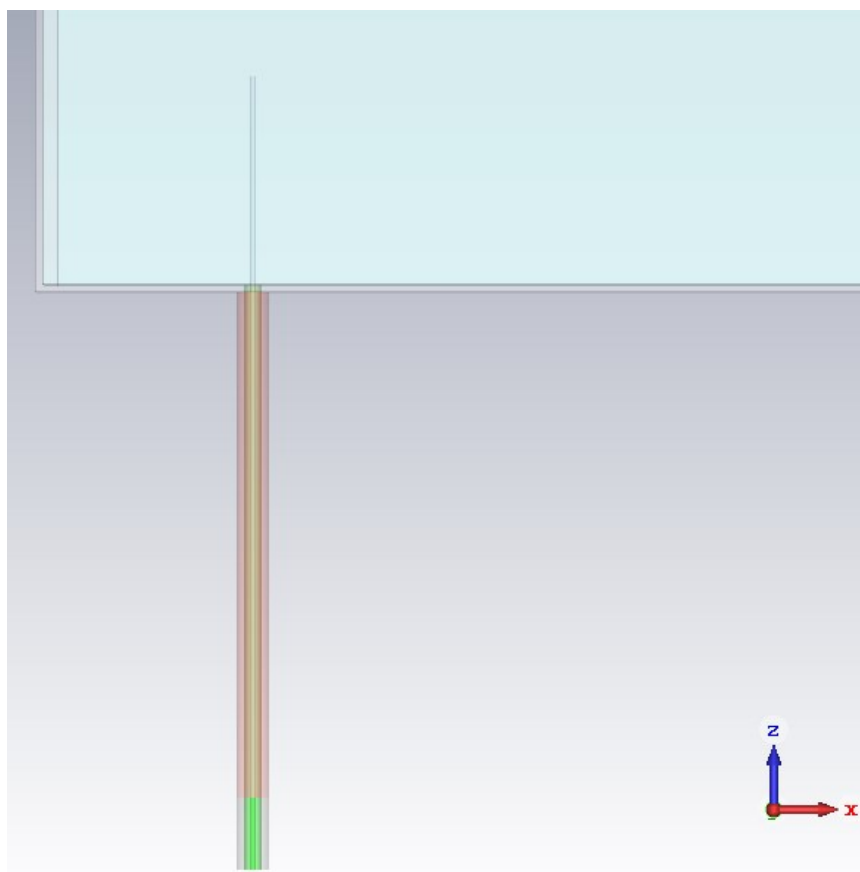
12.2 Model skříně elektroniky buzený elektrickou sondou

Druhým modelem je skříň elektroniky buzený elektrickou sondou. Geometrie modelu je vyobrazena v následujícím obrázku (Obr. 41).



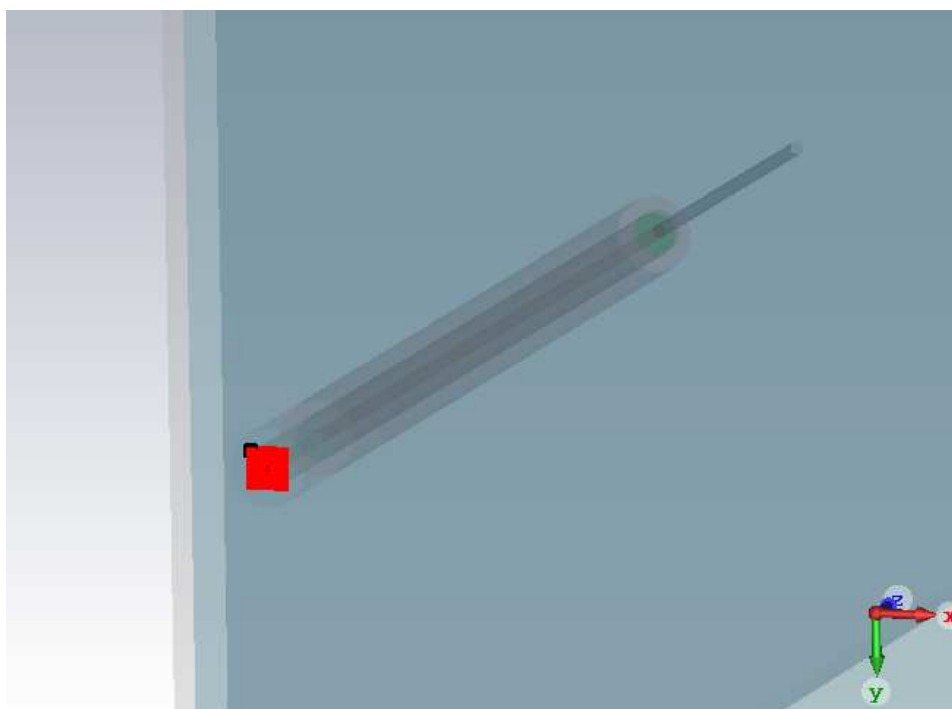
Obrázek 41 - Geometrie modelu buzeným elektrickou sondou

Rozměry skříně elektroniky jsou dány následovně. Délka v ose x je 282 mm, výška v ose z je také 282 mm a hloubka v ose y je 182 mm. Vnější oblast kolem skříně je vyplněna vzduchem. Stěny skříně jsou tvořeny duralovým materiálem o vodivosti $3,5e+007$ [S/m]. Tloušťka těchto stěn je 1 mm. Z prostoru pod skříní jsou přivedeny 2 koaxiální kabely do dutiny skříně. Koaxiální kabel se skládá z vnějšího a vnitřního vodiče. Mezi vnitřním a vnějším vodičem se nachází dielektrická vrstva. Vnější a vnitřní vodič je tvořen měděným materiálem o elektrické vodivosti $56 \cdot 10^6$ [S/m]. Na konci vnitřního vodiče se nachází část, která je tvořena z perfektně elektrického vodiče. Dielektrická vrstva je vytvořena z teflonu s hodnotu permitivity 2,1 a permeability 1. Teflon dále má i hodnotu elektrického ztrátového činitele 0,002. Na konci koaxiálního kabelu se v úrovni vnějšího vodiče se také nachází část, která je tvořena perfektně elektrickým vodičem. Následující obrázek (Obr. 42) zobrazuje detailní pohled na geometrii koaxiálního kabelu.



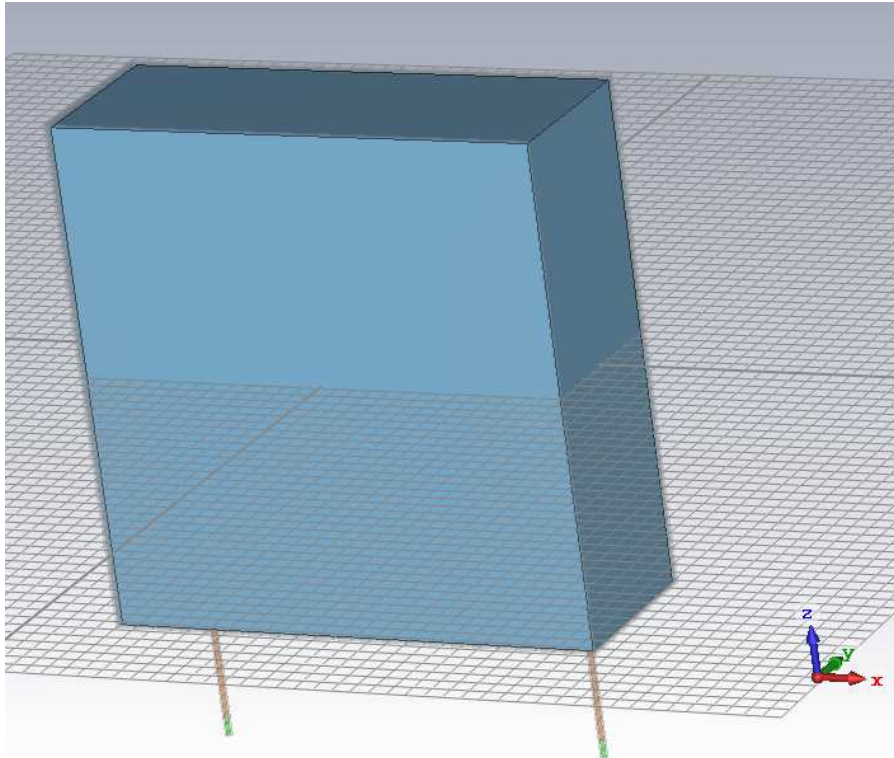
Obrázek 42 - Geometrie koaxiálního kabelu modelu buzeným elektrickou sondou

Geometrie koaxiálního kabelu je následující. Vnější vodič má délku 80 mm. Vnější průměr vnějšího vodiče je 4,6 mm. Vnitřní průměr vnějšího vodiče je 2,6 mm. Konec koaxiálního kabelu tvořený perfektně elektrickým vodičem má délku 10 mm. Vnější vodič končí na zdi skříně. Dielektrická vrstva má délku 81 mm. Vnější průměr dielektrické vrstvy je 1,3 mm. Vnitřní průměr dielektrické vrstvy je 0,8 mm. Dielektrická vrstva zasahuje do dutiny skříně. Délka vnitřního vodiče je 110 mm. Konec vnitřního vodiče tvořený perfektně elektrickým vodičem, který má také délku 10 mm. Koaxiální kabely jsou zavedeny ve vzdálenosti 30 mm od boční stěny skříně a nachází se uprostřed spodní stěny skříně. Délka vnitřního vodiče, která zasahuje do dutiny skříně je 30 mm. Tyto koaxiální kabely jsou zavedeny k vybuzení skříně pomocí koaxiálních portů. Koaxiální porty jsou umístěny na spodní ploše koaxiálního kabelu. Část vnitřního vodiče, která zasahuje do dutiny skříně zde slouží jako elektrická sonda. Při přenosu energie mezi těmito sondami lze pozorovat rezonanční chování skříně. Následující obrázek (Obr. 43) vyobrazuje umístění koaxiálního portu.



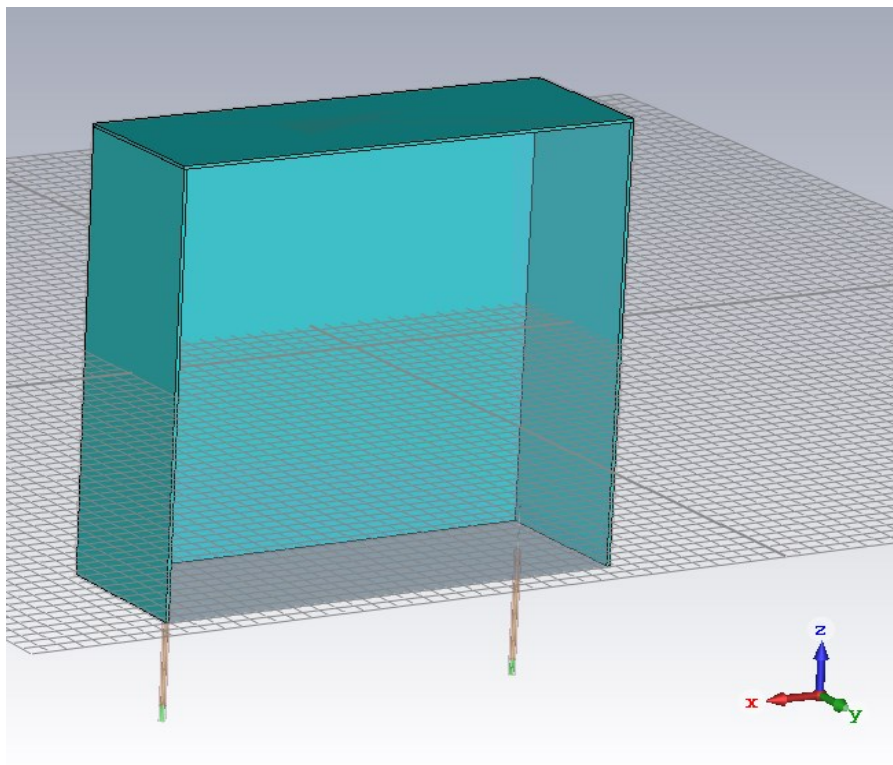
Obrázek 43 - Umístění koaxiálního portu modelu buzeným elektrickou sondou

Dutina této skříně má následující rozměry. Délka v ose x je 280 mm, výška v ose z 280 mm a hloubka v ose y je 180 mm. Tato dutina je vyplněna vzduchem. Následující obrázek vyobrazuje geometrii dutiny (Obr. 44).



Obrázek 44 - Geometrie dutiny modelu buzeným elektrickou sondou

Dále se uvnitř dutiny modelu skříně nachází absorbéry. Absorbéry jsou uloženy na vrchní, zadní, levé a pravé stěně. Tloušťky těchto absorbérů jsou 2 mm. Na přední stěně se nachází dvířka skříně. Následující obrázek (Obr. 45) vyobrazuje umístění absorbérů.



Obrázek 45 - Umístění absorbérů modelu buzeným elektrickou sondou

Pro zjištění rezonančního chování byly provedeny 2 různé typy simulací a to pro případy bez tlumícího materiálu i pro jednotlivé tlumící materiály. První simulace byly časové. Pro tento typ simulace byly zadány průměrné hodnoty permitivity a permeability jednotlivých tlumících materiálů. Druhou simulací byly frekvenční simulace, která jsou více přesnější. U frekvenčních simulací byly zadány hodnoty tlumících materiálů pomocí Debyeho modelu 2. řádu. Hodnoty permitivity a permeability pro časové simulace jednotlivých tlumících materiálů jsou zaznamenány v následující tabulce (Tab. 10).

Tabulka 10 - Hodnoty využité v časových simulacích

	ϵ [-]	μ [-]	$\tan \delta_e$ [-]	$\tan \delta_m$ [-]
Pryž 10 %	6,373	1,6	0,0267	0,0719
Pryž 30 %	14,8823	2,8008	0,0023	0,1214
LAIRDTECH	22,86	5,7	0,0022	0,5

Následující tabulka (Tab. 11) obsahuje zadané hodnoty permitivity pro tlumící materiály pomocí Debyeho modelu 2. řádu, které byly využity ve frekvenčních simulacích.

Tabulka 11 - Hodnoty permitivity využitě ve frekvenčních simulacích

	ϵ_i [-]	$\epsilon_{s,1}$ [-]	$\epsilon_{s,2}$ [-]	τ_1 [s]	τ_2 [s]
Pryž 10 %	5,6133	6,3939	5,6912	0,3092*1e-10	1,0635*1e-20
Pryž 30 %	12,0599	14,7127	12,2195	1*1e-20	2,9592*1e-11
LAIRDTECH	1,001	22,8240	1,05563	1,5752*1e-13	8,2736*1e-11

Následující tabulka (Tab. 12) obsahuje zadané hodnoty permeability pro tlumící materiály pomocí Debyeho modelu 2. řádu, které byly využity ve frekvenčních simulacích.

Tabulka 12 - Hodnoty permeability využitě ve frekvenčních simulacích

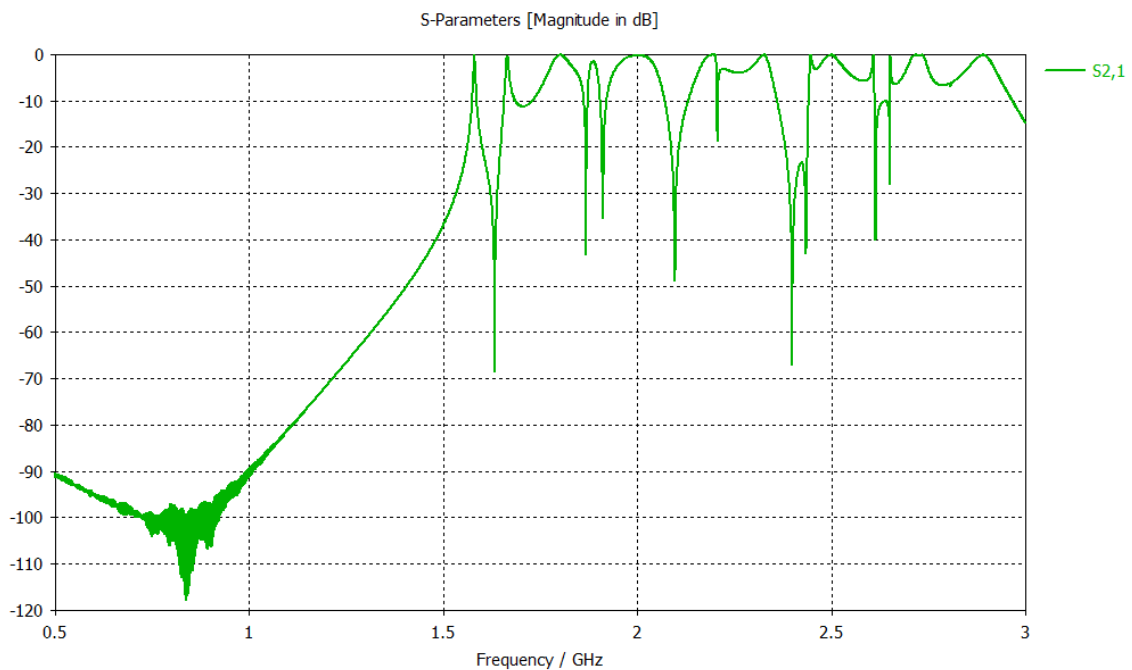
	μ_i [-]	$\mu_{s,1}$ [-]	$\mu_{s,2}$ [-]	τ_1 [s]	τ_2 [s]
Pryž 10 %	1,001	1,3031	1,3471	0,2202*1e-10	0,2216*1e-10
Pryž 30 %	1,0010	2,8280	1,2447	2,3601*1e-11	9,9920*1e-7
LAIRDTECH	1,001	6,3583	1,8907	5,5643*1e-11	3,6276*1e-11

Rezonanční chování lze pozorovat z grafu S21 parametru. Tento parametr představuje činitel přenosu mezi dvěma porty. Kladné hodnoty v dB není možné naměřit, protože S parametr je definován výkonově. Z toho vyplývá, že výstupní výkon nemůže být větší než vstupní.

12.2.1 Časová simulace bez použití tlumícího materiálu

Tato časová simulace byla vytvořena z důvodu zjištění rezonančního chování modelu za stavu, kdy se uvnitř nenachází žádný tlumící materiál. Díky těmto podmínkám jsme byli schopni vytvořit referenční situaci, ze které jsme mohli dále vycházet při určení efektivnosti útlumu pryžových materiálů. Obrázek (Obr. 46) zobrazuje graf velikosti S21

parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 46 - Graf časové simulace bez použití pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 13) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S₂₁ na dané frekvenci.

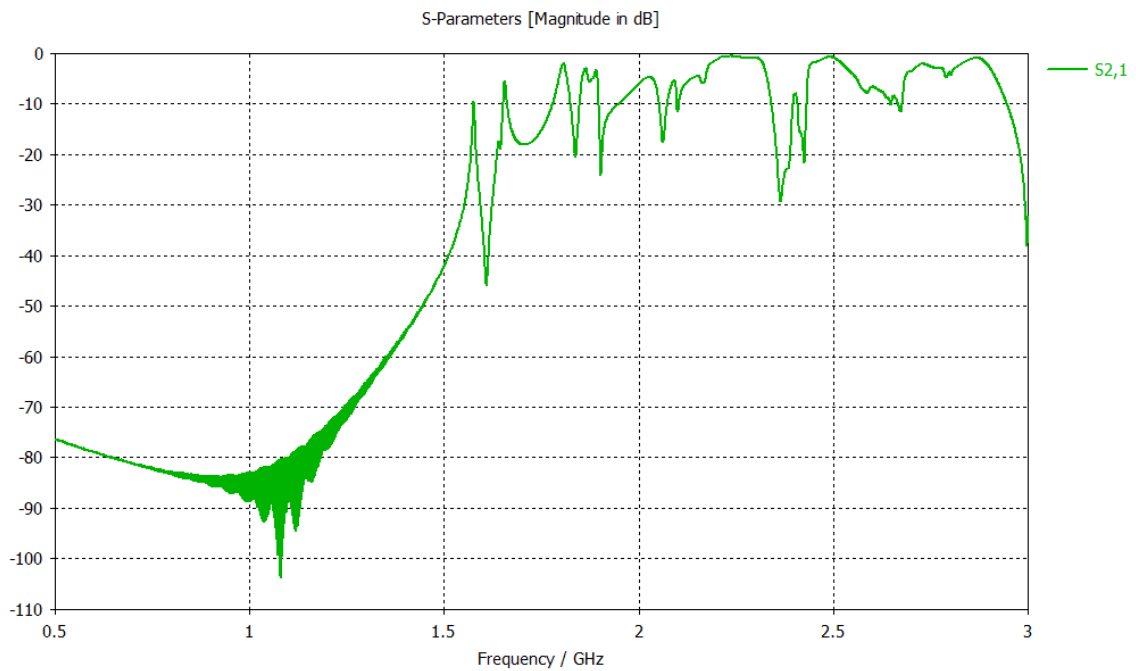
Tabulka 13 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – bez pryže

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S ₂₁ parametr [dB]
1.	1,55	0
2.	1,65	0
3.	1,75	0
4.	1,85	-2
5.	2	0
6.	2,20	0

7.	2,30	0
8.	2,45	0

12.2.2 Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že se uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu s 10 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 47) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 47 - Graf časové simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

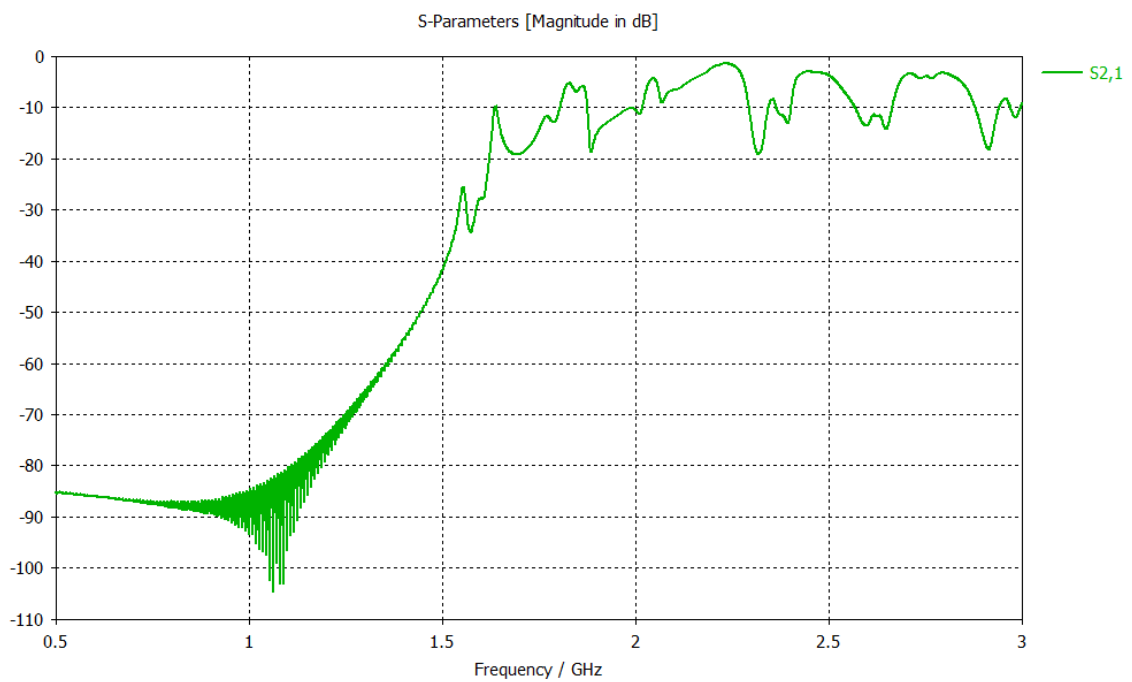
Následující tabulka (Tab. 14) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

Tabulka 14 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 10%

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	1,55	-10
2.	1,60	-7
3.	1,77	-2
4.	1,80	-4
5.	2,05	-5
6.	2,25	-0,5
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	2,48	-0,5

12.2.3 Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály s 30 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 48) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 48 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

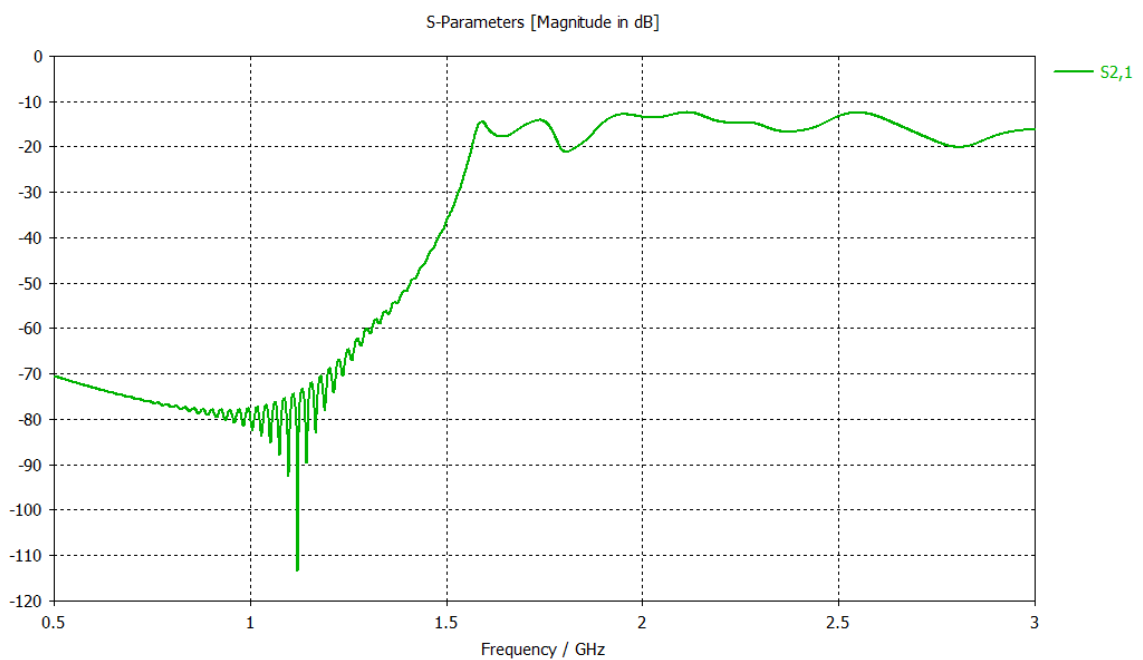
Následující tabulka (Tab. 15) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

Tabulka 15 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 30%

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S21 parametr [dB]
1.	1,53	-25
2.	1,65	-10
3.	1,72	-12
4.	1,80	-5
5.	2,10	-4,5
6.	2,20	-2
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	2,35	-4

12.2.4 Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály Lairdtech. Obrázek (Obr. 49) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 49 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 16) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

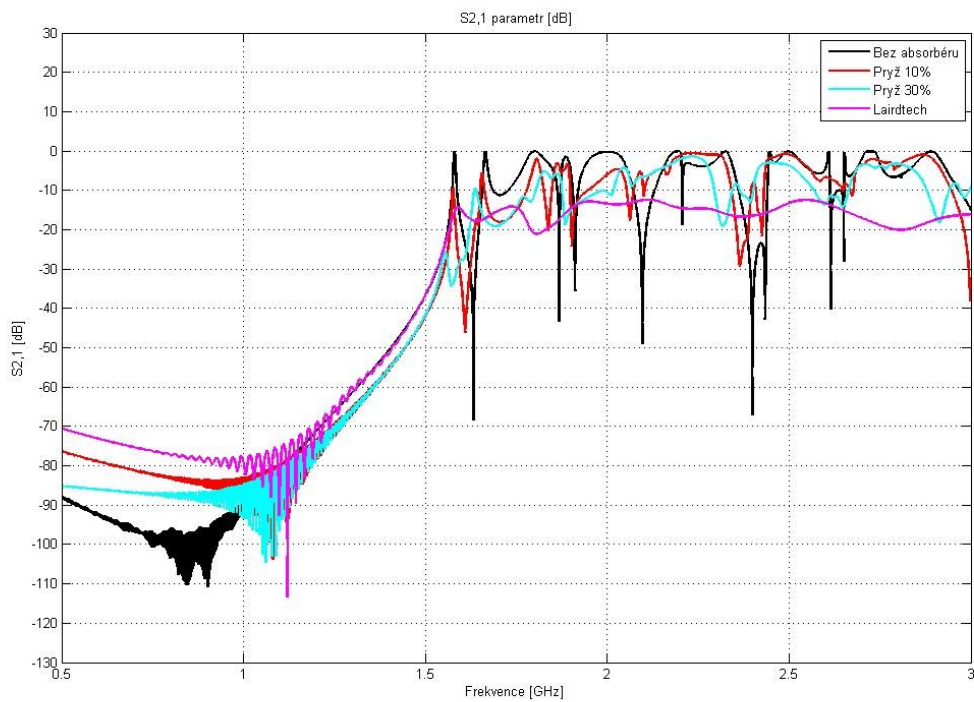
Tabulka 16 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž Lairdtech

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	1,53	-15
2.	1,70	-15
3.	Nevykreslena	Nevykreslena

4.	Nevykreslena	Nevykreslena
5.	Nevykreslena	Nevykreslena
6.	Nevykreslena	Nevykreslena
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	Nevykreslena	Nevykreslena

12.2.5 Vyhodnocení tlumících vlastností v časových simulacích

Následující obrázek (Obr. 50) grafu, vyobrazuje grafové srovnání všech časových simulací bez absorbéru i s jednotlivými pryžovými materiály.



Obrázek 50 - Srovnávací graf časových simulací modelu buzeným elektrickou sondou

V následující tabulce (Tab. 17) jsou zaznamenány hodnoty útlumu všech pryžových materiálů na daných frekvencích. Hodnoty v závorce označují skutečné rezonanční frekvence, protože je průběh posunutý.

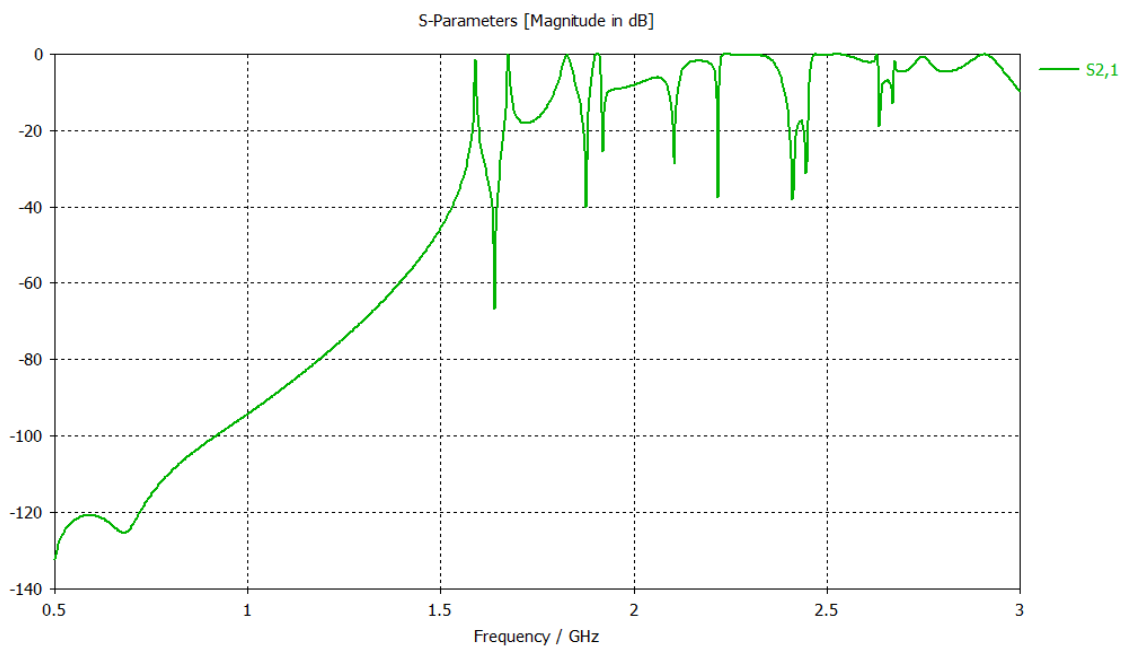
Tabulka 17 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů časové simulace – buzení elektrickou sondou

Frekvence [GHz]	Pryž 10% [dB]	Pryž 30% [dB]	Lairdtech [dB]
1,55	10 (1,55 GHz)	25 (1,53 GHz)	15
1,65	7 (1,60 GHz)	10 (1,65 GHz)	15
1,75	2 (1,77 GHz)	12 (1,72 GHz)	Nevykreslena
1,85	2 (1,80 GHz)	3 (1,80 GHz)	Nevykreslena
2	5 (2,05 GHz)	4,5 (2,10 GHz)	Nevykreslena
2,20	0,5 (2,25 GHz)	2 (2,20 GHz)	Nevykreslena
2,30	Nevykreslena	Nevykreslena	Nevykreslena
2,45	0,5 (2,48 GHz)	4 (2,35 GHz)	Nevykreslena

Obecně lze říct, že pryžový materiál Lairdtech efektivně tlumí rezonanční maxima s průměrnou hodnotu 15 dB.

12.2.6 Frekvenční simulace bez použití tlumícího materiálu

Tato frekvenční simulace byla vytvořena z důvodu zjištění rezonančního chování modelu za stavu, kdy se uvnitř nenachází žádný tlumící materiál. Díky těmto podmínkám jsme byli schopni vytvořit referenční situaci, ze které jsme mohli dále vycházet při určení efektivnosti útlumu pryžových materiálů. Obrázek (Obr. 51) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 51 - Graf frekvenční simulace bez použití pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

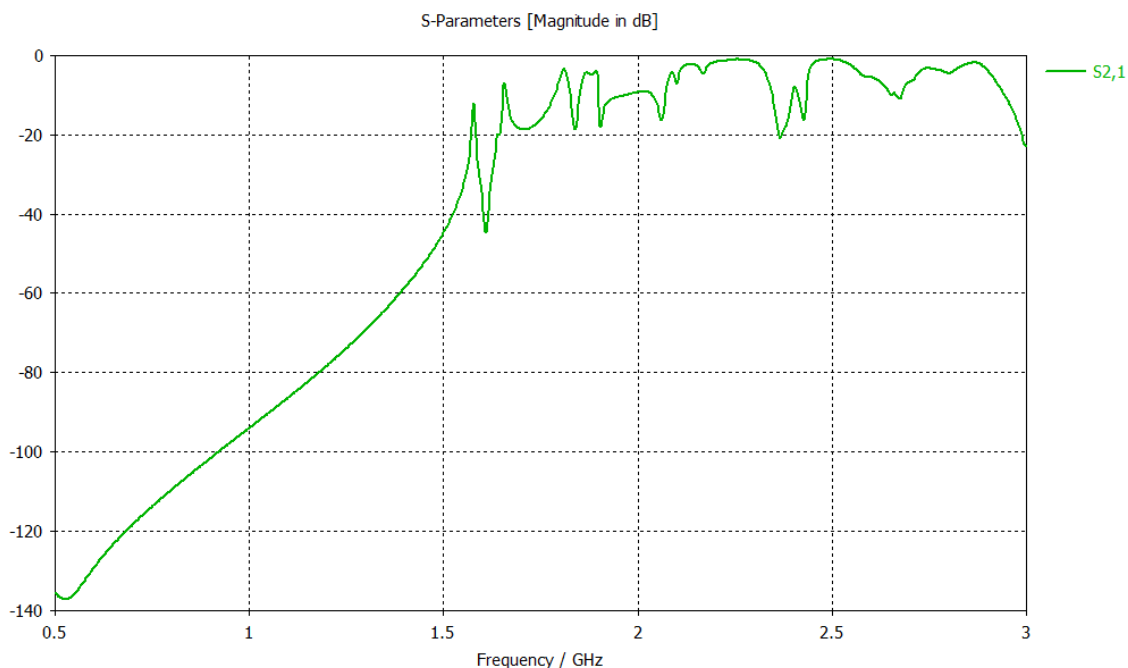
Následující tabulka (Tab. 18) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

Tabulka 18 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – bez pryže

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	1,6	-2
2.	1,7	0
3.	1,8	0
4.	1,9	0
5.	2,1	-8
6.	2,2	-2
7.	2,25	0
8.	2,45	0

12.2.7 Frekvenční simulace s použitím 10 % pryžového materiálu

Tato frekvenční simulace proběhla za předpokladu, že se uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu s 10 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 52) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 52 - Graf frekvenční simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 19), obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

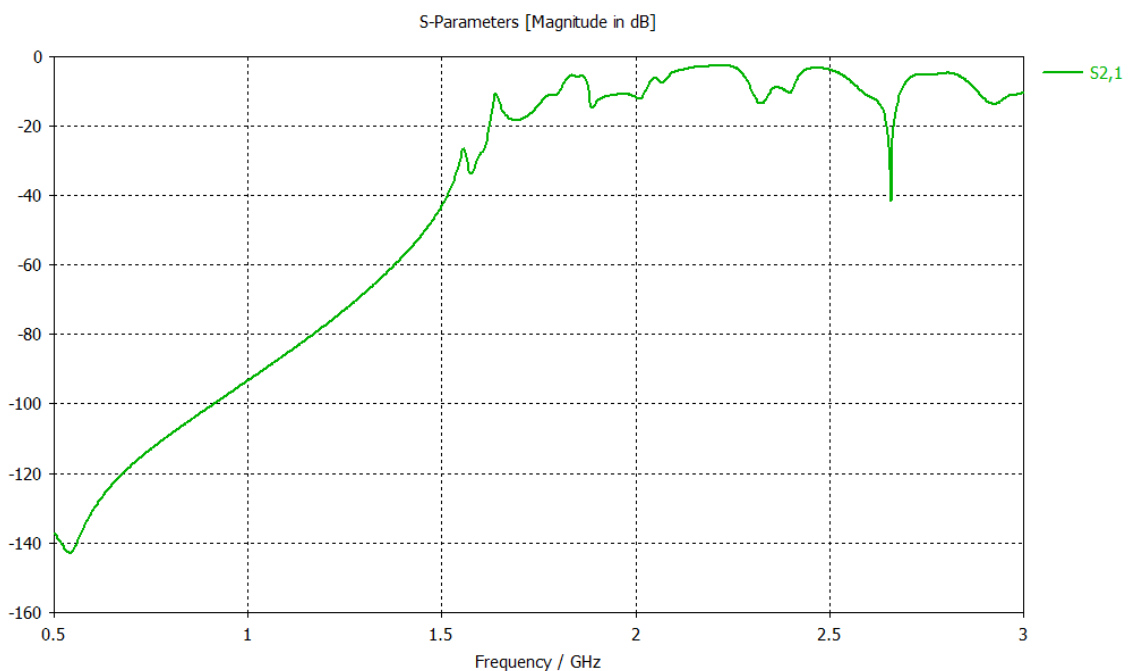
Tabulka 19 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – pryž 10%

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S21 parametr [dB]
1.	1,57	-13
2.	1,65	-9
3.	1,78	-5
4.	1,85	-6

5.	2,05	-10
6.	2,18	-4
7.	2,22	-2
8.	2,45	-2

12.2.8 Frekvenční simulace s použitím 30 % pryžového materiálu

Tato frekvenční simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály s 30 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 53) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 53 - Graf frekvenční simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou

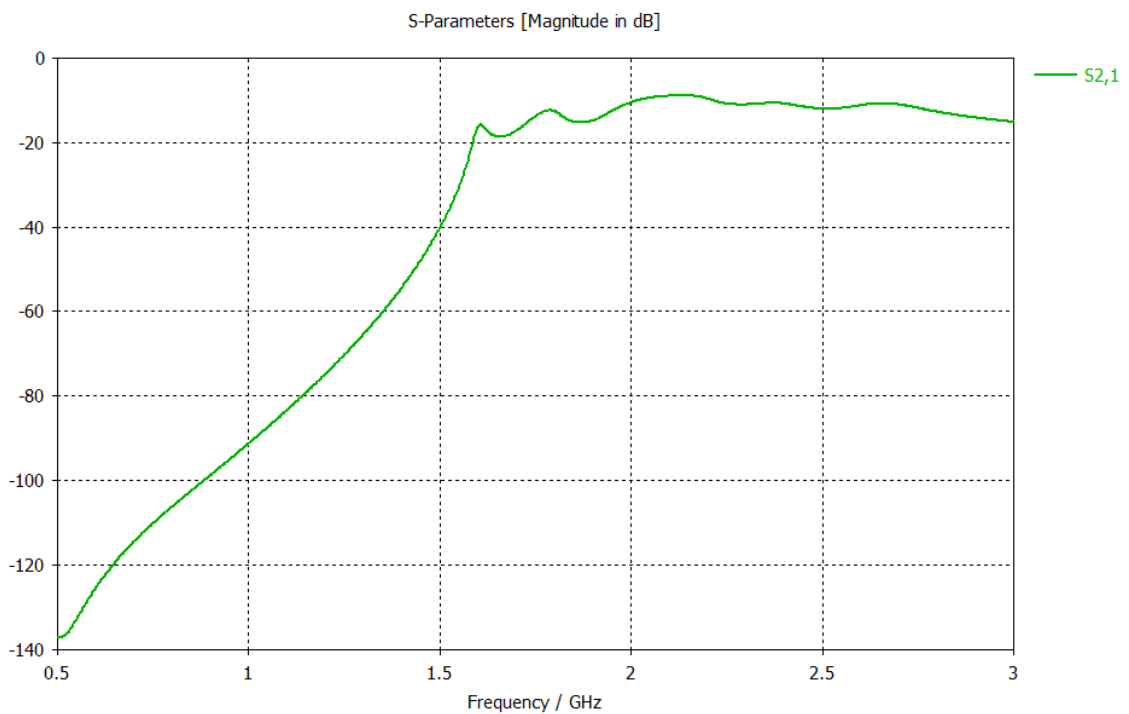
Následující tabulka (Tab. 20) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S21 na dané frekvenci.

Tabulka 20 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace
– pryž 30%

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr
1.	1,55	-27
2.	1,60	-10
3.	1,75	-11
4.	1,80	-5
5.	1,95	-11
6.	2,10	-8
7.	2,20	-3
8.	2,40	-4

12.2.9 Frekvenční simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech

Tato frekvenční simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály Lairdtech. Obrázek (Obr. 54) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 54 - Graf frekvenční simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 21) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S₂₁ na dané frekvenci.

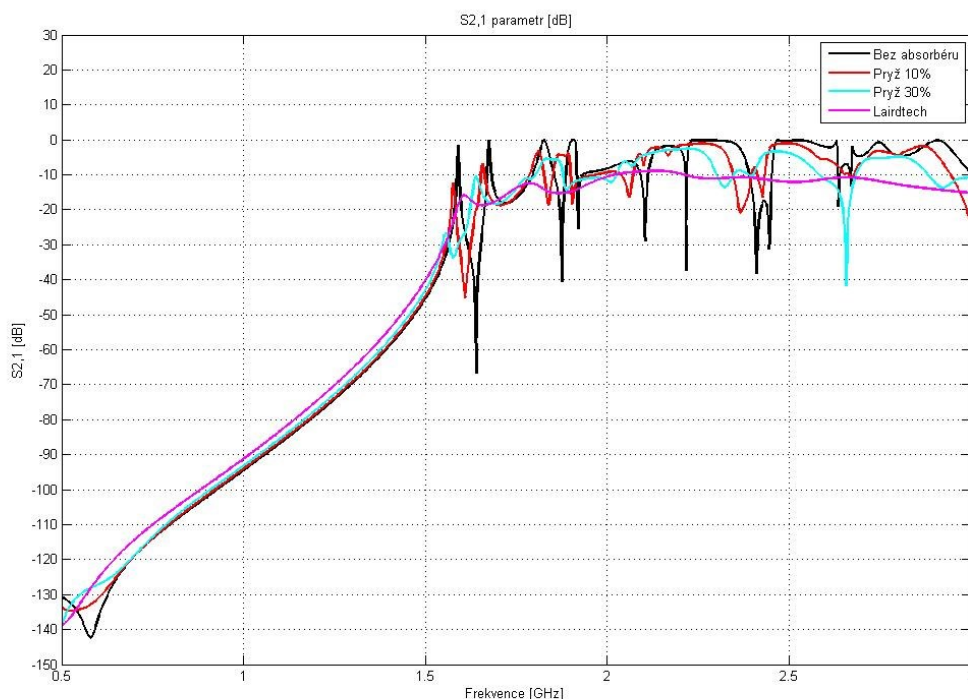
Tabulka 21 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – pryž Lairdtech

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S _{2,1} parametr [dB]
1.	1,62	-17
2.	1,75	-12
3.	Nevykreslena	Nevykreslena
4.	Nevykreslena	Nevykreslena
5.	Nevykreslena	Nevykreslena
6.	Nevykreslena	Nevykreslena
7.	Nevykreslena	Nevykreslena

8.	Nevykreslena	Nevykreslena
----	--------------	--------------

12.2.10 Vyhodnocení tlumících vlastností ve frekvenčních simulacích

Následující obrázek (Obr. 55) grafu vyobrazuje grafové srovnání všech časových simulací bez absorbéru i s jednotlivými pryžovými materiály.



Obrázek 55 - Srovnávací graf frekvenčních simulací modelu buzeným elektrickou sondou

V následující tabulce (Tab. 22) jsou zaznamenány hodnoty útlumu všech pryžových materiálů na dané frekvenci. Hodnoty v závorce označují skutečné rezonanční frekvence, protože je průběh posunutý.

Tabulka 22 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů frekvenční simulace – buzení elektrickou sondou

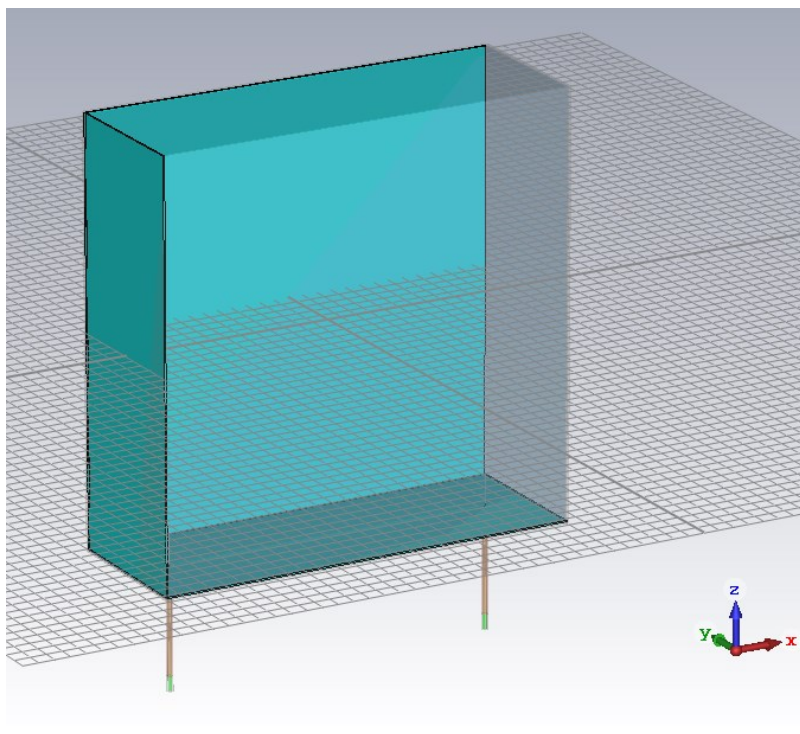
Frekvence [GHz]	Pryž 10 % [dB]	Pryž 30% [dB]	Lairdtech [dB]
1,6	11 (1,57 GHz)	25 (1,55 GHz)	15 (1,62 GHz)
1,7	9 (1,65 GHz)	10 (1,60 GHz)	12 (1,75 GHz)

1,8	5 (1,78 GHz)	11 (1,75 GHz)	Nevykreslena
1,9	6 (1,85 GHz)	5 (1,80 GHz)	Nevykreslena
2,1	2 (2,05 GHz)	3 (1,95 GHz)	Nevykreslena
2,2	2 (2,18 GHz)	6 (2,10 GHz)	Nevykreslena
2,25	2 (2,22 GHz)	3 (2,20 GHz)	Nevykreslena
2,45	2	4 (2,40 GHz)	Nevykreslena

Obecně lze říct, že pryžový materiál Lairdtech efektivně tlumí rezonanční maxima s průměrnou hodnotu 12 dB.

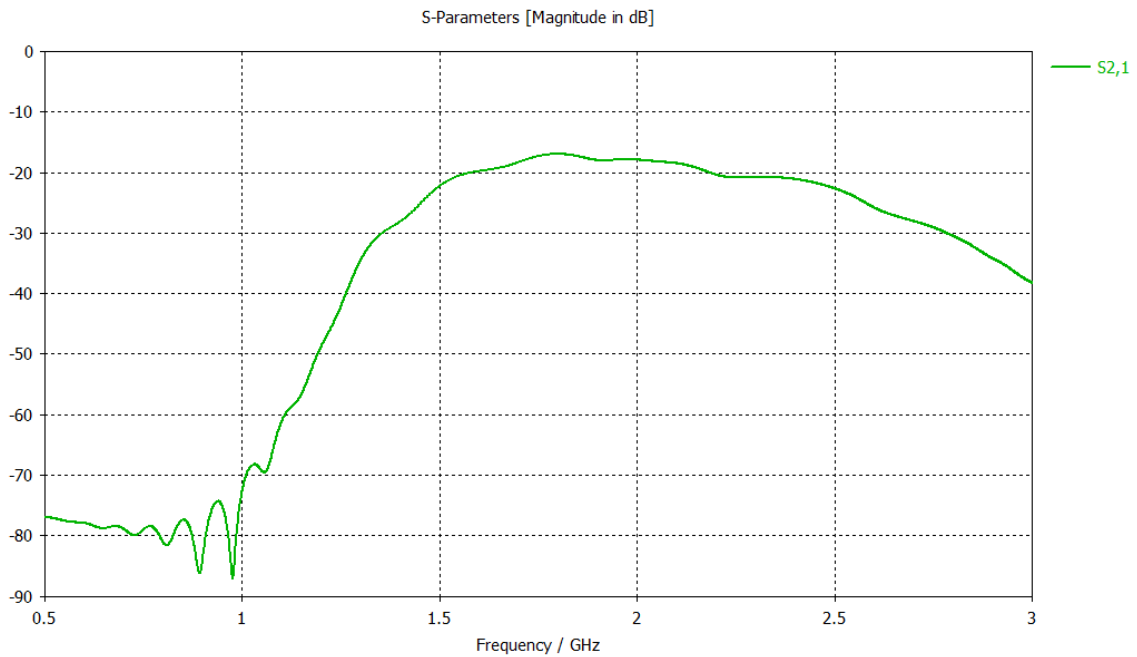
12.2.11 Model a simulace skříně elektroniky pro první fyzický experiment

Model skříně elektroniky pro fyzický experiment vychází z původního modelu buzený elektrickou sondou. V modelu se nachází absorbéry na levé, zadní a spodní stěně. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu Lairdtech. Tloušťka absorbérů je zde 1 mm. Následující obrázek (Obr. 56), zobrazuje umístění absorbérů modelu skříně pro fyzický experiment.



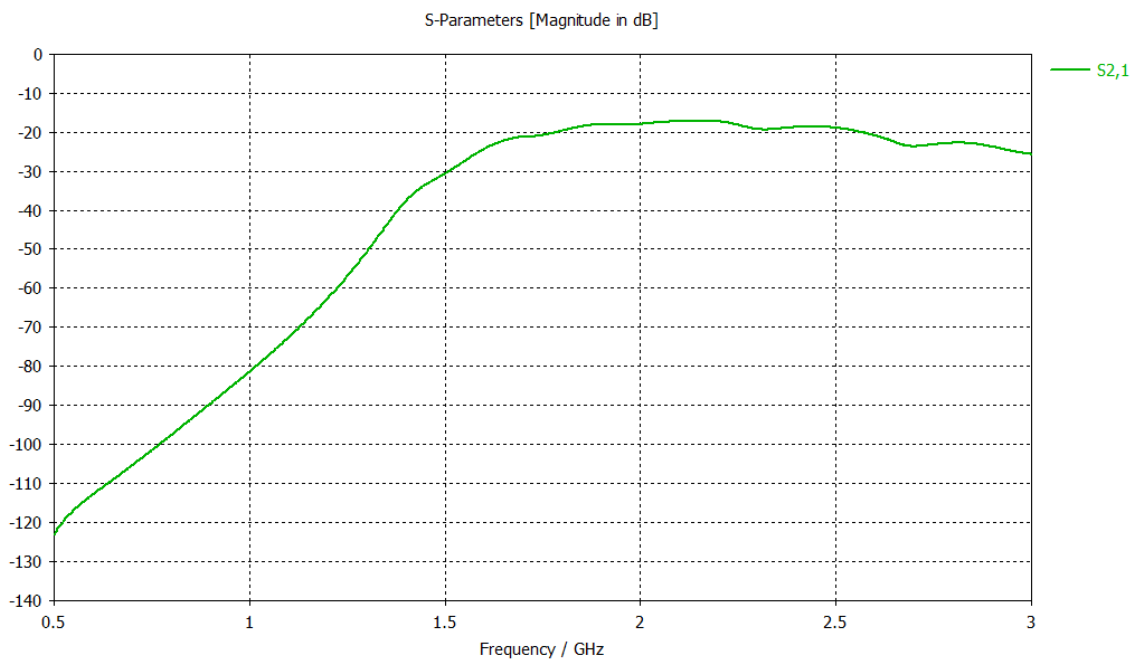
Obrázek 56 - Umístění absorbérů pro první fyzický experiment

Pro tento model byla opět provedena časová i frekvenční simulace. Obrázek (Obr. 57) zobrazuje graf časové simulace velikosti S21 parametru vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 57 - Graf časové simulace modelu pro první fyzický experiment

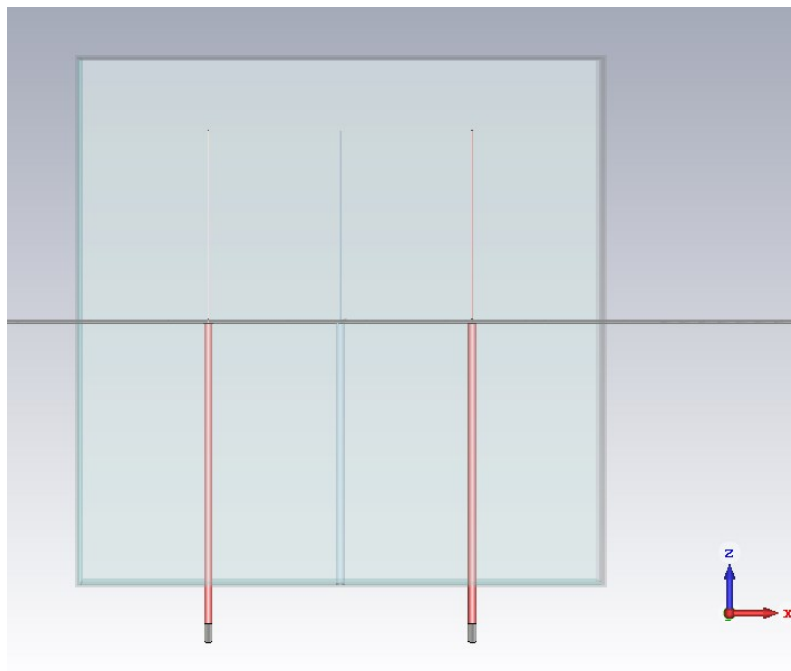
Následující obrázek (Obr. 58) zobrazuje graf frekvenční simulace velikosti S21 parametru vyjádřeného v dB v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 58 - Graf frekvenční simulace modelu pro první fyzický experiment

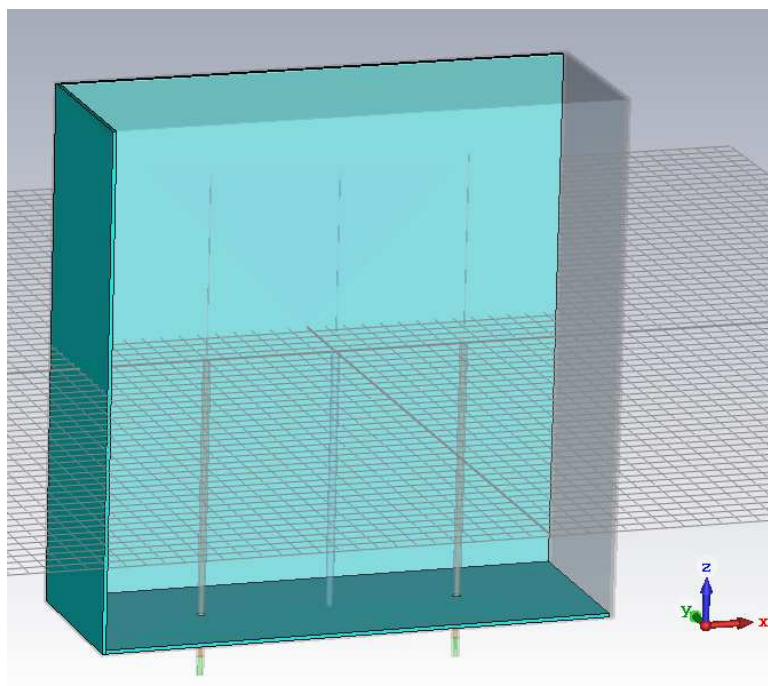
12.3 Modifikace modelu skříně elektroniky buzený elektrickou sondou

Třetím modelem je modifikace skříně elektroniky buzený elektrickou sondou, která spočívá v hlubším zasunutím koaxiálních kabelů, zvětšení délky elektrické sondy a úpravou pozic absorbérů. Následující obrázek (Obr. 59) vyobrazuje geometrii koaxiálních kabelů.



Obrázek 59 - Geometrie koaxiálních kabelů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

Konec koaxiálního kabelu se nachází uprostřed dutiny skříně v ose z . Délka elektrické sondy je 100 mm. Absorbéry se nachází na levé, spodní a zadní stěně. Tloušťky těchto absorbérů jsou opět 2 mm. Následující obrázek (Obr. 60) vyobrazuje umístění absorbérů.



Obrázek 60 - Umístění absorbérů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

Pro zjištění rezonančního chování skříně byly využity časové simulace. Pro tento typ simulace byly zadány průměrné hodnoty permitivity a permeability jednotlivých tlumících materiálů. Hodnoty permitivity a permeability jednotlivých tlumících materiálů jsou zaznamenány v následující tabulce (Tab. 23).

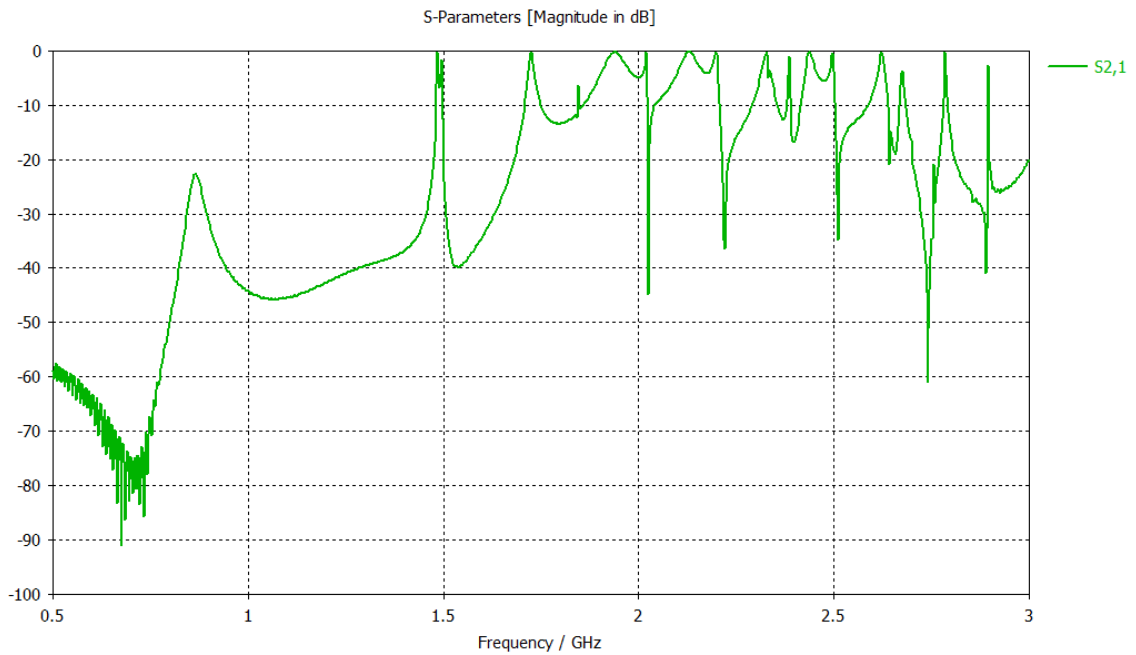
Tabulka 23 - Hodnoty využité v časových simulacích

	ϵ [-]	μ [-]	$\tan \delta_e$ [-]	$\tan \delta_m$ [-]
Pryž 10 %	6,373	1,6	0,0267	0,0719
Pryž 30 %	14,8823	2,8008	0,0023	0,1214
LAIRDTECH	22,86	5,7	0,0022	0,5

Následující podkapitoly popisují časové simulace daného modelu bez tlumících materiálu i pro jednotlivé tlumící materiály.

12.3.1 Časová simulace bez použití tlumícího materiálu

Tato časová simulace byla vytvořena z důvodu zjištění rezonančního chování modelu za stavu, kdy se uvnitř nenachází žádný tlumící materiál. Díky těmto podmínkám jsme byli schopni vytvořit referenční situaci, ze které jsme mohli dále vycházet při určení efektivnosti útlumu pryžových materiálů. Obrázek (Obr. 61) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 61 - Graf časové simulace bez použití absorbérů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

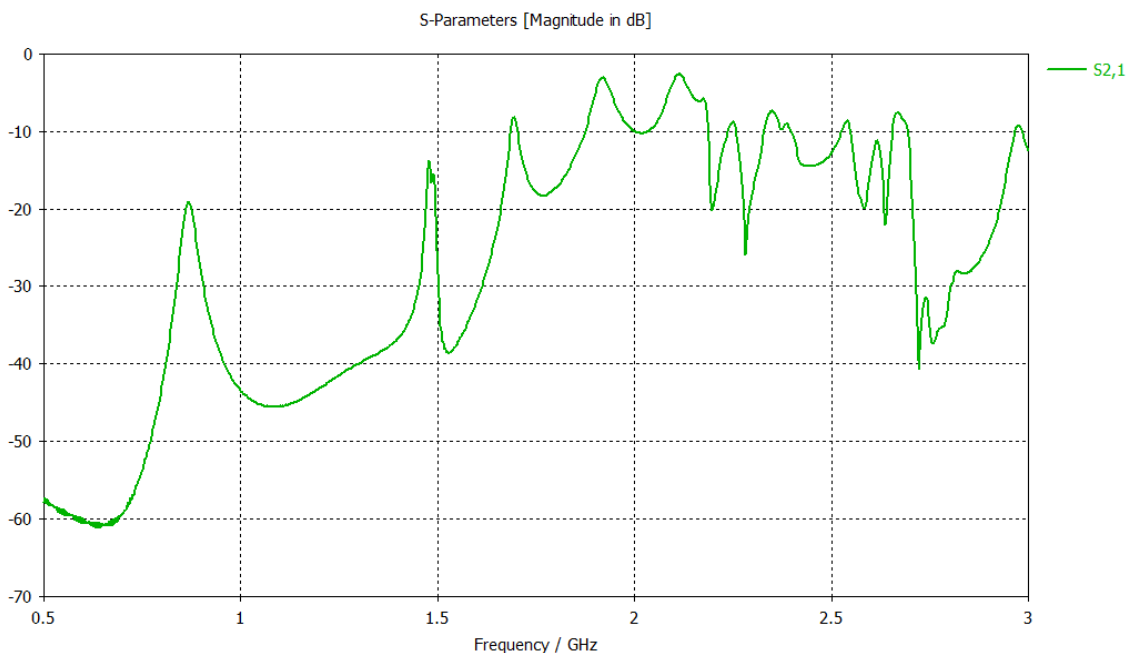
Následující tabulka (Tab. 24) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S_{2,1} na dané frekvenci.

Tabulka 24 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – bez pryže

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S _{2,1} parametr [dB]
1.	0,88	-23
2.	1,48	0
3.	1,7	0
4.	1,9	0
5.	2,03	0
6.	2,15	0
7.	2,20	0
8.	2,30	-2

12.3.2 Časová simulace s použitím 10 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že se uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu s 10 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 62) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 62 - Graf časové simulace s použitím 10% pryžového materiálu modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 25) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S2,1 na dané frekvenci.

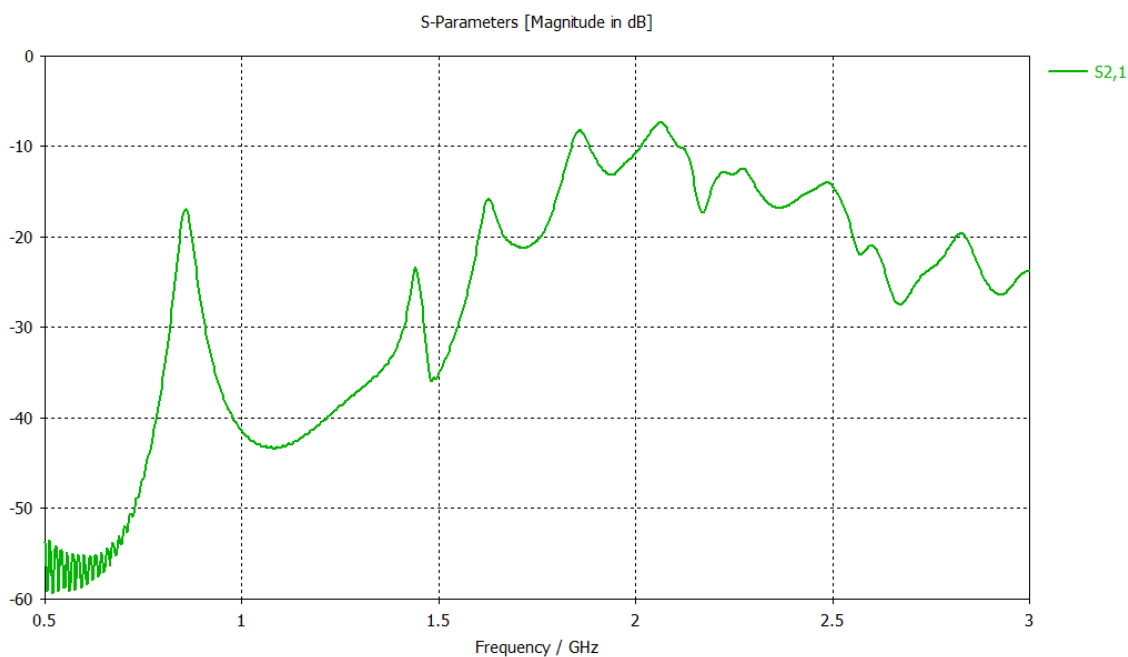
Tabulka 25 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 10 %

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	0,88	-19
2.	1,45	-14
3.	1,67	-8,5

4.	1,85	-4
5.	2,15	-3,5
6.	2,2	-5
7.	2,25	-9
8.	2,35	-8

12.3.3 Časová simulace s použitím 30 % pryžového materiálu

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály s 30 % objemovou koncentrací železných pilin. Obrázek (Obr. 63) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 63 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

Následující tabulka (Tab. 26) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S2,1 na dané frekvenci.

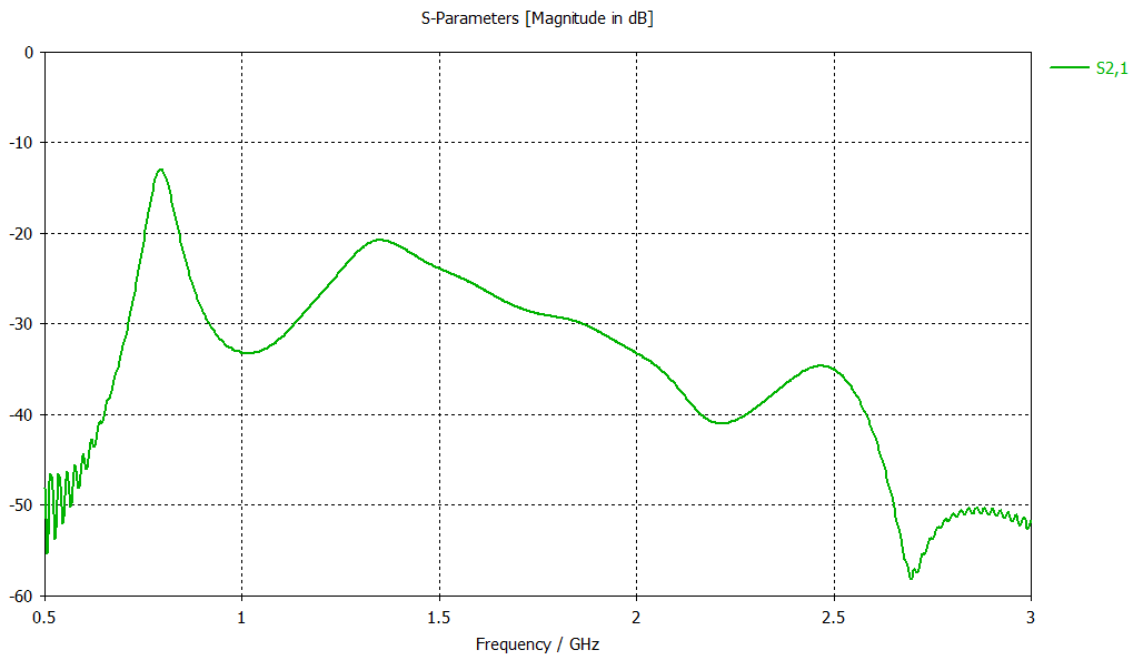
Tabulka 26 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou
časové simulace – pryž 30 %

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	0,85	-17,5
2.	1,45	-24
3.	1,63	-16
4.	1,80	-8
5.	2,10	-7,5
6.	2,15	-10
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	2,20	-13

12.3.4 Časová simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech

Tato časová simulace proběhla za předpokladu, že uvnitř dutiny modelu se nachází absorbéry na daných stěnách a jsou tvořeny pryžovými materiály Lairdtech o tloušťce 1 mm. Obrázek (Obr. 64) zobrazuje graf velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave

studia.



Obrázek 64 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modifikovaného modelu buzení elektrickou sondou

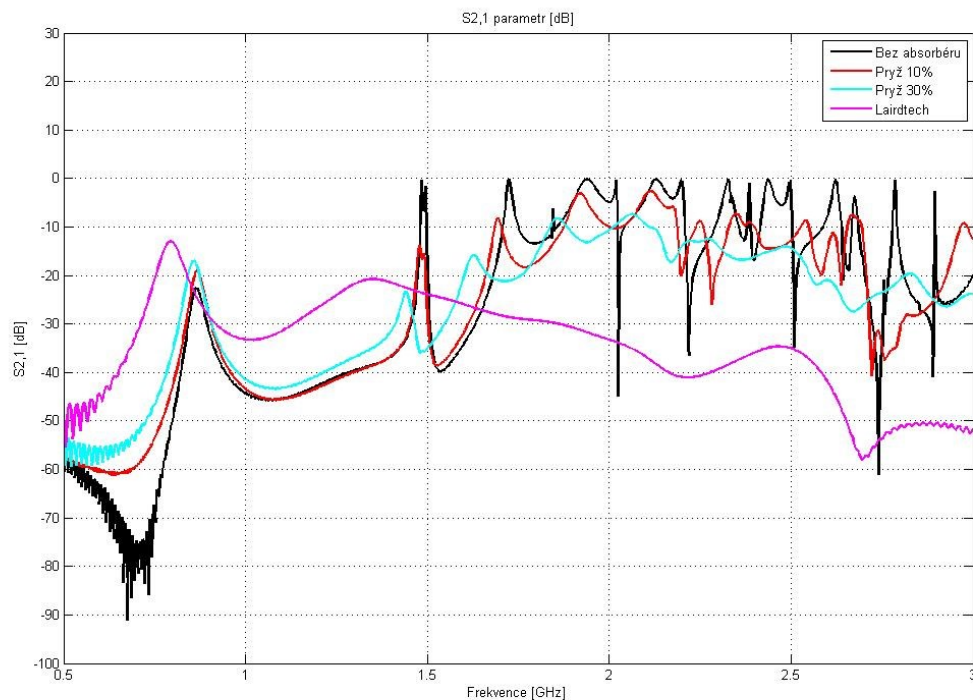
Následující tabulka (Tab. 27) obsahuje hodnoty rezonančních maxim parametru S2,1 na dané frekvenci.

Tabulka 27 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž Lairdtech

Rezonanční maxima	Frekvence [GHz]	S2,1 parametr [dB]
1.	0,80	-16,5
2.	1,35	-20,5
3.	Nevykreslena	Nevykreslena
4.	Nevykreslena	Nevykreslena
5.	Nevykreslena	Nevykreslena
6.	Nevykreslena	Nevykreslena
7.	Nevykreslena	Nevykreslena
8.	Nevykreslena	Nevykreslena

12.3.5 Vyhodnocení tlumících vlastností pryžových materiálu v časových simulacích

Následující obrázek (Obr. 65) grafu, vyobrazuje grafové srovnání všech časových simulací bez absorbéru i s jednotlivými pryžovými materiály.



Obrázek 65 - Srovnávací graf časových simulací modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou

V následující tabulce (Tab. 28), jsou zaznamenány hodnoty útlumu všech pryžových materiálů na dané frekvenci. Na prvním rezonančním kmitočtu skříně elektroniky můžeme pozorovat, že míra útlumu není kladná, ale je záporná. Toto chování je fyzikálně správné, protože účinkem stěn potažených touto ztrátovou pryží dochází k „zesilování“ přenosu energie mezi dvěma nepólovými anténami. V případě, že stěny nejsou potaženy pryží, tak je mezi anténami základní úroveň míry přenosu -23 dB na 0,88 GHz. Po přidání pryže dojde k tomu, že díky velké permitivitě a permeabilitě této pryže bude snížena rezonanční frekvence přenosu. Dále dojde k tomu, že stěny pokryté touto pryží, které se chovají jako odražeč, budou mít efektivní elektrickou plochu větší než v případě, kdy nejsou pokryté

pryží. Toto zvětšení efektivní odrazné plochy se projeví jako zisk (zesílení) signálu. A to je důvod, proč je míra zatlumení záporná.

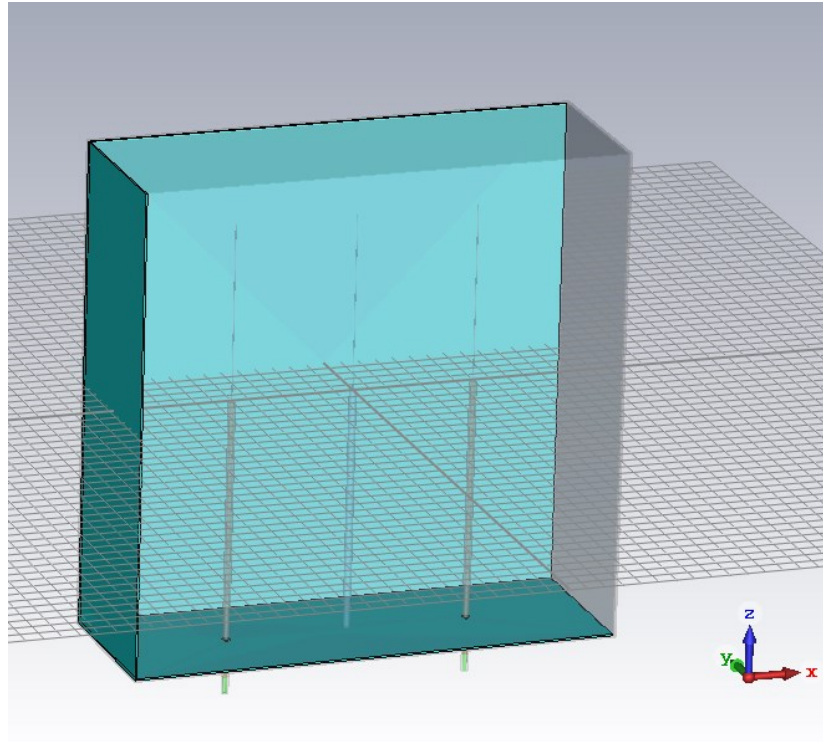
Tabulka 28 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů časové simulace – modifikované buzení elektrickou sondou

Frekvence [GHz]	Pryž 10 % [dB]	Pryž 30% [dB]	Lairdtech [dB]
0,88	-4	-5,5 (0,85 GHz)	-6,5 (0,80 GHz)
1,48	14 (1,45 GHz)	24 (1,45 GHz)	20,5 (1,35 GHz)
1,7	8,5 (1,67 GHz)	16 (1,63 GHz)	Nevykreslena
1,9	4 (1,85 GHz)	8 (1,80 GHz)	Nevykreslena
2,03	3,5 (2,15 GHz)	7,5 (2,10 GHz)	Nevykreslena
2,15	5 (2,20 GHz)	10 (2,15 GHz)	Nevykreslena
2,20	9 (2,25 GHz)	Nevykreslena	Nevykreslena
2,30	3 (2,35 GHz)	11 (2,20 GHz)	Nevykreslena

Obecně lze říct, že pryžový materiál Lairdtech efektivně tlumí rezonanční maxima s průměrnou hodnotu 30 dB.

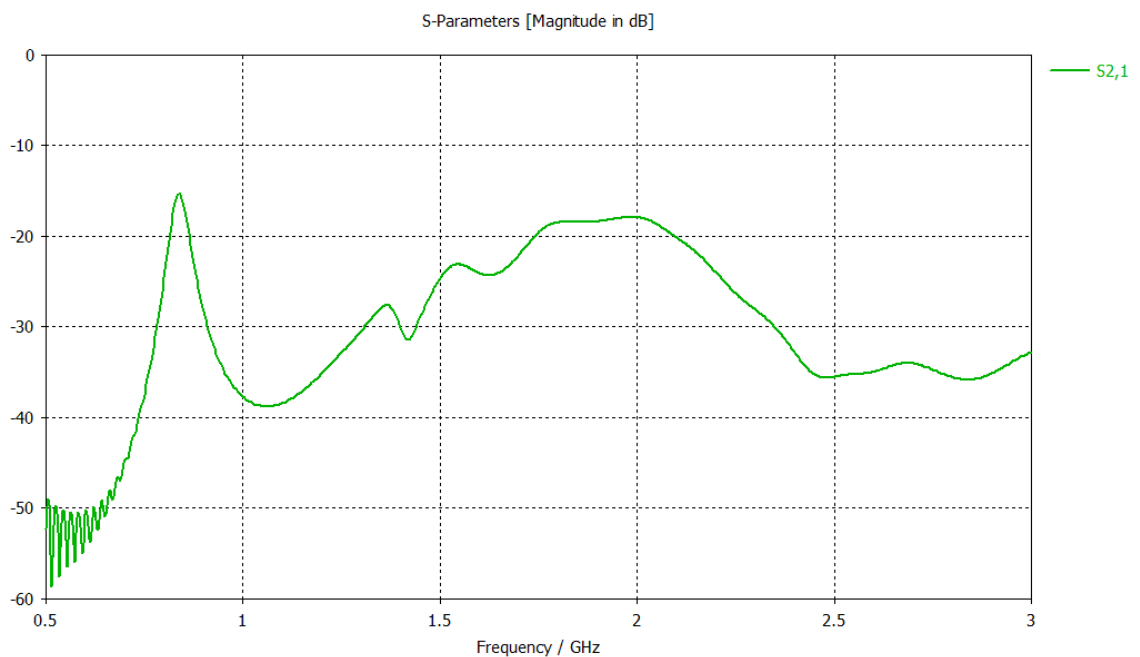
12.3.6 Model a simulace skříně elektroniky pro druhý fyzický experiment

Model skříně elektroniky pro další fyzický experiment vychází z modifikovaného modelu buzení elektrickou sondou. V modelu se nachází absorbéry na levé, zadní a spodní stěně. Absorbéry jsou tvořeny z pryžového materiálu Lairdtech. Tloušťka absorbérů je zde 1 mm. Následující obrázek (Obr. 66), zobrazuje umístění absorbérů modelu skříně pro fyzický experiment.



Obrázek 66 - Umístění absorbérů pro druhý fyzický experiment

Pro tento model byla provedena časová simulace. Obrázek (Obr. 67) zobrazuje graf časové simulace velikosti S21 parametru, vyjádřeného v dB, v závislosti na frekvenci v pásmu od 0,5 GHz do 3 GHz, který byl získán z CST microwave studia.



Obrázek 67 - Graf časové simulace pro druhý fyzický experiment

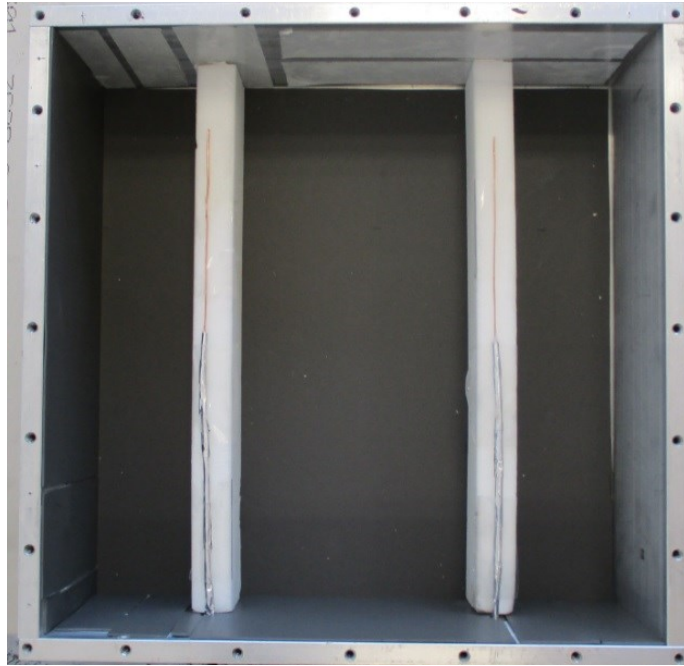
13 FYZICKÉ EXPERIMENTY

Fyzické experimenty byly provedeny za účelem srovnání reálného chování skříně elektroniky se simulacemi modelů vytvořenými v CST microwave studiu. Měření fyzických skříní elektroniky probíhalo pomocí vektorového obvodového analyzátoru ZVB20 značky Rohde Schwarz. Z přístroje byly získány hodnoty S21 parametru v rozsahu 100 MHz až 3 GHz s krokem 1 MHz. Následující obrázek (Obr. 68) vyobrazuje fyzickou skřín elektroniky pro první experiment.



Obrázek 68 - Fotografie fyzické skříně elektroniky pro první fyzický experiment

Následující obrázek (Obr. 69) vyobrazuje fyzickou skřín elektroniky pro druhý experiment.



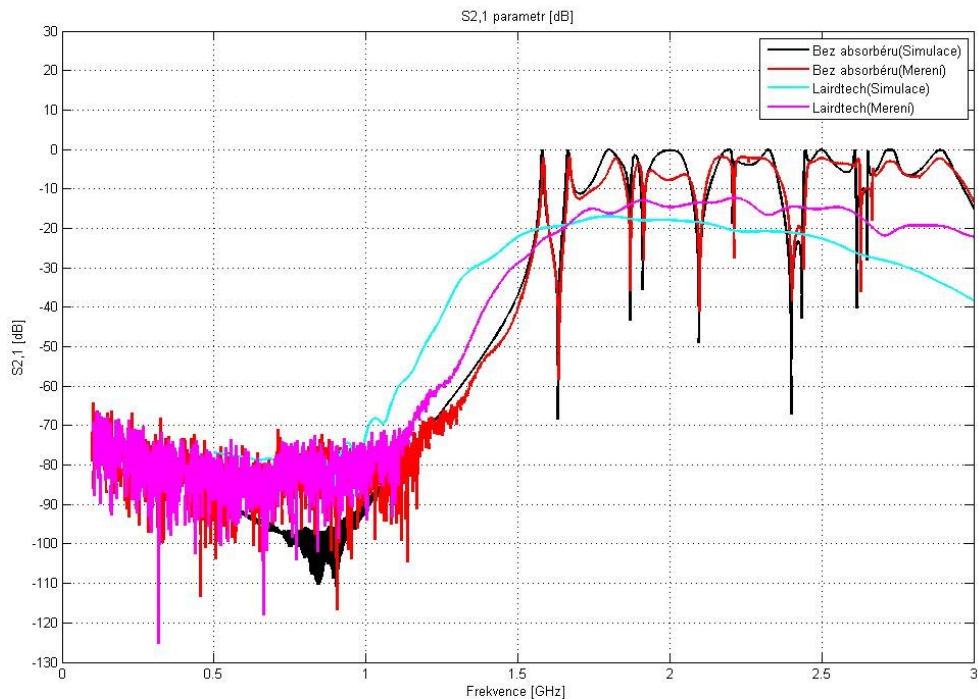
Obrázek 69 - Fotografie fyzické skříně elektroniky pro druhý fyzický experiment

13.1 Srovnání simulací modelů a fyzických experimentů

Následující podkapitoly popisují srovnání simulací modelů s fyzickými experimenty.

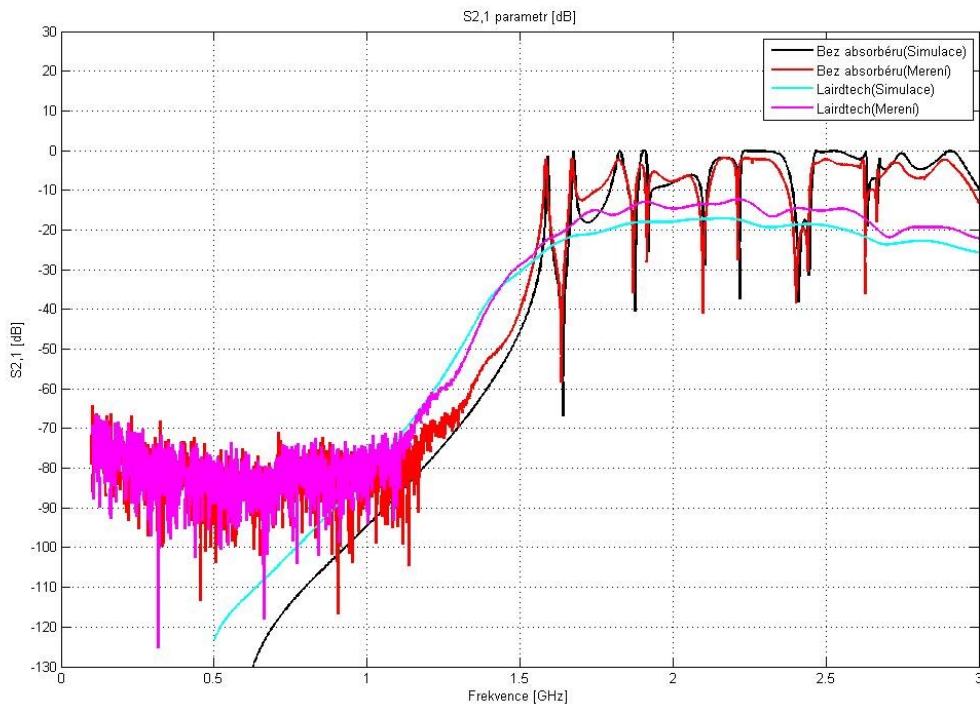
13.1.1 Srovnání simulace prvního modelu s fyzickým experimentem

V následujícím obrázku (Obr. 70) grafu jsou vyneseny křivky S21 parametru, vyjádřeného v dB, z naměřených hodnot a hodnot z časových simulací. Za situace bez absorbérů se průběhy experimentů a časových simulací přibližně podobají. U průběhů s použitím pryžových materiálů Lairdtech tomu už tak není, a to ze dvou hlavních důvodů. Prvním důvodem je, že byly v časové simulaci použity průměrné hodnoty permitivity a permeability při modelování pryží. Druhým důvodem je ten, že časová simulace je méně přesná než frekvenční.



Obrázek 70 - Srovnávací graf časových simulací pro první fyzický experiment a výsledků měření

V následujícím obrázku (Obr. 71) grafu jsou vyneseny křivky S21 parametru, vyjádřeného v dB, z naměřených hodnot a hodnot z frekvenčních simulací. Za situace bez absorbérů se průběhy experimentů a frekvenčních simulací opět přibližně podobají. Z grafu lze pozorovat, že průběh frekvenční simulace se více podobá průběhu experimentu než u předchozího případu. Zde je důvod ten, že ve frekvenční simulaci byl použit Debye model 2. řádu při modelování pryže Lairdtech. Zároveň je frekvenční simulace více přesnější. Typický rozdíl mezi měřením a simulací v pásmu od 2 GHz do 3 GHz je do 4 dB. Celkově se zde nachází cca 12 rezonancí. V případě zatlumení se simulované hodnoty mění od -123 dB na nízkých frekvencích do cca -20 dB na 2,5 GHz. Dále pak klesá tak, že na 3 GHz dosahuje hodnoty -25 dB. V případě naměřených hodnot za přítomnosti pryže je tlumící účinek horší. Na 2,25 GHz dosahují hodnoty -14 dB namísto simulovaných -20 dB.

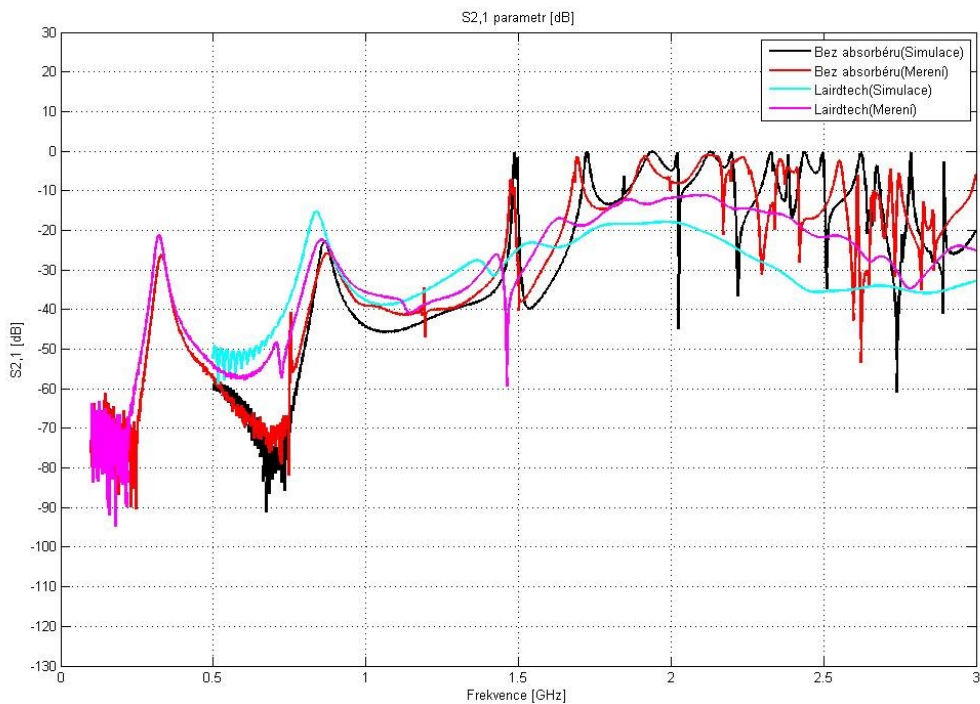


Obrázek 71 - Srovnávací graf frekvenčních simulací pro první fyzický experiment a výsledků měření

13.1.2 Srovnání simulace druhého modelu s fyzickým experimentem

V následujícím obrázku (Obr. 72) grafu jsou vyneseny křivky S21 parametru v dB z naměřených hodnot a hodnot z časových simulací. Z grafu lze pozorovat, že v případě simulace bez pryže je na vyšších frekvencích hodnota S21 parametru 0 dB. Nejnižší rezonanční frekvence se nachází na kmitočtech 1,5 GHz; 1,7 GHz; 1,9 GHz a 2,05 GHz. Většina rezonancí zde má charakter úzké špičky s ohledem na frekvenci a chová se tedy jako úzká pásmová propust. Některé rezonance, které jsou ve větší blízkosti, mají charakter odpovídající kmitočtovému filtru s větší šířkou pásma. Celkově se zde nachází cca 15 rezonancí. V případě naměřených hodnot bez pryže se křivka poměrně dobře přibližuje simulované křivce. V oblasti rezonančních maxim je změřená hodnota cca o 1 až 2 dB menší než v simulaci. To je způsobeno útlumem použitého koaxiálního kabelu, protože v simulaci byl uvažován koaxiální kabel jako bezztrátový. V případě ztlumení se simulované hodnoty mění s kmitočtem v průměru od -50 dB na nízkých frekvencích do cca -18 dB na 2 GHz a dále pak klesají tak, že na 3 GHz dosahují cca -35 dB. Můžeme tedy vyslovit závěr, že v této aplikaci je tlumivý účinek minimálně 18 dB. V případě

naměřených hodnot za přítomnosti pryže je účinek tlumení horší. Na 2 GHz dosahují hodnoty cca -11 dB namísto simulovaných -18 dB. Na 3 GHz dosahuje změřená hodnota S_{21} v dB okolo -25 dB, zatímco simulace předpovídá -35 dB. Pro tuto neshodu existují dva důvody. Prvním důvodem je, že pryže neměly vodivé spojení se stěnou, jak je to v simulaci a to z realizačních důvodů. Pryže byly přilepeny oboustrannou lepicí páskou. Druhým důvodem je opět ten, že v simulaci byly použity průměrné hodnoty permitivity a permeability.



Obrázek 72 - Srovnávací graf časových simulací pro druhý fyzický experiment a výsledků měření

13.1.3 Závěrečné srovnání prvního a druhého modelu

Srovnání míry ztlumení stíněné skříně elektroniky s vnitřními rozměry 280x280x100 mm je provedeno v následujících tabulkách (Tab. 29, 30). První tabulka (Tab. 29) obsahuje míru ztlumení pro první model. Frekvenční simulace pro tento model vykazuje nejhorší míru ztlumení cca 18 dB. Měřené hodnoty pro tento model vykazují míru ztlumení cca 14 dB. Tyto hodnoty jsou dosaženy v okolí 2 GHz. Můžeme tedy konstatovat, že mezi měřením a simulací bylo dosaženo poměrně dobré shody s chybou 4 dB. Hodnota uvedená v závorce označuje frekvenci, kde je dosaženo minimální ztlumení.

Tabulka 29 - Minimální ztlumení pro první model

	Simulace	Měření	Chyba $\Delta = \text{měření} - \text{simulace} $
Dosažené minimální ztlumení rezonancí [dB]	18 (2 GHz)	14 (2 GHz)	4

Tabulka (Tab. 30) obsahuje míru ztlumení pro druhý model. Časová simulace udává nejhorší míru ztlumení cca 18 dB. Naměřená hodnota ztlumení je cca 11 dB. V tomto případě je mezi průběhy větší rozdíl (chyba). Hlavním důvodem je skutečnost, že v simulaci se uvažoval vodivý kontakt mezi stěnami a absorbéry. Zatímco ve fyzickém experimentu byly absorbéry přilepeny ke stěnám skříně oboustrannou lepící páskou. Protože tato páska byla elektricky nevodivá, tak byla snížena tlumící schopnost tohoto absorberu. Hodnota uvedená v závorce označuje frekvenci, kde je dosaženo minimální utlumení.

Tabulka 30 - Minimální ztlumení pro druhý model

	Simulace	Měření	Chyba $\Delta = \text{měření} - \text{simulace} $
Dosažené minimální ztlumení rezonancí [dB]	18 (2 GHz)	11 (2 GHz)	7

ZÁVĚR

Záměrem této bakalářské práce bylo prozkoumat účinnost tlumení rezonancí ve skříních elektroniky pomocí pryžových materiálů s objemovou koncentrací železných pilin. Hlavním cílem bylo ověřit, jak různé koncentrace železných pilin ovlivňují účinnost tlumení rezonancí. Z provedených experimentů a simulací vyplývá, že pryž s cca 45 % objemovou koncentrací železných pilin a tloušťkou 1 mm je schopna efektivně zatlumit rezonance minimálně o 10 dB ve frekvenčním rozsahu 1,5 GHz až 3 GHz. Dále byly zkoumány různé přístupy k modelování, jako je aplikace Debye modelu pro popis disperze materiálu, což umožňuje lepší předpověď chování materiálu za různých podmínek. Kromě teoretických výpočtů a simulací byla část práce věnována fyzickým experimentům, kde byly materiály testovány v reálných podmínkách.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] FEYNMAN, R.P; LEIGHTON, R.B and SANDS, M. Feynmanove přednášky z fyziky 4. Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 9788005000294.
- [2] CLEMENS, Marcus and WEILAND, Thomas. Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique. Online. Progress In Electromagnetics Research. 2001, Vol. 32, 65-87. Dostupné z: <https://www.jpier.org/PIER/pier.php?paper=00080103>. [cit. 2024-03-05].
- [3] SVAČINA, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky. Připojujeme se k Evropské unii. Brno: Vysoké učení technické, 2001. ISBN 80-21418737.
- [4] POZAR, David M. Microwave Engineering. 2nd ed. John Wiley & Sons, 1998. ISBN 0-471-17096-8.
- [5] ORFANIDIS, Sophocles J. Electromagnetic Waves and Antennas. Online. Rutgers University, 2016. Dostupné z: <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>. [cit. 2024-04-08].
- [6] Dassault Systemes. CST Studio Suite 2023: uživatelský manuál.
- [7] Sheet resistance. Online. In: Wikipedia: the free encyclopedia. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Sheet_resistance. [cit. 2024-04-20].
- [8] Q factor. Online. In: Wikipedia: the free encyclopedia. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Q_factor. [cit. 2024-04-20].
- [9] VACULÍKOVÁ, Polina, VACULÍK, Emil. Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů: praktický průvodce techniky omezení elektromagnetického vř rušení: ČSN-ČSN EN-ČSN IEC-ČSN CISPR-ČSN ETS. Praha: Grada, 1998. ISBN 80-7169-568-8.
- [10] CHEN, L.F.; VARADAN, V.K.; VARADAN, V.V.; ONG, C.K.; NEO, C.P. et al. Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterisation. John Wiley & Sons, 2004. ISBN 9780470844922.
- [11] GRACÍK, Filip. Tvorba programu pro správu materiálových modelů v Matlabu. Zlín, 2021. Bakalářská práce. UTB ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, Ústav bezpečnostního inženýrství

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

CST	Computer simulation technology
TD	Time domain solver
FD	Frequency domain solver
TD TLM	Transimisson line method solver
Lairdtech	Magnetický útlumový materiál od firmy Lairdtech technology
HFSS Ansys	Multifyzikální simulační nástroj
FEKO	Multifyzikální simulační nástroj
WIPL	Multifyzikální simulační nástroj
E	Elektrické pole
H	Magnetické pole
k	Vlnové číslo
f_c	Kritická frekvence
k_c	Kritické vlnové číslo
Z	Impedance
U	Elektrické napětí
I	Elektrický proud
EMF	Elektromotorická síla
R_s	Povrchový odpor
Z_s	Povrchová impedance
B	Magnetická indukce
D	Elektrická indukce

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro elektrické pole v integrálním tvaru	10
Obrázek 2 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro magnetické pole v integrálním tvaru	11
Obrázek 3 - Obrázek popisující problematiku Ampér-Maxwellova zákona v integrálním tvaru	12
Obrázek 4 - Obrázek popisující problematiku Faradayova zákona elektromagnetické indukce v integrálním tvaru.....	13
Obrázek 5 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro elektrické pole v diferenciálním tvaru	14
Obrázek 6 - Obrázek popisující problematiku Gaussovy věty pro magnetické pole v diferenciálním tvaru	15
Obrázek 7 - Obrázek popisující problematiku Ampér-Maxwellova zákona v diferenciálním tvaru	16
Obrázek 8 - Obrázek popisující problematiku Faradayova zákona elektromagnetické indukce v diferenciálním tvaru.....	17
Obrázek 9 - Průřez vlnovodu v rovině.....	20
Obrázek 10 - Vizualizace základních TE vidů v obdélníkovém vlnovodu	24
Obrázek 11 - Geometrie rezonátoru v rovině	25
Obrázek 12 - Geometrie výřezu vodiče	29
Obrázek 13 - Série paralelních rezonančních obvodů	32
Obrázek 14 - Závislost frekvence na impedanci.....	33
Obrázek 15 - CST microwave studio – záložka modeling	35
Obrázek 16 - CST microwave studio – okno pro vytvoření <i>Brick</i>	36
Obrázek 17 - CST microwave studio – záložka modeling	36
Obrázek 18 - CST microwave studio – výběr křivek	37
Obrázek 19 - CST microwave studio – okno pro <i>Line</i>	37
Obrázek 20 - CST microwave studio – záložka modeling	38
Obrázek 21 - CST microwave studio –.....	38
Obrázek 22 - Kmitočtová závislost komplexní permitivity.....	41
Obrázek 23 - CST microwave studio – vytváření materiálu s Debye modelem 2. řádu	43
Obrázek 24 - Fotografie měřené skříně elektroniky a příklad datového rozvaděče	46

Obrázek 25 - Graf permitivity pryže s 10 % objemovou koncentrací železných pilin.....	48
Obrázek 26 - Graf permeability pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin	49
Obrázek 27 - Graf permitivity pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin.....	50
Obrázek 28 - Graf permeability pryže s 30 % objemovou koncentrací železných pilin	50
Obrázek 29 - Graf permitivity pryžového materiálu Lairdtech	51
Obrázek 30 - Graf permeability pryžového materiálu Lairdtech.....	51
Obrázek 31 - Geometrie modelu buzeného rovinnou vlnou.....	54
Obrázek 32 - Geometrie štěrbinu modelu buzeného rovinnou vlnou.....	55
Obrázek 33 - Umístění rovinné vlny modelu buzeného rovinnou vlnou.....	55
Obrázek 34 - Geometrie dutiny modelu buzeného rovinnou vlnou.....	56
Obrázek 35 - Umístění absorbérů modelu buzeného rovinnou vlnou	57
Obrázek 36 - Graf časové simulace bez použití absorbéru modelu buzeného rovinnou vlnou.....	58
Obrázek 37 - Graf časové simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným rovinnou vlnou.....	59
Obrázek 38 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným rovinnou vlnou.....	61
Obrázek 39 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným rovinnou vlnou.....	62
Obrázek 40 - Srovnávací graf časových simulací modelu buzeným rovinnou vlnou	63
Obrázek 41 - Geometrie modelu buzeným elektrickou sondou	64
Obrázek 42 - Geometrie koaxiálního kabelu modelu buzeným elektrickou sondou.....	65
Obrázek 43 - Umístění koaxiálního portu modelu buzeným elektrickou sondou	66
Obrázek 44 - Geometrie dutiny modelu buzeným elektrickou sondou	67
Obrázek 45 - Umístění absorbérů modelu buzeným elektrickou sondou.....	68
Obrázek 46 - Graf časové simulace bez použití pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	70
Obrázek 47 - Graf časové simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	71
Obrázek 48 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	73
Obrázek 49 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným elektrickou sondou.....	74

Obrázek 50 - Srovnávací graf časových simulací modelu buzeným elektrickou sondou	75
Obrázek 51 - Graf frekvenční simulace bez použití pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	77
Obrázek 52 - Graf frekvenční simulace s použitím 10 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	78
Obrázek 53 - Graf frekvenční simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modelu buzeným elektrickou sondou.....	79
Obrázek 54 - Graf frekvenční simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modelu buzeným elektrickou sondou.....	81
Obrázek 55 - Srovnávací graf frekvenčních simulací modelu buzeným elektrickou sondou	82
Obrázek 56 - Umístění absorbérů pro první fyzický experiment	83
Obrázek 57 - Graf časové simulace modelu pro první fyzický experiment	84
Obrázek 58 - Graf frekvenční simulace modelu pro první fyzický experiment	85
Obrázek 59 - Geometrie koaxiálních kabelů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou	86
Obrázek 60 - Umístění absorbérů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou	86
Obrázek 61 - Graf časové simulace bez použití absorbérů modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou.....	88
Obrázek 62 - Graf časové simulace s použitím 10% pryžového materiálu modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou.....	89
Obrázek 63 - Graf časové simulace s použitím 30 % pryžového materiálu modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou.....	90
Obrázek 64 - Graf časové simulace s použitím pryžového materiálu Lairdtech modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou.....	92
Obrázek 65 - Srovnávací graf časových simulací modifikovaného modelu buzeným elektrickou sondou	93
Obrázek 66 - Umístění absorbérů pro druhý fyzický experiment	95
Obrázek 67 - Graf časové simulace pro druhý fyzický experiment	95
Obrázek 68 - Fotografie fyzické skříně elektroniky pro první fyzický experiment	96
Obrázek 69 - Fotografie fyzické skříně elektroniky pro druhý fyzický experiment	97

Obrázek 70 - Srovnávací graf časových simulací pro první fyzický experiment a výsledků měření	98
Obrázek 71 - Srovnávací graf frekvenčních simulací pro první fyzický experiment a výsledků měření	99
Obrázek 72 - Srovnávací graf časových simulací pro druhý fyzický experiment a výsledků měření	100

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 - Debye koeficienty permitivity pro jednotlivé pryže.....	47
Tabulka 2 - Debye koeficienty permeability pro jednotlivé pryže	47
Tabulka 3 - Sada TE vidů v měřené skříni elektroniky	52
Tabulka 4 - Hodnoty využité v časových simulacích	57
Tabulka 5 - Hodnoty rezonančních maxim buzení rovinnou vlnou – bez pryže.....	58
Tabulka 6 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž 10 %.....	60
Tabulka 7 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž 30 %.....	61
Tabulka 8 - Hodnoty rezonančních maxim pro buzení rovinnou vlnou – pryž Lairdtech.....	62
Tabulka 9 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů – buzení rovinnou vlnou.....	64
Tabulka 10 - Hodnoty využité v časových simulacích	68
Tabulka 11 - Hodnoty permitivity využité ve frekvenčních simulacích	69
Tabulka 12 - Hodnoty permeability využité ve frekvenčních simulacích	69
Tabulka 13 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – bez pryže	70
Tabulka 14 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 10%	72
Tabulka 15 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 30%	73
Tabulka 16 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž Lairdtech	74
Tabulka 17 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů časové simulace – buzení elektrickou sondou.....	76
Tabulka 18 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – bez pryže	77
Tabulka 19 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – pryž 10%	78
Tabulka 20 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – pryž 30%	80
Tabulka 21 - Hodnoty rezonančních maxim buzení elektrickou sondou frekvenční simulace – pryž Lairdtech	81

Tabulka 22 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů frekvenční simulace – buzení elektrickou sondou.....	82
Tabulka 23 - Hodnoty využité v časových simulacích.....	87
Tabulka 24 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – bez pryže.....	88
Tabulka 25 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 10 %.....	89
Tabulka 26 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž 30 %.....	91
Tabulka 27 - Hodnoty rezonančních maxim modifikovaného buzení elektrickou sondou časové simulace – pryž Lairdtech.....	92
Tabulka 28 - Hodnoty útlumu jednotlivých pryžových materiálů časové simulace – modifikované buzení elektrickou sondou.....	94
Tabulka 29 - Minimální zatlumení pro první model.....	101
Tabulka 30 - Minimální zatlumení pro druhý model.....	101

SEZNAM PŘÍLOH

P I: Modely a výstupy měření

PŘÍLOHA P I: MODELY A VÝSTUPY MĚŘENÍ

Jedná se o CD, kde se nachází modely vytvořené v CST microwave studiu společně s výstupy simulací i praktického experimentu.