

Měření elektromagnetických vlastností stavebních
materiálů ve frekvenčním pásmu 5 – 50 GHz

Diplomová práce



Fakulta elektrotechnická ČVUT v Praze
Katedra elektromagnetického pole

Inteligentní budovy

Autor: Bc. Petr Janda
Vedoucí práce: Ing. Václav Kabourek, Ph.D.

leden 2020

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janda** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **434845**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**
Studijní program: **Inteligentní budovy**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Měření elektromagnetických vlastností stavebních materiálů ve frekvenčním pásmu 5 – 50 GHz

Název diplomové práce anglicky:

Measurement of Electromagnetic Properties of Building Materials in the Frequency Range 5 – 50 GHz

Pokyny pro vypracování:

Z dostupné literatury prostudujte metodiku měření materiálových parametrů ve volném prostoru v pásmu milimetrových vln. Na tomto základě navrhnete systém sestávající z vektorového analyzátoru a vhodných antén umožňující měření pomocí krátkých širokopásmových impulzů. Následně realizujete experimentální měření odrazu a útlumu signálu u vybraných základních stavebních materiálů ve frekvenčním pásmu od 5 GHz do 50 GHz. Ze získaných dat určete materiálové parametry vybraných vzorků, které popisují jejich elektromagnetické vlastnosti. Výsledky porovnejte s hodnotami parametrů udávaných v dostupné literatuře.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Baker-Jarvis, J., Janezic, M.D., Riddle, R.F., Johnk, R.T., Kabos, P., Holloway, C., Geyer, R.G., Grosvenor C.A.: Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials, and Negative-Index Materials. NIST Technical Note 1536. 2005.
- [2] Bartley, P. G., Begley S. B.: Improved Free-Space S-Parameter Calibration. 2005 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Ottawa, Ont., 2005, pp. 372-375.
- [3] Davis, B., Grosvenor, C., Johnk, R., Novotny, D., Baker-Jarvis, J., & Janezic, M.: Complex Permittivity of Planar Building Materials Measured With an Ultra-Wideband Free-Field Antenna Measurement System. Journal of research of the National Institute of Standards and Technology, 112(1), 67-73. 2007.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Václav Kabourek, Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **06.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **07.01.2020**

Platnost zadání diplomové práce:

do konce letního semestru 2020/2021

Ing. Václav Kabourek, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

Prohlášení

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

V Praze dne: _____

bc. Petr Janda

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu práce Ing. Václavu Kabourkovi, Ph.D., za obrovskou pomoc, trpělivost a za cenné rady, které mi byly při tvorbě této práce k dispozici. Rovněž bych rád poděkoval své rodině a blízkým za podporu, které se mi dostávalo po celou dobu studia.

Abstrakt

Cílem práce je popsat a realizovat měření elektromagnetických vlastností staveních materiálů a konstrukcí. V prvních kapitolách je popsána teorie šíření milimetrových vln v prostředí stavebních materiálů a konstrukcí, jejich použití a vlastnosti. Jsou rozebrány některé stavební materiály ze stavebního i elektromagnetického hlediska. Je popsáno matematicko-fyzikální pozadí extrakce komplexních elektromagnetických vlastností materiálů. Následně je popsáno a realizováno měření odrazu a útlumu signálu ve volném prostoru, na nějž navazuje počítačové zpracování dat - kalibrace a výpočet komplexní permitivity několika způsoby. Měření je realizováno ve frekvenčním pásmu od 5 GHz do 50 GHz za použití vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA67 a dvojice antén. Data jsou porovnána se simulací rovněž vytvořenou pro účely této práce a také s již známými a jinými výzkumníky měřeními elektromagnetickými vlastnostmi.

Klíčová slova

Elektromagnetické záření, milimetrové vlny, odraz a prostup vlny, komplexní permitivita, inteligentní budovy, stavební materiály, S-parametry, síť 5G, GRL kalibrace, metody extrakce komplexní permitivity, NRW metoda

Abstract

The main goal of this thesis is to define and conduct a measurement of electromagnetic properties of building materials. First chapters of this thesis describe a theory of millimeter waves propagation through building materials and constructions, but also their application and specific behavior. Some of building materials often used in building environments are also described not only from electromagnetic perspective, but also from a construction one. A mathematical theory for extraction of complex permittivity is developed. Based on this scientific background the free space measurement of reflection and propagation is described and performed. The data obtained by this measurement are then calibrated using GRL calibration and complex permittivity is computed using multiple methods. The measurement is performed in wide band from 5 GHz to 50 GHz using a vector network analyzer Rohde & Schwarz ZVA67 and a pair of horn antennas. Extracted data are compared with a simulation also developed for purposes of this thesis and with another similar researches.

Key words

Electromagnetic radiation, millimeter waves, reflection and propagation, complex permittivity, intelligent buildings, building materials, S-parameters, 5G networks, GRL calibration, complex permittivity extraction methods, NRW method

Obsah

Seznam obrázků	VIII
Seznam tabulek	X
1 Úvod	1
2 Elektromagnetické záření, milimetrové vlny	4
2.1 Šíření elektromagnetických vln	5
2.1.1 Odraz a prostup elektromagnetické vlny na rozhraní materiálů	6
2.1.2 Mnohonásobné odrazy	7
2.1.3 Rozptyl záření	9
2.2 Milimetrové vlny, jejich použití a specifika v kontextu stavebních materiálů a konstrukcí	11
2.2.1 Výhody a využití milimetrových vln	11
2.2.2 Milimetrové vlny v prostředí měst a budov	12
2.2.3 Útlum ve volném prostoru	13
3 Stavební materiály jako dielektrika a jejich elektromagnetické vlastnosti	15
3.1 Dielektrika obecně	15
3.1.1 Polární dielektrika	16
3.1.2 Nepochární dielektrika	17
3.2 Komplexní permitivita a komplexní permeabilita	17

3.3	Přehled některých stavebních konstrukcí a materiálů	19
3.3.1	Sklo	21
3.3.2	Sádrokarton	21
3.3.3	Beton	22
3.3.4	Dřevo, dřevotřískové a dřevovláknité konstrukce	23
4	Měření vzorků stavebních materiálů	25
4.1	S-parametry	26
4.2	Metody měření elektromagnetických vlastností materiálů	27
4.2.1	Rezonanční metoda	28
4.2.2	Měření na vedení	28
4.2.3	Měření ve volném prostoru	28
4.3	Měření ve volném prostoru	29
4.3.1	Měřicí stanoviště	30
4.3.2	Princip měření a použité přístroje	31
4.3.2.1	Vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVA67	33
4.3.2.2	Antény	33
4.3.3	TOSM kalibrace	34
4.4	Měřené vzorky stavebních materiálů	35
4.4.1	Kovová referenční deska	36
4.4.2	Sklo	36
4.4.3	Sádrokarton	37
4.4.4	Materiály na bázi dřeva	37
4.5	Počítačová simulace	38
5	Zpracování získaných dat	42
5.1	Filtrování dat pro zobrazení průběhů odrazu a přenosu	43
5.2	Fourierova transformace a time-gating	45

5.3	GRL kalibrace	48
5.4	Metody extrakce komplexní permitivity a permeability	50
5.4.1	Nicolsonova-Rossova-Weirova metoda	52
5.4.2	Neiterativní metoda	56
5.4.3	NIST iterativní metoda	58
6	Výsledky	61
6.1	Výsledky měření	61
6.1.1	Sklo	62
6.1.2	Sádrokarton	65
6.1.3	Dřevěné materiály	66
6.2	Porovnání simulací a měřených výsledků	69
7	Diskuze	71
7.1	Požadavky na měření	71
7.2	Dynamický rozsah	73
7.3	Matematické zpracování dat a různé metody výpočtu komplexních veličin	74
7.4	Vzdálenost antény od vzorku	74
7.5	Vícevrstvé materiály	75
8	Závěr	76
A	WiFEEB	85
B	Vybrané ukázky zdrojového kódu	93
B.1	NRW	93
B.2	NNICM	94
C	Obsah digitální přílohy	95

Seznam obrázků

2.1	Odraz a průchod vlny různými prostředími (Snellův zákon) [3]	7
2.2	Mnohonásobné odrazy při průchodu vlny materiálem [4]	8
3.1	Polarizace polárního dielektrika [12]	16
3.2	Polarizace nepolárního dielektrika [12]	17
4.1	Schéma měřicího stanoviště	31
4.2	Měřicí stanoviště	32
4.3	Příklady vyzařovacích charakteristik antény DRH50 pro 5 GHz a 50 GHz [30] . .	34
4.4	Modelování 2-portového systému pro měření S-parametrů materiálu v programu CST Studio Suite 2019	39
4.5	Nahoře: S-parametry 8 mm tlustého skla, dole: reálná (ϵ') a imaginární (ϵ'') složka komplexní permitivity	41
5.1	Proces počítačového zpracování dat	43
5.2	Vlevo: filtr pro filtrování frekvenčního průběhu, vpravo: porovnání filtrovaného a nefiltrovaného spektra odrazu	44
5.3	Amplitudová charakteristika v časové oblasti vypočítaná z filtrovaných a nefiltrovaných dat (obr. 5.2)	44
5.4	Odraz S11 - impulzní odezva, časová oblast	46
5.5	Time gating	46
5.6	Červená: spektrum odrazu bez time-gatingu. Modrá: filtrované spektrum odrazu	47
5.7	Znázornění posunu referenčních rovin po TOSM a GRL kalibraci	49

5.8	Výpočet permitivity 8 mm tlustého skla NRW metodou z dat získaných simulací	55
5.9	Výpočet permitivity 8 mm tlustého skla neiterativní metodou	58
6.1	Porovnání S-parametrů před a po GRL kalibraci	63
6.2	Reálná (ϵ') a imaginární (ϵ'') část komplexní permitivity	64
6.3	Průběhy permitivity sádrokartonu 302 (tloušťka 12,5 mm)	65
6.4	Průběhy permitivity sádrokartonu 602 (tloušťka 9,5 mm)	66
6.5	Průběhy permitivity MDF desky B2 (tloušťka 6 mm)	67
6.6	Průběhy permitivity dřevotřískové desky B5 (tloušťka 12,5 mm)	67
6.7	Průběhy permitivity překližky B4 (tloušťka 8 mm)	68
6.8	Porovnání změřených a simulovaných hodnot komplexní permitivity skla (vlevo) a dřevotřískové desky (vpravo)	69
7.1	Chyba v určení relativní permitivity při různém určení tloušťky skla (simulovaná data)	72
7.2	Přenos mezi anténami bez překážky a s kovovou odraznou deskou (vlevo) a dyna- mický rozsah (vpravo)	73

Seznam tabulek

2.1	Vybraná frekvenční pásma a jejich označení [1]	5
2.2	Kritická výška h_{crit} nerovností povrchu v mm pro různé vlnové délky a různé úhly dopadu	10
2.3	Porovnání útlumu volného prostoru (FSL) pro různé frekvence	14
3.1	Tabulka permitivit běžných stavebních materiálů [15]–[17]	20

Kapitola 1

Úvod

Stavební materiály a z nich vyrobené konstrukce jsou již řadu let zkoumány z nejrůznějších hledisek a podrobovány testům odhalujícím jejich fyzikální vlastnosti. S vývojem vědeckých analytických metod a pokrokem v komunikačních technologiích začalo být užitečné znát i jiné než dříve zkoumané vlastnosti stavebních materiálů.

Vývoj v oblasti stavebních materiálů začal empiricky již od starověku a spočíval zejména ve znalosti jejich mechanických, případně tepelně izolačních vlastností. Tyto vlastnosti byly také prvními, kterými se zabývala moderní věda od počátku minulého století. Největší pozornost se z pochopitelných důvodů soustředila stále na mechaniku pevných látek. Materiály a konstrukce, ať už přírodní nebo později uměle vytvořené, jako například beton, byly testovány a vyhodnocovány pro své schopnosti odolávat tlaku, tahu, krutu a smyku. Byla vytvořena metodika pro výpočty a porovnání mechanických charakteristik a modulů jako například Youngův modul, na základě kterých se pak volily jednotlivé stavební materiály pro různé aplikace. Díky tomu začaly být moderní stavby více bezpečné a technologie výstavby se začala sjednocovat a normalizovat, což vedlo k vytvoření jakési koncepce a stanovení doporučených či požadovaných postupů.

Vědecké pozadí a dobrý popis mechaniky stavebních prvků šel ruku v ruce s rostoucími nároky a tedy nevyhnutelným pokrokem v oblasti tepelně-izolačních vlastností. Tento trend je

ostatně velmi výrazný i v dnešní době, neboť moderní požadavky na úsporu primárních zdrojů energie a energetickou soběstačnost budov nalézají největší prostor k vývoji v minimalizaci tepelných ztrát obálkou budovy. Zde se historický vývoj soustředil více než na metodiku výpočtů a měření tepelných ztrát na objev nových tepelně-izolačních materiálů. Na jedné straně se tedy přidávaly tyto nově zkonstruované materiály s dobrými tepelně-izolačními vlastnostmi k materiálům s dobrými mechanickými vlastnostmi, u kterých se tímto kompenzovala jejich vysoká tepelná vodivost. Současně s tím se ale stále zlepšovaly tepelně-izolační vlastnosti těchto materiálů, aby se minimalizovaly tepelné ztráty budovy.

Dostatečná znalost těchto základních parametrů otevřela prostor pro výzkum stavebních materiálů i v dalších oborech, kterým doposud nebyla věnována tak vysoká pozornost. Začaly se rozvíjet materiály a konstrukce s lepšími zvukově-izolačními vlastnostmi, zkvalitňovaly se požární vlastnosti, až nakonec dochází k posunu v oblasti ekologie a ekonomické dostupnosti kvalitních, dříve nákladných konstrukčních prvků. Další odvětví výzkumu pak následuje s obrovským rozvojem mobilních bezdrátových komunikačních technologií. Zde totiž začíná přicházet na scénu nutnost znát i elektromagnetické vlastnosti a charakteristiky, a opět tedy vyvinout určitou metodiku pro určení nejvýhodnějších stavebních materiálů z hlediska bezdrátového přenosu dat.

V současné době dochází k masivnímu rozvoji mobilních komunikačních technologií a to jak v průmyslové oblasti, tak i v běžném každodenním životě. Stále více diskutované sítě páté generace, tzv. 5G, jsou z velké části založeny na bezdrátové infrastruktuře pracující na vysokých frekvencích v řádu desítek gigahertz. To má své zásadní výhody, ale zároveň tyto technologie kladou větší požadavky na elektromagnetické vlastnosti stavebních materiálů než doposud používaná radiofrekvenční zařízení pracující na frekvencích nižších v řádu kilohertz nebo megahertz. Využití bezdrátových technologií pracujících s frekvencemi v pásmu desítek gigahertz, kterému se také říká pásmo milimetrových vln, je širší než jen pro sítě 5G, přesněji řečeno to není totéž a tyto pojmy by se neměly zaměňovat. Každopádně je využití této bezdrátové technologie stále populárnější pro zařízení internetu věcí (*Internet of Things - IoT*), ve vědě, lékařství a telekomunikaci. Lze však předpokládat, že současný trend vývoje bezdrátové komunikace povede k využití vysokofrekvenčních zařízení i pro osobní a průmyslové mobilní zařízení každodenního použití.

Zásadní výhoda těchto technologií plyne z faktu, že s rostoucí frekvencí roste i rychlost přenosu dat. Jinými slovy, takto lze přenášet větší množství informace za stejný čas, což je s určitou nadsázkou meta vývoje bezdrátové komunikace a komunikačních technologií obecně. Větší datové toky, ale i další výhody a specifika otevírají dveře novým technologiím a hustým bezdrátovým sítím tvořícím infrastrukturu dosud nedosažitelných vlastností. Jejich přednosti na jedné straně jsou však vykompenzovány náročnou implementací, vysokými požadavky na kvalitu provedení a také požadavky na specifické vlastnosti prostředí, kde ke komunikaci dochází. A to jsou většinou interiéry administrativních nebo průmyslových budov, kde je pak nutné zabývat se vhodnou volbou stavebních prvků z hlediska šíření vysokofrekvenčního vlnění.

Cílem této práce je nastínit problematiku šíření elektromagnetického vlnění v různých prostředích, konkrétně v různých stavebních materiálech, bude popsáno měření a vyhodnocení změřených dat získaných za použití měření v pásmu 5 až 50 GHz. Členění práce vychází z této struktury a vypadá takto: v prvních kapitolách je popsána teorie elektromagnetického záření a šíření milimetrových vln, dále jsou popsány komplexní elektromagnetické vlastnosti jako komplexní permitivita a komplexní permeabilita a jsou také vyjmenovány vlastnosti vybraných stavebních materiálů. Následuje popis principu měření vzorků stavebních materiálů a konstrukcí ve volném prostoru, který je použit pro zjišťování jejich elektromagnetických vlastností. Nakonec je popsán proces úpravy dat, kalibrace a vyhodnocení získaných tzv. S-parametrů pro účely extrakce komplexních elektromagnetických veličin.

Kapitola 2

Elektromagnetické záření, milimetrové vlny

Pod pojmem elektromagnetické záření rozumíme šíření elektromagnetických vln v prostředí. Elektromagnetické vlny jsou složeny z na sebe kolmých vektorů intenzity elektrického pole \vec{E} a intenzity magnetického pole \vec{H} a je třeba je chápat jako neoddělitelné části tvořící elektromagnetickou vlnu. Vedle vektorů \vec{E} a \vec{H} , které popisují velikost a směr elektrického, respektive magnetického pole souvisejícího s danou vlnou, nás při popisu elektromagnetického vlnění zajímají i vnější parametry. Tyto veličiny jsou frekvence f [Hz] a vlnová délka λ [m] a lze je mezi sebou přepočítávat vztahem

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.1)$$

kde v [m s^{-1}] je rychlost šíření vlny v daném prostředí, ve volném prostoru se tato rychlost rovná rychlosti světla a tedy $v = c \approx 3 \times 10^8$ [m s^{-1}].

Z předchozího vztahu je tedy zřejmé, že vlnová délka klesá s frekvencí. V radiokomunikační technice se využívá frekvencí od stovek hertzů až po desítky až stovky gigahertzů a tento rozptyl tak odpovídá vlnovým délkám v řádech tisíců kilometrů až po jednotky milimetrů. Frek-

vencím, které odpovídají vlnovým délkám v řádech milimetrů, se pak říká milimetrové vlny a spadají do frekvenčního pásma 30 až 300 GHz. Toto pásmo lze často v anglické literatuře nalézt pod zkratkou EHF (*Extreme High Frequency*).

Frekvenční pásmo	Vlnové délky	Označení
3 Hz - 30 Hz	10^5 km - 10^4 km	ELF
3 kHz - 30 kHz	100 km - 10 km	VLF
30 MHz - 300 MHz	10 m - 1 m	VHF
3 GHz - 30 GHz	10 cm - 10 mm	SHF
30 GHz - 300 GHz	10 mm - 1 mm	EHF

Tabulka 2.1: Vybraná frekvenční pásma a jejich označení [1]

Při návrhu využití komunikačních či jiných technologií je vždy třeba brát v úvahu jejich omezení. Zatímco vlny nižších frekvencí mohou být snadno vysílány a přijímány na dlouhé vzdálenosti, nejsou (nebo jsou jen velmi málo) tlumeny konstrukcemi budov ani nejsou (nebo jsou jen málo) ovlivňovány počasím - deštěm nebo vlhkostí, milimetrové vlny těmito faktory ovlivňovány jsou. Jelikož však trend moderních technologií směřuje k maximalizaci rychlosti přenosu dat a zajištění co nejvyšší bezpečnosti komunikace v rámci navzájem blízko umístěných zařízení, jsou právě milimetrové vlny stále více používány jak v odborné, tak laické sféře [2].

2.1 Šíření elektromagnetických vln

Na šíření elektromagnetických vln má do značné míry vliv prostředí, ve kterém k němu dochází. Odhlédněme teď od vlivu vnějšího elektrického či magnetického pole na velikost a směr šíření elektromagnetického vlnění. Šíří-li se vlna homogenním bezztrátovým prostředím (například vakuem), mimo vliv vnějších elektromagnetických polí, nemění se její amplituda ani frekvence. To se však změní, pokud vlna narazí na rozhraní dvou prostředí s různými elektromagnetickými vlastnostmi. V tu chvíli se dopadající vlna částečně odrazí zpět do prostředí, ze

kterého přišla, částečně projde do druhého prostředí. Pokud je druhé prostředí z hlediska šíření elektromagnetických vln ztrátové, prošlá vlna je ještě ochuzena o část energie, která v materiálu zanikne, přesněji řečeno je absorbována a přeměněna na teplo.

2.1.1 Odraz a prostup elektromagnetické vlny na rozhraní materiálů

Pokud vlna dopadne na rozhraní dvou různých materiálů, může dojít k jejímu rozkladu na vlnu odraženou a vlnu prošlou. Stane se tak ve chvíli, kdy materiály mají rozdílný index lomu, tedy když se v nich šíří vlna různou rychlostí. Platí totiž Snellův zákon, který dává do souvislosti směr šíření odražené a prošlé vlny

$$\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.2)$$

Význam jednotlivých symbolů je patrný z obrázku 2.1. Index lomu n lze vypočítat z vlnové impedance materiálu Z a vlnové impedance vakua Z_0 pomocí následujícího vztahu:

$$n = \frac{Z_0}{Z} \quad (2.3)$$

Pokud tedy elektromagnetická vlna dopadne na rozhraní dvou různých prostředí s různou impedancí, změní se nejen směr šíření, ale také rychlost a to tak, že v prostředí s větší vlnovou impedancí, se prošlá vlna šíří menší rychlostí. Odražená vlna se šíří zpět původním prostředím a platí pro ni zákon odrazu.

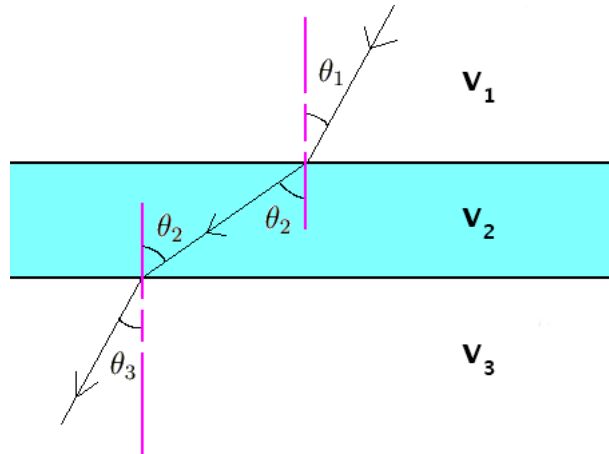
Tento fakt je důležitý, uvědomíme-li si vztah pro výpočet rychlosti šíření elektromagnetického záření

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (2.4)$$

a impedance materiálu

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.5)$$

kde ϵ [F m^{-1}] a μ [H m^{-1}] jsou permitivita a permeabilita (v tomto pořadí) materiálu. Pro



Obrázek 2.1: Odraz a průchod vlny různými prostředími (Snellův zákon) [3]

permitivitu i permeabilitu platí podobné vztahy

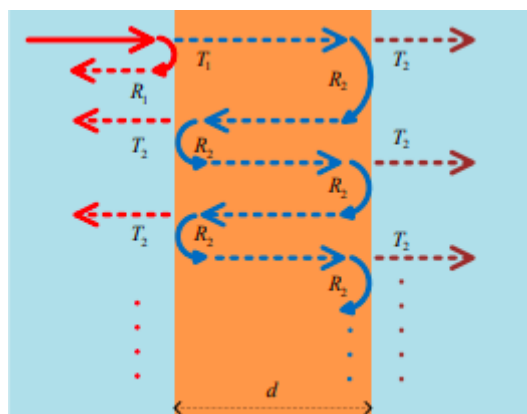
$$\begin{aligned}\varepsilon &= \varepsilon_r \varepsilon_0 \\ \mu &= \mu_r \mu_0\end{aligned}\tag{2.6}$$

kde hodnoty s indexem r značí relativní permitivitu respektive permeabilitu a index 0 označuje příslušné hodnoty vakua. Na relativní veličiny lze nahlížet jako na materiálové konstanty a vyjadřují odlišnost daného prostředí od vakua. Obě veličiny popisují elektromagnetické chování materiálu a budou podrobně popsány v kapitole 3.2. Prozatím je však důležitý závěr, že celkové chování elektromagnetického vlnění na rozhraní dvou různých látek je zásadním způsobem závislé na jejich materiálových konstantách permitivity ε a permeability μ . Jsou to právě tyto veličiny, které určují výslednou podobu elektromagnetického vlnění po průchodu rozhraním dvou materiálů.

2.1.2 Mnohonásobné odrazy

Doposud popsané mechanismy vysvětlovaly chování elektromagnetického vlnění při prvním dopadu na rozhraní dvou látek s různými elektromagnetickými parametry. Ke stejnému pro-

blému však dojde i na druhé straně látky, tedy v okamžiku, kdy vlnění bude opouštět materiál. Představme si pro názornost tuhý homogenní a bezztrátový materiál s rovnoběžnými, hladkými hranami, který je obklopen vzduchem, jak je ukázáno na obrázku 2.1. Když záření narazí na rozhraní vzduch-materiál (na obrázku $V_1 \rightarrow V_2$), část je odražena zpět do prostoru (vzduchu) a část projde do materiálu. Na konci vrstvy, tedy na rozhraní materiál-vzduch ($V_2 \rightarrow V_3$), opět část záření projde, nyní z materiálu ven do vzduchu a část se opět odrazí do původní vrstvy. Takto dochází k několikanásobným odrazům uvnitř materiálu, protože část elektromagnetického záření se vždy odrazí na rozhraní zpět do původního prostředí. V souladu s obrázkem 2.2, který



Obrázek 2.2: Mnohonásobné odrazy při průchodu vlny materiálem [4]

znázorňuje mnohanásobné odrazy, jsou podle [4] označeny písmeny T koeficienty průchodu a písmeny R koeficienty odrazu dopadlé vlny E_1 . Indexy u příslušných koeficientů označují směr přestupu ze vzduchu do materiálu (1) nebo obráceně z materiálu do vzduchu (2). Jelikož je materiál bezztrátový nedochází v něm k absorpci záření. Dopadající vlna se tak rozdělí pouze na dvě složky - prošlou (T) a odraženou (R).

Z obrázku lze odvodit následující vztahy:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= -R_2 \\
 T_1 &= R_1 + 1 \\
 T_2 &= R_2 + 1
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

Koeficient odrazu R_1 se spočítá na základě znalosti komplexní permitivity materiálu [5]

$$R_1 = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon}}{1 + \sqrt{\varepsilon}} \quad (2.8)$$

Fázový posun a útlum amplitudy vlny při jednom průchodu materiálem je dán vztahem

$$P_d = e^{-\frac{j2\pi d\sqrt{\varepsilon}}{c}f} \quad (2.9)$$

kde $c = 3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$ je rychlost světla ve vakuu, d [m] je tloušťka materiálu a f [Hz] je kmitočet vlny, neboli frekvence. Celkový koeficient prostupu T je pak dán jako suma součinu dílčích koeficientů průchodu T_1 a T_2 a koeficientu odrazu R_2 ve směru z materiálu ven násobeného útlumem P_d . Po úpravě je pak v [5] odvozen vztah

$$T = \frac{(1 - R_1^2)P_d}{1 - R_1^2 P_d^2} \quad (2.10)$$

Koeficient prostupu T tedy určuje míru, jakou materiál dané tloušťky tlumí signál dané frekvence. Útlum vrstvy v decibelech lze na základě znalosti tohoto součinitele prostupu vypočítat jako jeho logaritmus:

$$L_{(dB)} = -10 \log |T^2| \quad (2.11)$$

2.1.3 Rozptyl záření

Pokusíme-li si problém představit na konkrétnějším příkladu, napadne nás, že svou roli při odrazu záření může hrát i samotný povrch materiálu. Při dopadu záření na nerovný povrch skutečně může dojít k rozptylu na povrchu materiálu. Vlna odražená v hlavním směru je tak ochuzena o energie vln, které se na nerovném prostředí rozptýlí. Intuitivně musí hrát roli hrubost materiálu a vlnová délka, neboť kritérium hrubosti bude přísnější pro milimetrové vlny než pro

metrové vlny. Empirický vztah pro výpočet kritické výšky nerovností je podle [6] stanoven jako:

$$h_{crit} = \frac{\lambda}{8 \cos \theta} \quad (2.12)$$

Rovnice 2.12 je poměr vlnové délky dopadajícího elektromagnetického záření a kosinu úhlu, který svírá dopadající paprsek s normálou (viz obr. 2.1). Jinými slovy, čím menší bude vlnová délka, tím menší bude i kritická výška nerovností. Současně s tím, čím více se bude úhel dopadajícího záření odklánět od normály, tím se bude povrch jevit méně hrubý. Pokud reálná hrubost povrchu bude menší než kritická výška nerovností $h_{skut} < h_{crit}$, pak můžeme z elektromagnetického hlediska považovat povrch za hladký. V opačném případě jej za hladký považovat nemůžeme a pak pro něj neplatí zde uvedené vztahy a teorie.

Následující tabulka 2.2 ukazuje milimetrové vlny (1 - 10 mm) dopadající pod různými úhly na nerovný povrch a kritickou výšku nerovností.

	$\lambda = 1$ mm	5 mm	10 mm
$\theta = 0^\circ$	0,125	0,625	1,125
20°	0,133	0,665	1,33
45°	0,176	0,883	1,768

Tabulka 2.2: Kritická výška h_{crit} nerovností povrchu v mm pro různé vlnové délky a různé úhly dopadu

Tabulka 2.2 poskytuje představu o výšce nerovností materiálu, která, bude-li překročena, způsobí rozptyl dopadlého elektromagnetického záření, pro které již tento povrch nelze kvalifikovat jako hladký.

2.2 Milimetrové vlny, jejich použití a specifika v kontextu stavebních materiálů a konstrukcí

Využití milimetrových vln je poměrně široké a zejména v dnešní době se mu dostává značné pozornosti. Jak již bylo řečeno, pod pojmem milimetrové vlny rozumíme elektromagnetické vlnění, jehož vlnová délka je v řádech milimetrů (1-10 mm). Těmto vlnovým délkám odpovídají frekvence 30-300 GHz (viz tabulku 2.1).

Kladné i záporné vlastnosti milimetrových vln již byly rovněž naznačeny a budou probírány podrobněji, zjednodušeně lze nyní říci, že čím je frekvence elektromagnetického signálu vyšší, tím větší množství dat může přenášet, ale na kratší vzdálenost. Navíc se zvyšuje vliv okolního prostředí na jeho šíření. Tyto nevýhody nemusí být problém, pokud zvolíme vhodné aplikace těchto systémů. Kromě toho technologický postup v oblasti mobilních bezdrátových zařízení a technologií neustále zvyšuje požadavky na kvantitu i kvalitu přenášených dat a poskytují čím dál tím hustší sítě přístupových bodů. Hledisko vzdálenosti přenosu hraje čím dál tím menší roli i proto, že takovýto bezdrátový systém je využíváno na úrovni LAN - lokálních sítí například v administrativních budovách, kancelářích nebo úřadech, zkrátka všude tam, kde je kladen vysoký důraz na rychlost datového toku a kde mají milimetrové vlny oproti starším systémům nejlepší výsledky.

2.2.1 Výhody a využití milimetrových vln

Oblasti využití milimetrových vln jsou širší než jen jako prostředek komunikace lokálních sítí. Mají obrovský význam a potenciál také v radiokomunikaci, v průmyslu, důležité místo zastávají ve vědě a lékařství, ale i v běžném životě, například pro nové bezdrátové Wi-Fi systémy (protokoly IEEE 802.11ad, 802.11aj, 802.11ay) [7]. V předchozích kapitolách byly zmíněny některé výhody a nevýhody, zde budou blíže popsány a vyzdvíženy ty nejdůležitější z nich.

Podle [8] patří mezi nejzásadnější výhody milimetrových vln tyto vlastnosti:

- Většina spektra, které nazýváme milimetrovými vlnami (30-300 GHz), leží v bezlicenčních pásmech, tedy v pásmech, které nejsou využívány jinými, licencovanými službami, například mobilními operátory.
- Rychlost přenosu dat v řádu Gb/s srovnatelná s přenosem pomocí optických vláken - pro bezdrátové systémy dosud nedostupná rychlost.
- Vysoká míra zabezpečení komunikace plynoucí jednak z nutnosti provozovat ji na krátké vzdálenosti, jednak také díky hustotě datového přenosu, který je schopný složitějšího šifrování a dešifrování v krátkém výpočetním čase.
- Šířky pásem řádově větší než u nižších frekvencí (stovky megahertz oproti desítkám kilohertz) [2].

Z těchto, ale i z dalších důvodů lze očekávat, že vývoj v oblasti milimetrových vln bude pokračovat vysokým tempem, protože je velice lukrativní z pohledu trendu vývoje moderních, zejména mobilních technologií. Pravidla k využívání frekvenčních pásem jsou v České republice udělována Českým telekomunikačním úřadem (ČTÚ) [9]. Na jeho internetových stránkách lze dohledat možnost využití daných frekvenčních pásem a jejich šířky, případně k jakému účelu jsou daná pásma vyhrazena. Například pásmo 65 - 66 GHz je mimo jiné určeno k širokopásmovému přenosu dat.

2.2.2 Milimetrové vlny v prostředí měst a budov

Pokud se zaměříme již konkrétněji na oblast využití milimetrových vln jako způsobu bezdrátové komunikace počítačových sítí (WLAN), nebo účastníků v této síti, je třeba mít na zřeteli daná omezení, zejména to, že vlna ztrácí výkon šířením ve volném prostoru a dopadem na překážku v cestě šíření. Provozování WLAN obvykle spočívá v provozu sítě v interiéru budovy. Našli bychom však řadu případů, kdy je alespoň část komunikace realizována mimo budovu venku, například spojení mezi pavilony jednoho průmyslového či administrativního areálu. Aby taková síť fungovala správně, malá vlnová délka bezdrátového signálu si žádá krátké vzdálenosti mezi účastníky komunikace ideálně na tzv. *Line Of Sight*, neboli přímou viditelnost, právě pro to,

aby se zamezilo ztrátě výkonu. To však často zejména v prostředí budov není možné. V takovém případě je třeba jako překážku v cestě signálu volit konstrukce, které mají co nejmenší vliv na šíření signálu, zkrátit vzdálenosti přidáním prvku sítě nebo zvýšit výkon, případně kombinací uvedeného. Zásadní faktory, které způsobují ztrátu signálu, neboli útlum, jsou [2], [8], [10]:

- Útlum volným prostorem (anglicky *Free space loss*, FSL) sice platí obecně pro elektromagnetické záření, je ale funkcí vzdálenosti a vlnové délky (rovnice 2.13). Výkon vlny je vyzařován do prostoru a klesá s druhou mocninou vzdálenosti od zdroje (Zákon čtverce vyzařování). Jde v zásadě o rozptýlení vlny do prostoru.
- Absorpce v atmosféře a to zaprvé plyny (zejména O_2), zadruhé vodní párou obsaženou ve vzduchu.
- Vzhledem k malým vlnovým délkám je signál značně ovlivněn podobně velkými částicemi, typicky déšť způsobuje výrazný útlum vysokofrekvenčního signálu.
- Signál je výrazně tlumen ve městech konstrukcemi staveb, porostem a terénními nerovnostmi.

2.2.3 Útlum ve volném prostoru

Nejvýraznější podíl na útlumu signálu má útlum ve volném prostoru. Bezdrátovou komunikaci v pásmu milimetrových vln tak lze provozovat na vzdálenost nejvýše jednotek kilometrů [8]. Toto omezení však neumenšuje význam aplikací těchto technologií, uvědomíme-li si, že sítě využívající milimetrových vln jsou často lokální bezdrátové sítě (WLAN) využívané uvnitř budov nebo malých areálů.

Matematické znění útlumu volného prostoru je následující

$$FSL = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (2.13)$$

kde r je vzdálenost od zdroje signálu. Následující tabulka poskytuje představu, jak se mění útlum signálu v decibelech pro vzdálenost antén $r = 10$ m a různé frekvence [8].

Frekvence	Útlum
2,4 GHz	60 dB
5 GHz	66 dB
60 GHz	88 dB

Tabulka 2.3: Porovnání útlumu volného prostoru (FSL) pro různé frekvence

Z tohoto důvodu je nutné budovat hustou síť prvků pracujících s milimetrovými vlnami a omezit se na prostorově méně náročné aplikace. Milimetrové vlny nejsou vhodné pro přenos na velkou vzdálenost. Při dostatečném výkonu však můžeme pokrýt areály jako administrativní budovy, průmyslové objekty nebo i části měst (například školní kampusy) sítí s vysokými přenosovými rychlostmi a velkou mírou zabezpečení.

Body týkající se stavu vzduchu jsou faktory, které většinou nemůžeme ovlivnit. Zde tedy není prostor pro zlepšení parametrů sítě milimetrových vln, při návrhu je však nutné tyto okolnosti brát v potaz a zahrnout je ve výpočtech, chceme-li naplno využít potenciálu zamýšlené infrastruktury.

Konečně poslední bod v seznamu z předchozí kapitoly naznačuje vliv stavebních konstrukcí a použitých materiálů na šíření bezdrátového signálu. Útlum signálu je dán materiálem, který stojí v cestě šíření a o této problematice budou pojednávat další kapitoly této práce.

Kapitola 3

Stavební materiály jako dielektrika a jejich elektromagnetické vlastnosti

Běžné stavební materiály lze posuzovat z několika hledisek. Z pohledu této práce je však nejpodstatnější jejich vliv na šíření elektromagnetických vln. To je nejvíce ovlivněno charakterem a frekvencí vlny, dále pak vnitřní vlastností materiálu. Vnitřní struktura materiálu, chemicko-fyzikální struktura látky, určuje, jak se bude daná látka chovat v přítomnosti vnějšího elektrického či magnetického pole. Toto chování pak většinou popisují veličiny permitivita ϵ a permeabilita μ . Tyto vlastnosti jsou natolik podstatné, že jim bude věnována jedna z následujících kapitol.

Ještě před tím bude však vhodné vysvětlit, odkud pochází tyto vlastnosti, proč se stavební materiály chovají daným způsobem a co je spojuje.

3.1 Dielektrika obecně

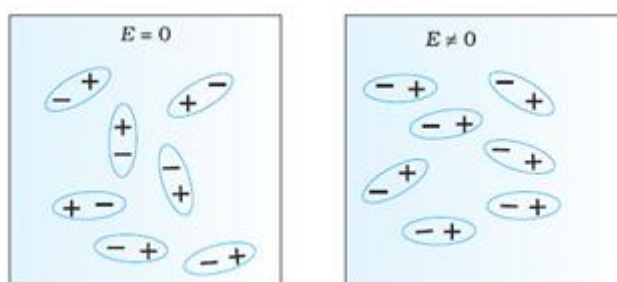
Běžnými stavebními konstrukcemi jsou zde myšleny nevodivé stavební zejména interiérové prvky, například sádkartón, skleněné tabule a výplně oken či dveří, dřevěné nebo z dřeva

vyrobené konstrukce jako MDF desky, beton (nearmovaný) a podobně. V tuto chvíli lze výše zmíněné látky z elektromagnetického hlediska popsat jako dielektrika.

Dielektrikum je látka, jejíž nabité částice jsou v ní pevně vázány a působením vnějšího elektrického pole ($E \neq 0$) se nemohou pohybovat. Tímto se zásadně liší od vodičů, kde právě pohyb volných částic je tím, co nazýváme elektrický proud. Vázanost částic uvnitř látky znamená, že vnější elektrické pole na dielektrikum nemá vliv. Dielektrikum se v přítomnosti vnějšího elektrického pole polarizuje. Právě tato schopnost polarizace a její typ charakterizuje jednotlivá dielektrika, tedy i stavební materiály nebo konstrukce a určuje, jak budou ovlivňovat průchod nebo odraz elektromagnetického záření. Elektrické i magnetické dipóly a princip působení dipólových momentů se v přítomnosti příslušného (elektrického nebo magnetického) pole chovají podobně, proto bude princip vysvětlen na elektrickém dipólu [11].

3.1.1 Polární dielektrika

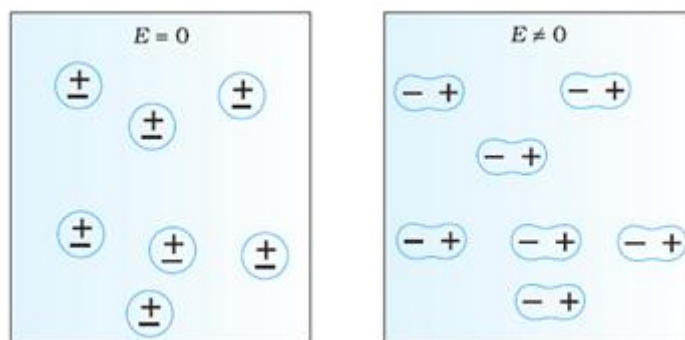
Polární látky jsou tvořeny elektrickými dipóly i bez působení vnějšího elektrického pole ($E = 0$). Látky tvořené těmito částicemi nevykazují elektrické vlastnosti, protože z makroskopického hlediska skupina částic mezi sebou působí tak, že se vliv jejich dipólových momentů vruší. V přítomnosti vnějšího elektrického pole mají pak tendenci se uspořádat právě ve směru působení tohoto pole, čímž dochází k polarizaci látky. Polarizace polárního dielektrika je schématicky znázorněna na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Polarizace polárního dielektrika [12]

3.1.2 Nepochární dielektrika

Nepochární dielektrikum se vyznačuje tím, že jeho částice (atomy, molekuly) mají nulový dipólový moment, který přestane být nulový až v přítomnosti vnějšího elektrického pole ($E \neq 0$), jak zachycuje obrázek 3.2. Při polarizaci nepochárního dielektrika dochází vlivem přitažlivých elektrických sil k deformaci atomu nebo molekuly látky, čímž se poruší elektrická rovnováha částice a ta se začne chovat jako dipól.



Obrázek 3.2: Polarizace nepochárního dielektrika [12]

Schopnost dipólů zorientovat se ve směru působícího elektrického pole je závislá na rychlosti změny tohoto pole, tedy na frekvenci. S rostoucí frekvencí a tedy s rostoucí rychlostí změny směru pole může docházet k tomu, že se elektrické dipóly přestanou stíhat orientovat v jeho směru. U nepochárních dielektrik není tato frekvenční závislost tak výrazná jako u dielektrik polárních.

3.2 Komplexní permitivita a komplexní permeabilita

V kapitole 2.1.1 bylo ukázáno, že pro šíření elektromagnetického vlnění jsou určujícími parametry permitivita ϵ [F m^{-1}] a permeabilita μ [H m^{-1}]. Navíc je to ještě dosud nezmíněná vodivost σ [S m^{-1}].

Permeabilita látky je z materiálového hlediska určena jako součin bezrozměrné relativní

permeability μ_r a permeability vakua μ_0 a vyjadřuje vliv této látky na účinky magnetického pole. Jelikož permeabilita vakua je konstanta $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H m}^{-1}$, je určující relativní permeabilita, jakožto materiálová konstanta různá pro jednotlivé látky. Velikosti relativní permeability se pohybují od jednotek pro nemagnetické látky až po desetitisíce pro látky silně magnetické. Pro nemagnetické stavební materiály, jakými jsou například sklo, dřevotříska nebo sádrokarton, které budou dále v této práci prezentovány a zkoumány, jsou hodnoty relativní permeability přibližně rovny jedné $\mu_r \approx 1$. Myšlenka a mechanismus zavedení permeability jako komplexní veličiny je však analogický k mechanismu odvození komplexní permitivity, jež následuje v příštím odstavci.

Permitivita oproti permeabilitě vyjadřuje míru reakce materiálu na přítomnost vnějšího elektrického pole. Obdobně ji popisujeme součinem relativní permitivity a permitivity vakua. Permitivita vakua je konstanta o hodnotě $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$ a relativní permitivita ε_r je materiálová konstanta různá pro různá dielektrika. Pokud je vnější elektrické pole střídavé, je relativní permitivita funkcí závislou na jeho frekvenci a mění se s ní. Podle typu se liší schopnost dielektrika přizpůsobovat se změnám tohoto pole. Při vyšších frekvencích nejsou dipóly schopny sledovat změny elektrického pole, čímž se mění relativní permitivita materiálu. Je však patrné, že natáčení dipólů nemůže být skokové a tedy ani změna relativní permitivity při změně frekvence nemůže být skoková. Z tohoto důvodu byla zavedena komplexní permitivita ε_k jako umělá veličina sloužící k popisu šíření elektromagnetického vlnění materiálem. Analogicky bychom mohli přemýšlet o komplexní permeabilitě jako o veličině související s magnetickým polem.

Komplexní permitivita se vyjadřuje jako komplexní číslo s reálnou a imaginární částí [13]:

$$\varepsilon_k = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega) = |\varepsilon|e^{-j\omega} \quad (3.1)$$

kde ω [rad s^{-1}] je úhlová frekvence, reálná část $\Re(\varepsilon_k) = \varepsilon'$ představuje již mnohokrát diskutovanou relativní permitivitu a imaginární část $\Im(\varepsilon_k) = \varepsilon''$ představuje ztráty, které vznikají v dielektriku podle vztahu

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\varepsilon_0\omega} \quad (3.2)$$

Jinými slovy z předchozích dvou rovnic vyplývá, že v nevodivém prostředí ($\sigma = 0$), přechází komplexní permitivita pouze na relativní permitivitu, protože imaginární část je rovna nule. Můžeme ekvivalentně psát

$$\varepsilon_k = \varepsilon_r + j \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} = \varepsilon_r + j60\lambda\sigma \quad (3.3)$$

Z fázorového diagramu lze určit, že reálná složka komplexní permitivity, tedy relativní permitivita ε_r , je důsledkem polarizačního (posuvného) proudu, který v ideálním dielektriku předbíhá napětí o $\frac{\pi}{2}$ [14]. V dielektriku s nenulovou vodivostí je imaginární část ve fázi s napětím a způsobuje činné ztráty a ohřívání dielektrika. Celkový proud v dielektriku je tedy složením dvou na sebe kolmých fázorů. V bezztrátovém dielektriku, tedy nevodivém prostředí, protéká jen posuvný proud zpožděný o $\frac{\pi}{2}$ a proud ve fázi s napětím je nulový. V reálném dielektriku se však vyskytují obě složky, a proto je výsledný celkový proud dán jako vektorový součet obou zmíněných fázorů. Úhel, který svírá celkový a polarizační proud (nebo doplněk k úhlu mezi činným a celkovým proudem) se obvykle značí δ a jeho tangens $\tan \delta$ je tzv. ztrátový činitel dielektrika. Z popisu je tedy patrné, že ztrátový činitel lze vyjádřit jako poměr imaginární ku reálné složce komplexní permitivity

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma}{\varepsilon\omega} \quad (3.4)$$

Alternativně lze komplexní permitivitu vyjádřit pomocí ztrátového úhlu δ jako komplexní funkci

$$\varepsilon_k = |\varepsilon|(\cos \delta + j \sin \delta) \quad (3.5)$$

3.3 Přehled některých stavebních konstrukcí a materiálů

Stavební konstrukce, látky a materiály použité na jejich výrobu lze posuzovat z různých hledisek a vliv na šíření elektromagnetického vlnění je jedním z nich. Zřejmé však je, že primární hledisko posuzování jejich vlastností je hledisko stavební. Stavební prvky lze tedy rozdělit například podle typu a účelu použití, podle původu materiálu, podle tepelně izolačních vlastností,

podle pevnosti, podle chemického složení a podobně. Toto dělení je velmi intuitivní a účelem této práce není detailně rozebírat stavební vlastnosti vybraných materiálů, pro hlubší pochopení kontextu celé problematiky je však dobré mít určitou představu.

Stavební konstrukce jsou totiž voleny primárně tak, aby vyhověly ze stavebního hlediska a jsou tedy posuzovány podle toho, jestli pro daný účel stavebně vyhovují, či nikoliv. Právě zde může nastat rozpor mezi přístupem stavebním a pohledem elektromagnetickým, protože některé materiály nebo konstrukce, které jsou nevhodné z hlediska šíření elektromagnetických vln, jsou pro realizaci stavby nezbytné a nenahraditelné, nebo nabízená alternativa nedává ekonomicky smysl. Typicky se jedná o nosné prvky, železobeton cihly a podobně.

Následující tabulka 3.1 zobrazuje některé stavební materiály, které mají dle dostupných zdrojů známou permitivitu. Některé z nich bude rovněž možné porovnat s měřeními a simulacemi v dalších kapitolách této práce. O nejběžnějších stavebních materiálech bude v následujících odstavcích pohovořeno podrobněji, a to jak z hlediska elektromagnetického, tak i stavebně-fyzikálního.

Materiál	ε_k [F m ⁻¹]	λ_p [W m ⁻¹ K ⁻¹]	ρ [kg m ⁻³]
sádrokarton	2,7 – j0,03	0,22	750
sklo	6,5	0,76	2600
beton hutný	4,5	1,23-1,36	2100-2300
železobeton	-	1,43-1,74	2300-2500
dřevotřískové desky	1,85 – j0,15	0,11	800
MDF deska	2,4 – j0,15	-	-
PVC	2,9	0,2	1380

Tabulka 3.1: Tabulka permitivit běžných stavebních materiálů [15]–[17]

3.3.1 Sklo

Sklo je běžný stavební materiál využívaný především pro okenní nebo dveřní výplně, nebo pro obvodové pláště budov. V administrativních budovách můžou skleněné tabule v různých úpravách tvořit příčky mezi jednotlivými částmi podlaží. Pro okenní výplně se používají skla často přizpůsobená provozu uvnitř budovy. Používají se pokovená skla s napařenou tenkovrstvou strukturou pro snížení solárních zisků v letních obdobích na jedné straně a naopak snížení tepelné ztráty v zimě na straně druhé. Zejména aplikace kovové vrstvy na okenní tabuli může zásadním způsobem ovlivnit kvalitu signálu uvnitř budovy, který je kovovou vrstvou odrážen.

Sklo je pevný, jako výplň stavebních otvorů většinou čirý a velmi hladký materiál. Tyto vlastnosti mu propůjčují poměrně dobré odrazivé schopnosti. Jeho relativní permitivita se pohybuje okolo hodnoty $\varepsilon_r = 6,5$ a je zcela nevodivé, takže imaginární část komplexní permitivity je nulová. Hustota skla je asi $\rho = 2600 \text{ kg m}^{-3}$ a součinitel tepelné vodivosti $\lambda_p = 0,76 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. I čirá, nepokovená skla si zaslouží pozornost, zvláště v kontextu vlnových délek srovnatelných s tloušťkou zasklení. Pokud jsou takové skleněné desky instalovány jako dvojskla nebo trojskla, mohou ovlivnit propagaci elektromagnetických vln do nebo uvnitř budovy i bez dalších opatření. Pro zasklení stavebních otvorů je takových vícevrstevných zasklení často využíváno a to navíc ještě v kombinaci s žaluziemi. Žaluzie jsou většinou vyráběny z tenkého plechu a pokud mají plnit svůj účel, vytvoří pro elektromagnetické záření těžko proniknutelnou bariéru na ploše celého otvoru.

3.3.2 Sádrokarton

Sádrokarton se využívá v podobě desek 6 mm až 18 mm silných. Jedná se o tzv. sendvičovou konstrukci tvořenou sádrovou hmotou, která je lisovaná mezi dva papírové kartony. Do sádrové směsi se často přidávají různé příměsi, aby se zlepšily vlastnosti sádrokartonové desky (nejčastěji tepelně nebo zvukově izolační, mechanické či požární). Ve stavebnictví jsou sádrokartonové desky používány jako příčky, podhledy, tepelné i zvukové izolace [18]. Jsou velmi běžné ve vnitřní stavbě, protože jsou poměrně pevné, velmi snadno se s nimi manipuluje a snadno se tvarují (řežou) na potřebné tvary a rozměry. Jako příčky jsou pak jednotlivé sádrokartonové

desky montovány na nosný profil z obou stran a do vzniklé dutiny je umisťována izolační látka (minerální vlákna).

Z hlediska šíření elektromagnetických vln je podstatné, že sádrová hmota je v této formě téměř izotropní a homogenní materiál, a že celá konstrukce papír-sádra-papír má jasně definované rozměry a lze ji tak dobře modelovat. Určitou komplikací při modelování šíření vln může způsobovat konstrukce příčky s více vrstvami materiálu a nosnou, běžně kovovou (typicky pozinkovaná ocel) konstrukcí.

3.3.3 Beton

Asi nejběžnější materiál používaný ve stavebnictví je beton, respektive betony. Beton je směs látek, tudíž existuje poměrně široká skupina betonů, každý s rozdílnými vlastnostmi, a tedy vhodný pro různé použití. Nejběžnějšími složkami betonu jsou cement, písek nebo štěrk a voda. Přidáváním dalších příměsí a upravováním poměrů mezi nimi lze ovlivnit mechanické, tepelné nebo výrobní parametry betonu [18].

Beton je často využíván pro své vynikající mechanické vlastnosti - zejména vysokou pevnost v tlaku. Pevnost v jiných směrech namáhání (v tahu, ohybu) je podstatně horší a proto se beton často upravuje přidáváním armatur. Beton se většinou armuje ocelovými pruty a pak hovoříme o tzv. železobetonu. Rozdíl mezi těmito dvěma variacemi z hlediska šíření elektromagnetických vln je poměrně velký, protože vodivé armatury pravidelně rozmístěné v objemu betonové desky mohou (pro určité vlnové délky) fungovat jako vodivá mříž a zásadním způsobem zhoršovat či přímo zamezovat prostupu signálu.

Různorodost typů betonu s sebou nese i různé fyzikální vlastnosti jednotlivých typů. Měrná hmotnost nevyztuženého betonu se pohybuje v rozmezí 2100-2300 kg m⁻³, železobetonu pak 2300-2500 kg m⁻³. Stejně tak se mění i součinitel tepelné vodivosti, relativní permitivita a dokonce i permeabilita.

3.3.4 Dřevo, dřevotřískové a dřevovláknité konstrukce

Dřevo jako stavební materiál je historicky využíváno již od pravěku a v současné době zažívá určitou renesanci v moderních dřevostavbách. Dřevo má dobré izolační vlastnosti, je lehké a dobře se s ním manipuluje. V neposlední řadě rovněž naplňuje ekologické trendy jako obnovitelný stavební materiál. Dříve velmi hojně využívané masivní dřevo je částečně nahrazováno lisovanými nebo lepenými dřevěnými kompozitními konstrukcemi. Fyzikální vlastnosti dřeva velmi závisí na jeho typu a také na směru, ve kterém je měříme. Dřevo je anizotropní materiál a vykazuje zásadně odlišné mechanické ale i termoizolační vlastnosti v kolmém a podélném směru vzhledem k růstu vláken. Tato anizotropie se projevuje i při šíření elektromagnetických vln skrz dřevo [19]. Na vlastnostech dřeva má rovněž velký podíl obsah vody - vyschlé dřevo má velmi odlišné fyzikální vlastnosti od dřeva mokrého.

Masivní dřevo je však poměrně drahé, navíc se na výrobky z něj dají použít jen kvalitní a velké části stromů. Způsobem, jak využít i menší části, jako jsou větve nebo zbytky po zpracování dřeva na pile a zároveň odstranit vady, které se mohou nacházet v masivech, je rozdělení dřevní hmoty na malé částice a ty opět spojit dohromady. Tyto materiály mají značné výhody, jsou levnější a často mají i lepší fyzikální vlastnosti než původní masiv - jsou pevnější a přitom lehčí, mají pravidelný tvar a strukturu. Různá technologie výroby a typy příměsí dělí výrobky na bázi dřeva na desky (překližky, vrstvené, vláknité, OSB) a kompozitní materiály, které kombinují dřevo a jiné stavební materiály [18].

Při výrobě těchto desek se často postupuje tak, že se jednotlivé vrstvy tvořené třískami různě velkými nebo i dílčími deskami (překližky) lepí a lisují na sebe tak, že jednotlivé vrstvy jsou na sebe kolmé. Tím se docílí zvýšené mechanické odolnosti ve všech směrech desky. Dalším typem desek jsou desky z hoblin a pilin, které jsou rovněž lepeny a lisovány. Částice, které desku tvoří jsou však tak malé, že se nevrství na sebe, ale fungují jako homogenní materiál.

Z pohledu šíření elektromagnetických vln jsou konstrukce tvořené periodicky se opakujícími vrstvami o tloušťce podobné vlnové délce záření nevyzpytatelné a mohou být náročné na měření. Organické materiály obecně podléhají mnoha faktorům, které ovlivňují jejich elektrické a

případné magnetické vlastnosti, typicky již zmíněná vlhkost. Dalšími problémy v přesném určení permitivity dřeva jsou jednak jeho anizotropie, také i nehomogenity vnitřní struktury. Organické materiály a dřevo (zejména masivní) může obsahovat vady, dutiny a jiné nehomogenity, které jsou bez destrukce materiálu jen těžko odhalitelné. Měření elektromagnetických vlastností dřeva je proto zatíženo poměrně velkou nejistotou.

Kapitola 4

Měření vzorků stavebních materiálů

Jedním z cílů této práce je realizovat měření elektromagnetických veličin vybraných stavebních materiálů nebo částí konstrukcí ve frekvenčním pásmu 5 - 50 GHz. Získaná data budou následně počítačově zpracována a vyhodnocena. Na konci celého procesu by měla být použitelná informace o elektromagnetických parametrech daného vzorku v uvedeném frekvenčním pásmu. Cílem měření je nejen získat kvalitní data použitelná pro následné výpočty, ale i získání určité zkušenosti a co možná největší zjednodušení postupu tak, aby bylo měření opakovatelné a robustní pro různé materiály, ale stále přesné. S tím souvisí i odstranění chyb procesu měření od sestavy měřící aparatury až po samotnou realizaci měření vektorovým analyzátozem. Vzhledem k použitému kmitočtovému pásmu je takové měření velmi citlivé a náchylné na jakékoli nepřesnosti nebo změny měřící sestavy. Následující kapitoly představí nejprve různé metody používané pro měření elektromagnetických veličin pevných látek, následně popíše princip měření ve volném prostoru a nakonec i konkrétní realizaci měření pro účely této práce.

4.1 S-parametry

Pojem S-parametry bude v následujících kapitolách hojně využíván, protože právě ony jsou výstupem z měření vektorovým analyzátozem. Všechny další počítačové úpravy jsou v zásadě jen práce s těmito S-parametry a je tak důležité mít alespoň rámcovou představu, co S-parametry jsou.

S-parametry, někdy také prvky S-matice, nesou své pojmenování podle anglického *Scattering parameters* neboli rozptylové parametry. Popisují tok výkonu mezi jednotlivými branami (porty) obecně n -branu [20]. Radiofrekvenční signál vystupující z jednoho portu se částečně odrazí zpět odkud vzešel, částečně vstoupí (rozptýlí - proto rozptylové parametry) do dalších portů [21]. S-parametry určují poměr napěťových vln vstupujících do a vystupujících z portu n -branu. V zásadě jde tedy o poměr výkonů vztahených ke zdroji a příjemci, což může být jeden nebo obecně n portů [22].

Odvození a mikrovlnná teorie v pozadí problematiky S-parametrů je poměrně obsáhlá a není účelem této práce se jí zabývat dopodrobna. Pro zjednodušení si tedy představme 1-portový systém. Je zřejmé, že energie portem vyslána je buď přeměněna v teplo a ztracena a nebo zachycena zpět tím stejným portem. V tomto případě bude mít matice S-parametru jeden prvek S_{11} .

Ve 2-portovém systému (dvojbranu) bude situace poněkud složitější. Výkon procházející prvním portem se může odrazit a vrátit zpět a nebo vstoupit do druhého portu (a analogicky pro druhý port). Máme pro každý port dvě možnosti, celkově tedy čtyři a dostáváme následující S-matici:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

Indexy prvků matice rozptylových parametrů určují vztah mezi původcem a příjemcem přenášeného výkonu. Prvek S_{11} je poměr výkonu vystupujícího ku vstupujícímu z a do portu 1, jinými slovy odraz portu 1. Analogicky S_{22} reprezentuje výkon odražený od portu 2 při jeho buzení. Obdobně bychom mohli popsat všechny prvky na hlavní diagonále matice $n \times n$. Prvky s nestej-

nými koeficienty pak reprezentují přenos výkonu z jednoho portu do druhého. Například S_{12} představuje signál vyzářený portem 2 a přijatý portem 1. Analogicky pak S_{21} .

Při popisu víceportových systémů by byl postup obdobný. Jak bude popsáno v následujících odstavcích, měřicí soustava použitá v této práci představuje právě zmíněný dvojbran a tak zde nebudou použity jiné, než uvedené 4 rozptylové parametry. Lepší představu o významu S-parametrů je možné udělat si pomocí obrázku 4.1.

S-parametry však nejsou jediným způsobem, jakým lze popsat chování RF obvodu. Mezi další používané patří matice (a příslušné parametry) impedanční $[Z]$, admitanční $[Y]$ nebo tzv. ABCD-parametry [23]. Dále existují i takzvané hybridní parametry (H-parameters) nebo přenosové parametry (T-parameters), ty jsou však využívány poměrně zřídka.

4.2 Metody měření elektromagnetických vlastností materiálů

Z předchozích kapitol, které pojednávají o elektrických vlastnostech dielektrik, jimiž jsou i stavební materiály, je patrná důležitost komplexní permitivity ε_k . Měření a zkoumání elektrických vlastností materiálů se tedy zužuje na zjišťování komplexní permitivity. Vzhledem k velké různorodosti stavebních materiálů a zejména konstrukcí, u nichž záleží na konkrétní aplikaci a zpracování ve smyslu homogenity a izotropie, je velmi těžké vytvořit spolehlivý výpočetní algoritmus pro určení ε_k . Nejjednodušší způsob jejího zjištění tak stále spočívá v měření na konkrétních vzorcích stavebních konstrukcí. Měření a znalost elektrických parametrů materiálů je důležité, neboť na jeho základě je možné vytvářet modely šíření elektromagnetických vln.

Podrobný přehled způsobů měření komplexních elektromagnetických veličin je uveden v [24]. Mnoho z nich reflektuje fakt, že pro potřeby měření na různých vzorcích je použita odlišná technologie, například i kvůli rozměrům zkoumaného vzorku. Výčet základních a nejpoužívanějších metod je uveden v [25] a na základě něho popíše nejběžnější metody měření komplexní permitivity.

4.2.1 Rezonanční metoda

Rezonanční měření komplexní permitivity je založeno na zjištění rezonančních frekvencí vybuzených vidů a činitele jakosti rezonátoru. Na základě těchto veličin je pak vypočítána komplexní permitivita a ztrátový činitel $\tan \delta$. Tato měření se vyznačují vysokou přesností určení veličin, ale jejich použití je omezené právě proto, že se vzorek musí vkládat do rezonátoru, což klade přísnější požadavky na jeho velikost a tvar.

Vzorky se vkládají do zkalibrovaného rezonátoru, kalibrovaného vzorkem se známými hodnotami permitivity a ztrátového činitele. Po vložení do rezonátoru se změní rezonanční frekvence kalibrovaného rezonátoru i jeho činitel jakosti. Na základě těchto zjištěných hodnot lze počítat komplexní permitivitu a ztrátový činitel.

4.2.2 Měření na vedení

Při tomto určování permitivity se využívá vlnovodů nebo koaxiálních vedení. Vzorek je umístěn na konec vedení a pomocí vektorového analyzátoru se měří S-parametry a porovnávají se se stavem, kdy na konci vedení vzorek není. Je zřejmé, že tato metoda je náchylná na spojení vzorku s vedením, a vyžaduje proto pečlivou úpravu měřeného vzorku. Speciálním případem je měření za použití koaxiálního vedení, které je na konci upraveno do roviny. Toto měření je v praxi časté a pracuje na stejném principu jako výše popsané. Vzorek je umístěn na konec vedení a pomocí analyzátoru jsou vyhodnocovány měřené veličiny.

4.2.3 Měření ve volném prostoru

V tomto případě není vzorek uzavřen ve speciálním přípravku, ani spojen se zdrojem elektromagnetického vlnění. Měření probíhá ve volném prostoru, což je velmi příznivé co se týče požadavků na tvar a velikost vzorku. Jelikož právě tato metoda byla použita při zkoumání elektromagnetických vlastností staveních materiálů, bude se jí věnovat podrobněji následující kapitola 4.3.

4.3 Měření ve volném prostoru

Měření ve volném prostoru (anglicky *Free space measurement*) je jedna z nedestruktivních metod zkoumání elektromagnetických vlastností látek. S výhodou může být využita v nepříznivých podmínkách, například při měření materiálů, které mají vysokou teplotu [26]. Aparatura pro takové měření spočívá ve vysílací a přijímací anténě, mezi které je umístěn zkoumaný vzorek. Pro toto měření je zásadní správná kalibrace aparatury a také správná volba antén pro konkrétní kmitočty. Tato metoda je výhodná i při měření vzorků větších rozměrů kdy není nutná jejich speciální úprava. Měřicí aparatura používaná pro tento typ měření je snadno instalovatelná, případně ji lze snadno transportovat a modifikovat. Na druhou stranu je tato metoda náchylná na vnější rušení, kdy může docházet ke zkreslení výsledků okolními vlivy.

Výhody měření ve volném prostoru oproti ostatním přístupům:

- možnost měřit i při vysokých frekvencích
- nedestruktivní metoda
- měření vzorku v nepříznivých podmínkách
- možnost získání elektrických i magnetických parametrů vzorku

Nevýhody:

- vyžaduje rozměrný, plochý a hladký vzorek
- data jsou zatížena vícecestným šířením signálu mezi anténami a několikanásobnými odrazy mezi anténou a samotným vzorkem, je třeba upravit měřicí pracoviště, eliminovat odrazy pomocí absorbérů a následně i počítačově upravit a filtrovat
- může docházet k difrakci na hranách vzorku

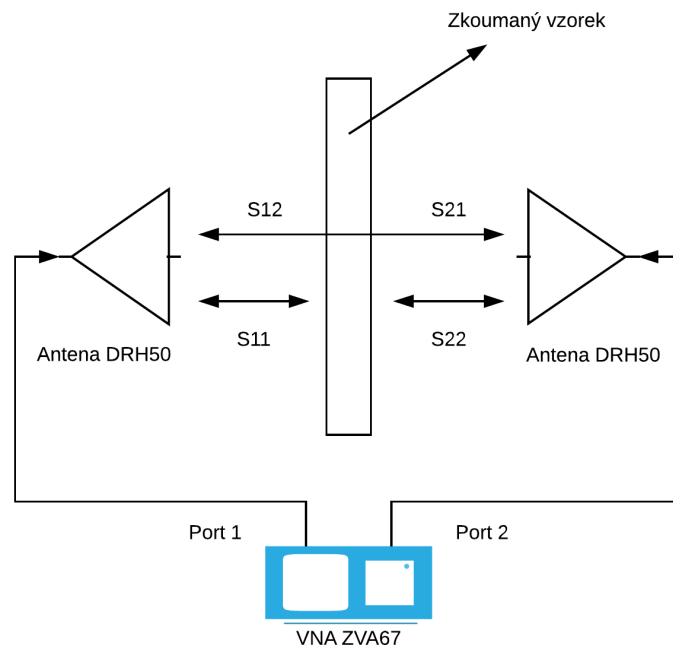
Pro měření ve volném prostoru za použití vektorového analyzátoru je třeba klást důraz na odstranění většiny systematických chyb z měřicího systému vhodnou kalibrační metodou,

například tzv. TOSM (*Through-Open-Short-Match*). Získaná data je pak třeba ještě počítačově upravit a vyfiltrovat, než z nich bude možné zjistit a vypočítat žádané elektromagnetické parametry. Tento ve zkratce popsáný proces bude nyní podobně popsán a objasněn.

4.3.1 Měřicí stanoviště

Pro získání dostatečného množství dat bylo třeba navrhnout a sestavit měřicí aparaturu, která bude vyhovovat jednak z hlediska rozsahu zamýšlených frekvencí, dále bude poskytovat kvalitní a opakovatelné záznamy. V neposlední řadě bylo třeba brát zřetel na možnosti katedry stran vybavení a prostoru.

Celá sestava byla umístěna na optickém stole v laboratoři B2-626 na fakultě elektrotechnické v pražských Dejvicích. Základním kamenem byl 4-portový vektorový analyzátor (VNA - *Vector Network Analyzer*) ZVA 67 od Rohde & Schwarz [27], který umožňuje měření v rozsahu 10 MHz - 67 GHz. Vektorový analyzátor byl propojen kabely s dvojicí trychtýřových antén určených pro frekvence zhruba 4 GHz - 50 GHz. Tyto antény byly umístěny na liště v posuvných úchytech, aby se dala velmi přesně nastavit jejich vzdálenost od obou stran vzorku. Mezi anténami byl ve speciálním držáku umístěn vzorek materiálu tak, aby se nacházel přesně mezi anténami a byl komo na dopadající rovinnou vlnu. Obrázek 4.1 ukazuje schéma měřicí aparatury včetně měřených S-parametrů.



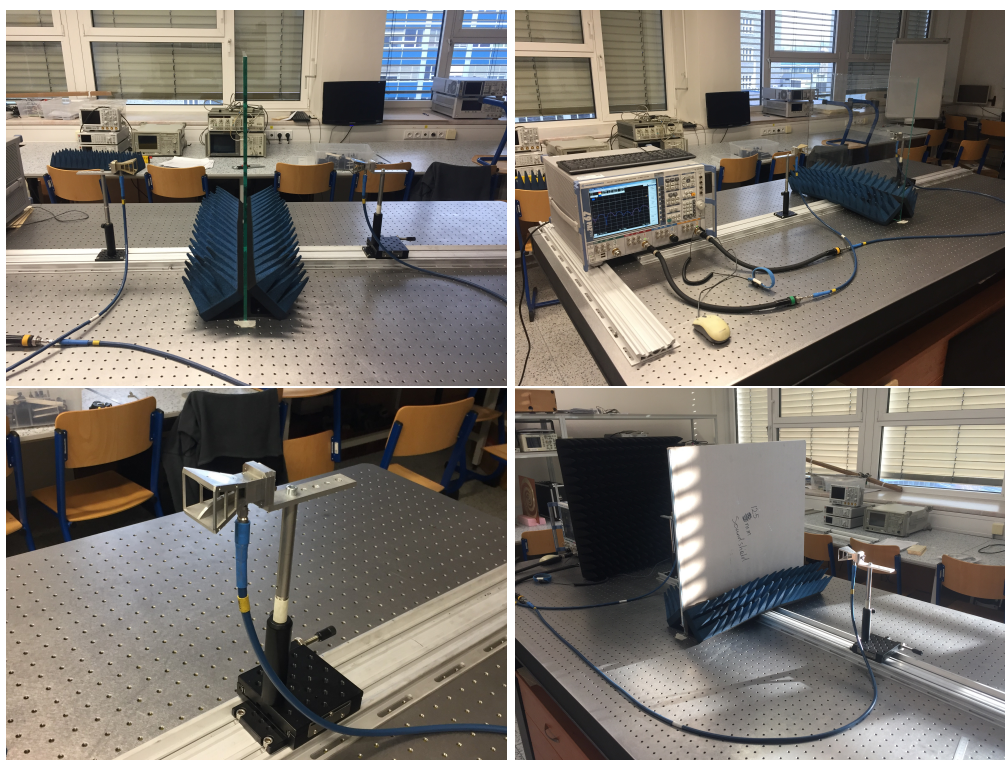
Obrázek 4.1: Schéma měřicího stanoviště

4.3.2 Princip měření a použité přístroje

Princip samotného měření je poměrně jednoduchý. Obě antény vyšlou signál a VNA vyhodnotí odraz vlastního signálu každé antény od materiálu (S11 a S22) a také vyhodnotí signál, který přijme jedna anténa od druhé (S12 a S21). Tento princip nám tedy poskytne data o odrazu a útlumu signálu v materiálu.

Ačkoliv je princip měření triviální, praktická realizace s sebou nese různá úskalí. V první řadě musí být vzorek uchycen tak, aby na něj vlnění dopadalo kolmo. Průhyb, špatné uchycení nebo nerovnost materiálu vnese nepřesnost do změřených dat. Vzorky musí být také dostatečně veliké a v dostatečné vzdálenosti od antén, aby se co nejvíce eliminovala difrakce vlny na hranách materiálu, zejména na nižších frekvencích. Jako minimální rozměry desky měřeného vzorku (výška, šířka) R se považuje $R = 10\lambda$ [m].

V neposlední řadě je třeba důkladně zaplnit prostor v okolí antén absorbéry, neboť k odrazům dochází nejen od samotného vzorku, ale prakticky od všech předmětů okolo, tedy od stolu a od upínacího mechanismu nebo od vektorového analyzátoru. To má za následek vznik vícecestného šíření signálu a parazitních odrazů, které se superponují na užitečný signál a vnášejí tak další nepřesnosti do měření. Dodatečnou možností, jak eliminovat nežádoucí odrazy je použití počítačového post-procesingu k úpravě a filtraci dat. Příprava stanoviště z těchto důvodů vyžaduje zvýšenou ostražitost a zabere podstatnou část času celého měření. Následující obrázky 4.2 zachycují sestavenou aparaturu ve školní laboratoři. Vektorový analyzátor je umístěn blízko měřicímu stanovišti kvůli délce použitých kabelů. Snaha byla totiž mít přívodní kabely co nejkratší kvůli jejich útlumu a fázové nestálosti. Měření bylo několikrát nutné opakovat, protože při pohnutí s kabely se měnila fáze a měření tak bylo znehodnoceno. Katalogový list s typickými specifikacemi, útlumy a fázovými posuny kabelů je k dispozici v [28].



Obrázek 4.2: Měřicí stanoviště

4.3.2.1 Vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVA67

Vektorový analyzátor je zařízení určené primárně k měření rozptylových parametrů zkoumaného systému. Tyto veličiny označujeme S-parametry a věnovala se jim celá kapitola 4.1. Další odvození a širší vysvětlení lze nalézt například v [20] nebo [29]. Význam S-parametrů v souvislosti s měřením ve volném prostoru ilustruje obrázek 4.1.

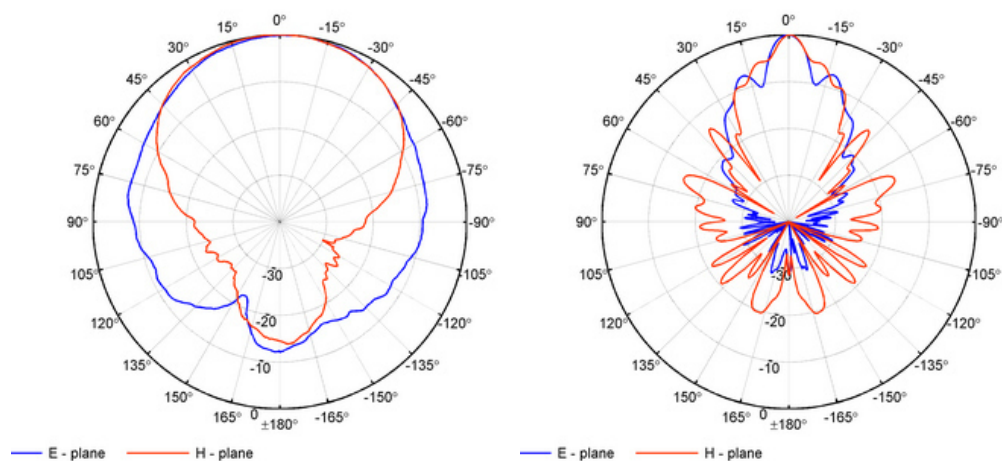
Vektorový analyzátor umožňuje měřit spektrum několika dekád a zjišťovat tak odraz a útlum v širokém frekvenčním pásmu. Vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVA67 je 4 kanálový vektorový analyzátor, který bez dodatečného vybavení umožňuje měření až do 67 GHz. ZVA67 realizuje velmi pokročilá měření a díky uživatelskému prostředí na bázi Windows poskytuje intuitivní možnosti ovládání.

Před měřením je nutné vektorový analyzátor zkalibrovat sadou referenčních kalibračních standardů. Sadou standardů je nutné VNA zkalibrovat před každým měřením a potlačit tak řadu systematických chyb. Výstupem měření jsou formátovaná nebo neformátovaná data. Neformátovaná data jsou surová data bez jakýchkoli úprav, tedy změřené S-parametry. Formátovaná data jsou S-parametry, upravené analyzátořem pomocí různých matematických operací, například filtrování - gating, vyhlazení - smoothing, Fourierova transformace a další. Možnými výstupními formáty jsou touchstone (.snp - např. .s1p, .s2p - dle toho, na kolika portech se měří) nebo .csv, do kterého je možné ukládat formátovaná data. Oba formáty poskytují informace o amplitudě i fázi signálů ve frekvenční oblasti. Získaná data obsahují dostatek informací a jsou tak dobrým základem pro další výzkum.

4.3.2.2 Antény

Pro měření byla použita dvojice stejných antén DRH50 od firmy RFspin. Tyto antény jsou určeny pro měření v pásmu 4,5 GHz – 50 GHz. Celý katalogový list je k nahlédnutí v [30]. Zásadní je kromě rozsahu také vyzařovací charakteristika, která se na různých frekvencích může značně lišit. Důležitá je zejména v souvislosti s rozměry měřeného vzorku. Jak je totiž vidět na obrázku 4.3, s vyšší frekvencí se vyzařovací svazek zužuje. Na nižších frekvencích tak

existuje riziko, že hlavní svazek bude přezařovat přes okraje vzorku, a zkreslí měření. Antény byly umístěny ve stejné výšce nad pracovní plochou a byly obě stejně vzdálené od přiléhající strany referenční desky, pomocí které se vzdálenost stanovovala. Jedna z antén byla přichycena pevně na místě, druhá byla upevněna v mechanismu, který umožňoval jemný posuv kvůli doladění stejných vzdáleností.



Obrázek 4.3: Příklady vyzařovacích charakteristik antény DRH50 pro 5 GHz a 50 GHz [30]

4.3.3 TOSM kalibrace

TOSM z anglického *Through-Open-Short-Match* je metoda kalibrace VNA a vedení definovanými kalibračními standardy. Tyto standardy se instalují na konec koaxiálního vedení v úrovni zamýšlených referenčních rovin. Kalibrace je částečně automatizována ve Firmwaru VNA. Na základě znalosti analytických modelů jednotlivých standardů a měření daných elektromagnetických charakteristik umístěných na konci vedení, může VNA vypočítat chybový model celé kalibrované trasy a provést korekci měřených dat tak, aby byla odstraněna podstatná většina systematických chyb měření. Provedením TOSM kalibrace se posune referenční rovina na každém portu na konec vedení, respektive do bodu, kde je umístěn kalibrační standard. V případě měření ve volném prostoru dojde posunutí referenční roviny do konektorů antény. Kalibrační standardy jsou definovány zjednodušeně takto [26]:

- Short představuje konec vedení s koeficientem odrazu $R = -1$.
- Open představuje otevřený konec s koeficientem odrazu $R = 1$.
- Match simuluje impedančně dokonale přizpůsobený konec vedení.
- Through je pak spojení vedení s přesně definovaným útlumem a elektrickou délkou.

Ze znalosti těchto měření dokáže VNA potlačit vliv vedení a konektorů a posunout referenční roviny na místo, kam se připojují kalibrační standardy, tedy na konec koaxiálního vedení.

4.4 Měřené vzorky stavebních materiálů

Pro měření byly zvoleny běžné stavební prvky. To zejména z důvodu jejich častého výskytu a tedy silné motivace znát jejich elektrické parametry. Zadruhé jsou tyto vzorky poměrně kompaktní a mobilní a lze je snadno přenášet a snadno je umístit mezi antény.

V laboratoři bylo změřeno asi deset vzorků stavebních materiálů. Vzorky mají kvůli porovnatelnosti stejné rozměry a to $60 \text{ cm} \times 60 \text{ cm}$ a různé tloušťky. Jako referenční rovina pro vzdálenost antén byl brán střed referenční kovové desky, respektive pro každou anténu přiléhající strana desky.

Měření bylo provedeno pro tři různé vzdálenosti antén, výsledky však byly totožné a z hlediska výkonové bilance, odrazů a zachování rovinného charakteru vlny byla zvolena jako základní vzdálenost 20 cm od hran vzorku. Vzorky byly uchyceny ke stolu pomocí úhelníků, které zajistily dostatečnou sílu a kolmost upnutí. Měřením různých materiálů v různých konfiguracích antén bylo získáno velké množství dat, které z důvodu přehlednosti a rozsahu této práce není možné zpracovávat celé. Prezentovány budou výsledky měření skleněné tabule, sádrokartonové desky a třech na bázi dřeva založených materiálů - MDF desky, dřevotřísky a překližky. Tyto vzorky jsou materiálově dostatečně různé a lze na nich dobře ukázat principy a výsledky měření. Mezi dalšími měřenými vzorky byla ostatní skla různých tloušťek, několik typů sádrokartonů, izolační látky jako polystyren a další.

4.4.1 Kovová referenční deska

Označení	Tloušťka
-	5 mm

Jako referenční materiál byla použita kovová deska, přesněji řečeno skleněná pokovená deska, která může být v kontextu ostatních vzorků považována za dokonale odrazivou. Skleněná pokovená deska byla použita proto, že dostupné plechové desky nebo kovové pláty nebyly dostatečně rovné, nebo se ohýbaly vlastní vahou při uchycení v držáku. Skleněná tabule, na které je z obou stran nanášena vodivá vrstva, je dokonale rovná, pevná a lze ji proto použít jako přesnou referenci. V reálném prostředí stavebních prvků taková deska může představovat plechové nebo plechem pobité dveře, takže výskyt podobného materiálu není v prostředí budov nereálný. Kovová deska je do výběru vzorků zařazena proto, že se svými elektrickými parametry zásadně odlišuje od ostatních vzorků a lze díky ní porovnat rozdíly mezi běžnými materiály, ve kterých probíhá šíření elektromagnetických vln oběma směry (průchod i odraz).

Druhým neméně podstatným důvodem je GRL kalibrace, která vyžaduje přesnou znalost parametrů standardu odrazu, tedy rovné kovové desky. GRL kalibrace bude dále popsána podrobněji (kapitola 5.3, nicméně pro její správnou implementaci je měření odrazivé desky nezbytné).

4.4.2 Sklo

Označení	Tloušťka
G2	8 mm

Sklo je pro realizaci tohoto typu měření velmi a poskytuje dobré výsledky hned z několika důvodů. Z praktického pohledu je velmi pevné, rovné a hladké, což usnadňuje manipulaci a zabezpečuje přesné a kolmé umístění vůči anténám. Z hlediska elektromagnetického je to dielektrikum zcela homogenní a ve všech směrech izotropní, takže lze předpokládat, že změřená data budou oproti jiným, méně homogenním materiálům přesnější.

4.4.3 Sádrokarton

Označení	Tloušťka
302	12,5 mm
602	9,5 mm

Sádrokarton má z praktického hlediska podobné výhody jako sklo, je dobře dostupný a proto byl zařazen mezi zkoumané materiály. Je rovněž homogenní, byť méně než sklo, protože sádrové jádro může obsahovat vzduchové bublinky, nebo nedokonale homogenizované částice. Každopádně se ale jedná o vrstvenou strukturu papír-sádra-papír, tedy se dá očekávat, že bude docházet k vícenásobným odrazům na rozhraní prostor-papír a dále na rozhraní papír-sádra, takže bude zapotřebí pečlivější práce se získanými daty. Sádrokartonů bylo k dispozici asi pět variant, měření bylo provedeno na dvou.

4.4.4 Materiály na bázi dřeva

Označení	Druh	Tloušťka
B2	MDF deska	6 mm
B4	Překližka	8,3 mm
B5	Dřevotříska	12,2 mm

Jak bylo řečeno v kapitole 3.3.4, stavebních materiálů využívajících dřevo v různé podobě je celá řada. Z tohoto důvodu jsem zvolil různé materiály i přes to, že výsledky mohou být v určitých případech nejisté, z důvodu četných vrstev materiálu a nebo nehomogenity.

MDF (*Medium-density fibreboard*) je deska tvořená lisovanými a syntetickými lepidly lepenými dřevěnými vlákny (například [31]). Anglický název napovídá střední hustotu vláken, což je poměrně vágní pojem, ale lze z něj odtušit, že vlákna jsou poměrně jemná a malá, byť existují i jemnější. Pomocí tlaku a teploty se jemné piliny lisují do podoby desek. Z hlediska měření se jedná o dřevěnou desku s nejmenšími částicemi rozloženými v celém objemu stejně, takže je nejvíce homogenní.

Dřevotříška je podobná MDF desce, jen jí tvoří větší a pevnější částice - třísky. Zatímco MDF deska je tvořena velmi jemnými vlákny, dřevotříška je vyráběna na podobném principu, jen jsou zde použity větší a tedy tvrdší částice.

Překližka je minimálně třívrstvá deska tvořená na sebe kolmo lepenými dýhami, což jsou tenké dřevěné listy [32]. Dýhy tedy tvoří jednotlivé na sebe kolmé vrstvy lepené překližky, která tak z elektromagnetického hlediska představují poměrně složitý problém. Jednak se jedná o mnohvrstvou konstrukci, jednak jsou vrstvy nehomogenní a anizotropní. Jsou lepené pryskyřicí a lisované. Výsledky měření a extrakce komplexní permitivity proto mohou být z těchto důvodů nepřesné.

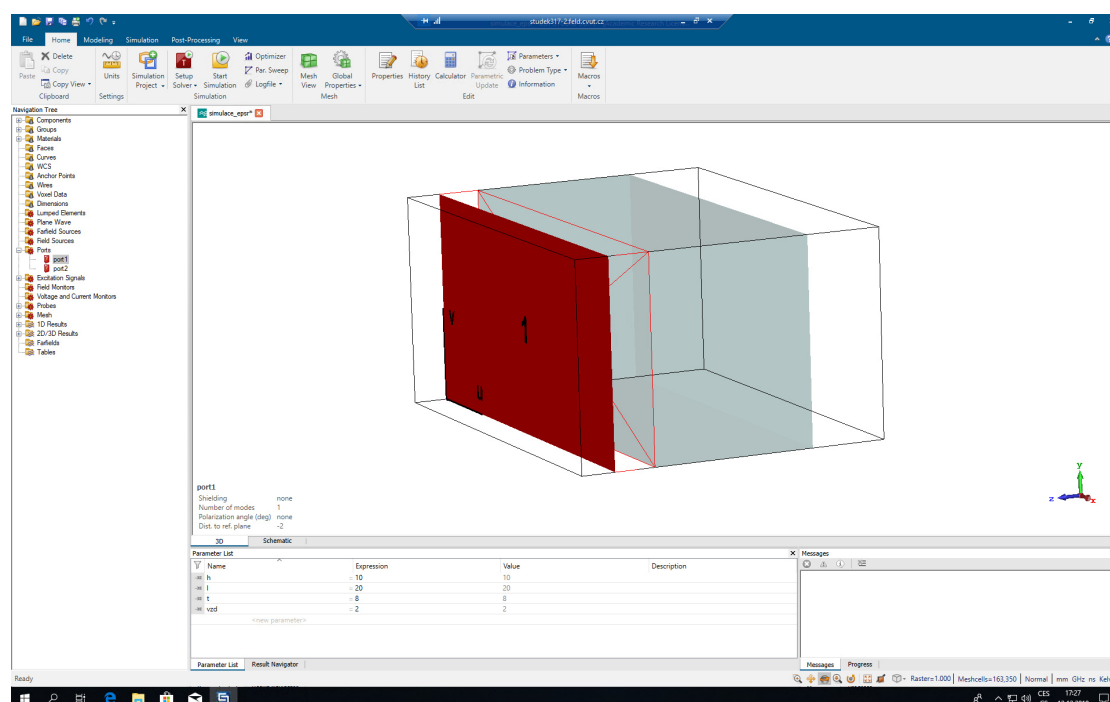
4.5 Počítačová simulace

Pro lepší pochopení problematiky šíření elektromagnetických vln v materiálu a pro možnost porovnání změřených a vypočtených výsledků s relevantními daty, byla pomocí softwaru CST Studio Suite 2019 [33] připravena simulace v praxi prováděného měření. Pomocí programu byl namodelován dvouportový systém s materiálem mezi porty.

Jako zdroje zde nejsou uvažovány přímo rovinné vlny, neboť ty neumožňují přímý výpočet S-parametrů v požadovaných rovinách. Místo toho bylo vymyšleno praktické zjednodušení použitím vlnovodných portů s určitou modifikací simulovaného prostoru. V tomto případě jsou výstupem softwarového solveru přímo S-parametry vypočítané v požadovaných rovinách portů. Vlnovodné porty jsou umístěny ve vhodné vzdálenosti od obou stran měřeného vzorku. Jejich referenční rovina je pak posunuta (de-embedding) na analyzovaný vzorek. Následně je nutné zajistit rovinnost buzené vlny, neboť port jako takový uvažuje vlnovodné buzení.

Buzení rovinnou vlnou pomocí vlnovodného portu je zajištěno vhodným nastavením okrajových podmínek simulovaného prostoru. Předpokladem je vlna, která se bude šířit podél osy Z a bude mít intenzitu elektrického pole orientovanou ve směru Y , viz obr. 4.4. Okrajové podmínky jsou pak nastaveny tak, že stěny Y - Z budou tvořit magnetickou stěnu ($H_t = 0$, tedy

tečná složka intenzity magnetického pole bude nulová) a stěny X-Z budou tvořit elektrickou stěnu ($E_t = 0$, tečná složka el. pole bude nulová). U soustavy bylo možné libovolně modifikovat a měnit její parametry jako šířka vzorku, vzdálenost portů (což ovšem nehraje roli - referenční roviny jsou na hraně vzorku) a bylo rovněž možné si přímo z knihovny softwaru vybrat z široké nabídky předdefinovaných materiálů. Simulace ale předpokládala ideální podmínky, proto byla elektromagnetická vlna definována jako rovinná vlna a materiál se jevil jako nekonečně rozlehlý. Na základě simulace bylo možné zjistit přímo komplexní elektromagnetické veličiny materiálu, to ale nebylo cílem. Cílem bylo získat S-parametry (stejně jako při měření vektorovým analyzátozem) a ověřit, zdali funguje výpočetní algoritmus a zjistit, jestli se výsledky shodují.



Obrázek 4.4: Modelování 2-portového systému pro měření S-parametrů materiálu v programu CST Studio Suite 2019

Obrázek 4.4 ukazuje simulovaný problém měření S-parametrů ve volném prostoru. Na obrázku je vidět pouze port 1, druhý se nachází zrcadlově u protilehlé strany vzorku. Oba porty jsou od přilehlé strany vzorku stejně daleko. Vzdálenost obou portů od vzorku je libovolná, protože je jednak uvažována rovinná vlna, jednak jsou referenční roviny definovány na rozhraní

vzorek-vzduch a na obrázku jsou znázorněny červenou linkou.

Takto definovaný model je softwarem rozložen na elementární oblasti a v každé z nich je následně počítáno rozložení elektrického a magnetického pole. Pro zrychlení výpočtu lze definovat model jako symetrický, takže výpočet probíhá pouze v polovině (respektive čtvrtině) objemu vzorku. Materiál lze vybrat z předdefinovaných možností z knihovny vzorků, nebo lze definovat vlastní a nastavit mu libovolné elektromagnetické a jiné fyzikální charakteristiky.

Výsledky simulace slouží nejen pro otestování samotných skriptů pro výpočet komplexní permitivity, ale jako kontrola samotného měření. Proto bylo žádoucí modelovat skutečné materiály, které byly následně podrobeny měření v laboratoři. Přesné složení a fyzikálně-chemické vlastnosti jednotlivých měřených materiálů nejsou vždy zcela známy, takže byly voleny materiály z knihovny definovaných vzorků. Tloušťky vzorků byly pak definovány tak, aby byly shodné s vzorky materiálů dostupnými pro měření.

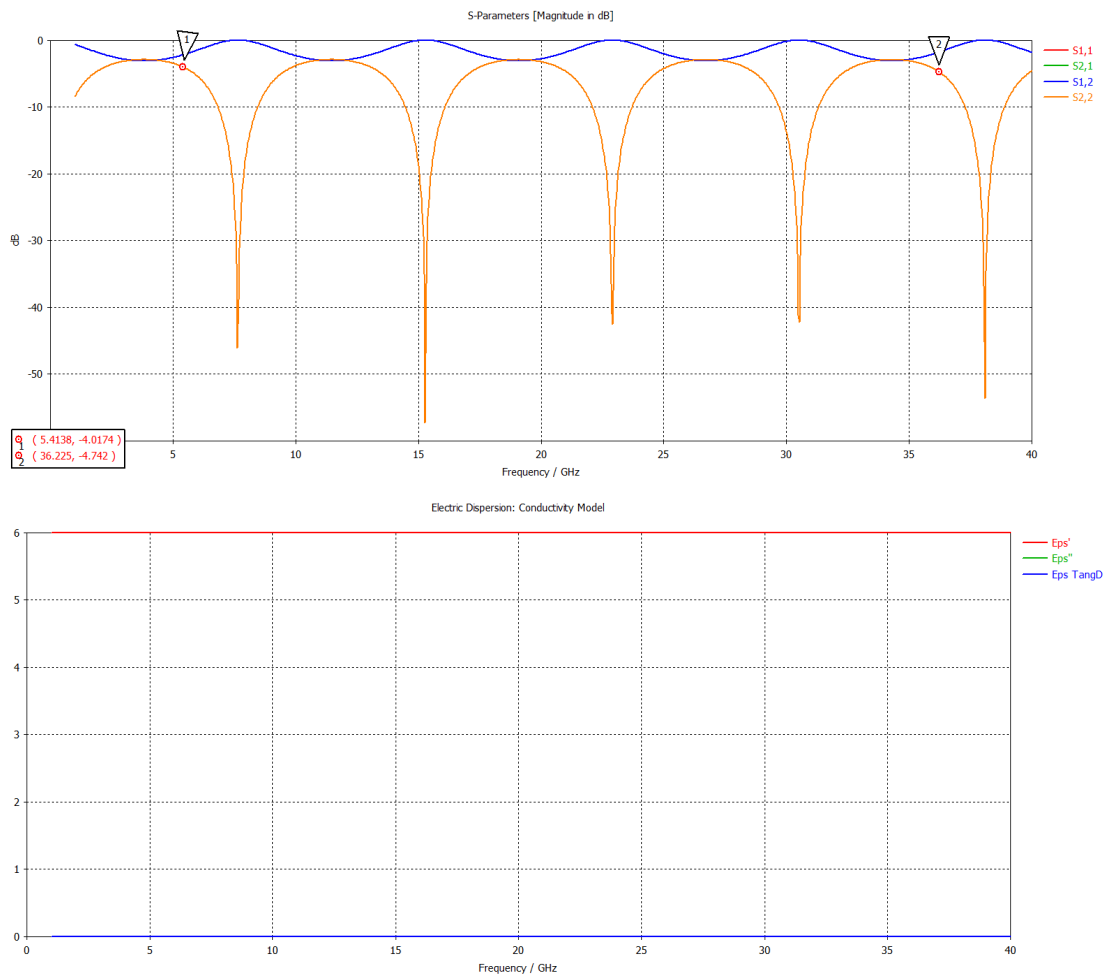
Výsledky simulace šíření elektromagnetické vlny skleněnou tabulí ukazuje obrázek 4.5. Jedná se o výřez obrazovky prostředí CST Studio Suite 2019. Materiál je definován shodně s měřeným vzorkem o tloušťce 8 mm a následujícími elektromagnetickými parametry: $\varepsilon' = 6$, $\varepsilon'' = 0$. Z obrázku průběhu S-parametrů je vidět, že na frekvencích, jejichž násobek poloviny vlnové délky je tloušťka materiálu, dochází k nejmenšímu odrazu S_{12} a S_{21} a současně největšímu přenosu. Tento fakt vychází ze známého vztahu (vysvětlen například v [34]):

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.1)$$

Po úpravách a pokud přijmeme předpoklad, že polovina vlnové délky je tloušťka materiálu, neboli $\lambda = 2d$ dostaneme vztah,

$$f = n \frac{c_0}{2d\varepsilon_r} \quad (4.2)$$

kde $n = 1, 2, 3, \dots$. A skutečně pro $d = 8$ mm a $\varepsilon_r = \varepsilon' = 6$ dostaneme frekvenci $f = 7,65$ GHz, jejíž celočíselný násobek odpovídá poklesu odrazu.



Obrázek 4.5: Nahoře: S-parametry 8 mm tlustého skla, dole: reálná (ϵ') a imaginární (ϵ'') složka komplexní permitivity

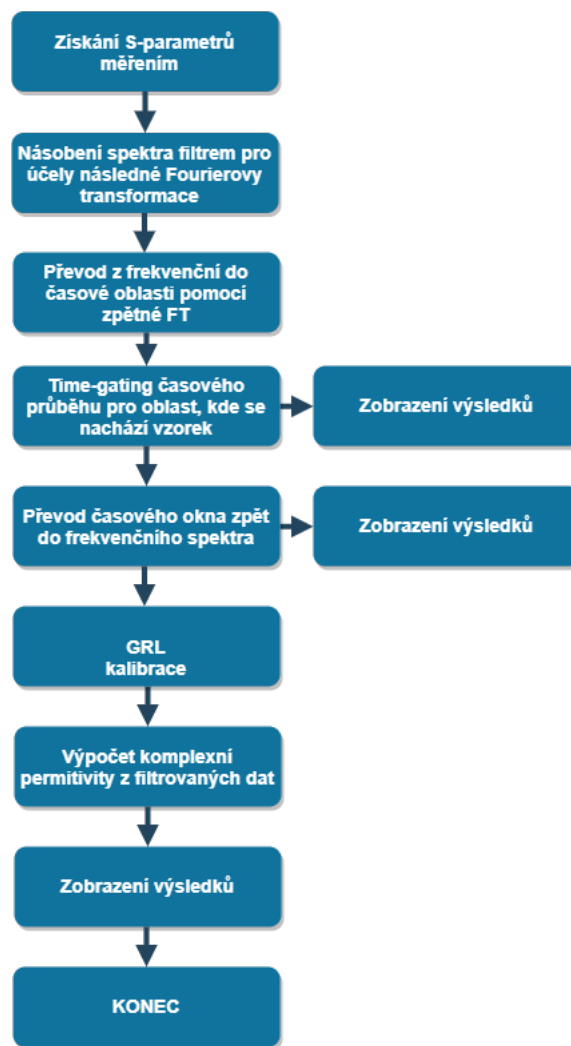
Shodný postup byl aplikován i na další materiály. Simulovány byly zejména stavební prvky, které byly současně i měřeny, ale i mnohé další. Prezentovat všechny simulované výsledky je nad rámec této práce, ty nejdůležitější z nich však budou porovnány s výsledky měření a bude na nich v následujících kapitolách rovněž ukázán princip výpočtů elektromagnetických veličin.

Kapitola 5

Zpracování získaných dat

Pro zpracování dat je důležitým předpokladem správná kalibrace VNA sadou referenčních standardů umístěných na konce přívodních kabelů na místo, kam budou později připojeny antény. Tato kalibrace posune referenční roviny na konce koaxiálního vedení, čímž dojde k potlačení vlivu kabelů a konektorů, které by do měření vnášely nepřesnosti. Další kalibrace, která posune referenční roviny před antény na rozhraní vzorek-vzduch a odstraní systematické chyby téměř z celého přenosového řetězce (vliv konektorů a celé apertury antén), je prováděna softwarově a je třeba ji implementovat ve vhodném výpočetním prostředí, například v SW MATLAB.

Výsledkem měření jsou tedy s-parametry formátu touchstone, v tomto případě `.s2p`, neboť byl zkoumán dvouportový systém. Naměřená data je vhodné si skriptem upravit na matici S-parametrů. Díky tomuto uspořádání lze jednat vybírat jednotlivé prvky matice, což jsou komplexní čísla, ale lze i pracovat s maticí jako takovou a počítat například její determinant. Následující obrázek 5.1 zobrazuje proces zpracování naměřených dat v SW Matlab.

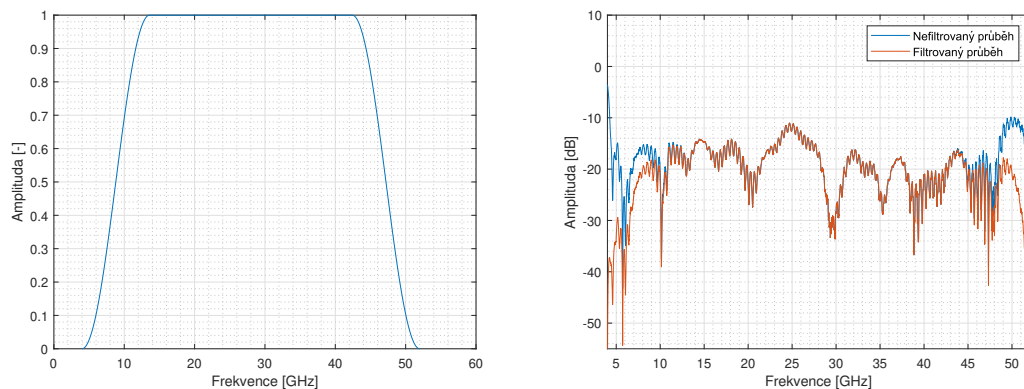


Obrázek 5.1: Proces počítačového zpracování dat

5.1 Filtrování dat pro zobrazení průběhů odrazu a přenosu

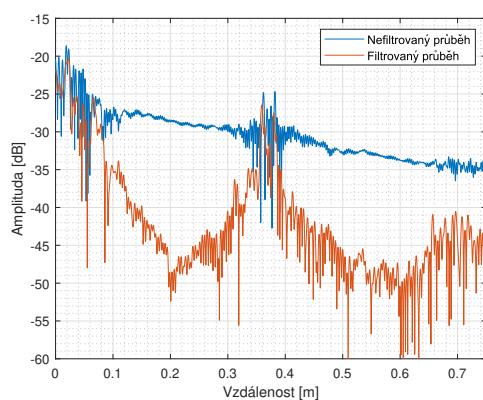
Pro ideální zobrazení průběhů v časové oblasti, kde je vidět zejména odraz signálu od vzorku, je výhodné násobit frekvenční spektrum příslušných veličin oknem, které způsobuje, že okraje spektra klesají k nule, což má za následek (zjednodušeně řečeno) čitelnější průběh časové odezvy. To je výhodné pro následnou Fourierovu transformaci. Toto filtrování není nezbytné pro

výpočet relativní permitivity, ale je vhodné jej použít pro zobrazení časových průběhů signálu, které jsou například na grafu 5.3.



Obrázek 5.2: Vlevo: filtr pro filtrování frekvenčního průběhu, vpravo: porovnání filtrovaného a nefiltrovaného spektra odrazu

Průběh, který je na obrázku 5.2 vpravo červený, jsou filtrovaná data. Nejde v tomto případě o nic jiného, než násobení oknem, které je zobrazeno na témže obrázku vlevo.



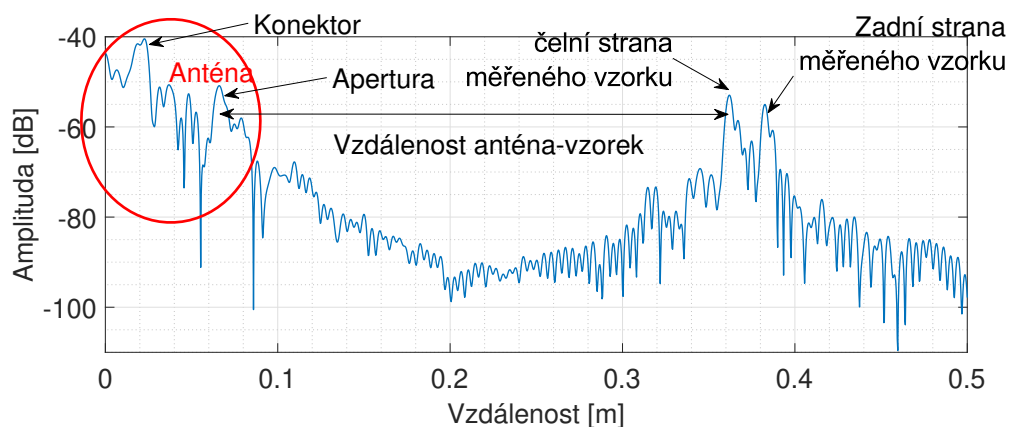
Obrázek 5.3: Amplitudová charakteristika v časové oblasti vypočítaná z filtrovaných a nefiltrovaných dat (obr. 5.2)

Jak je patrné z obrázku 5.3 aplikace předchozího filtru (obr. 5.2) způsobí zřetelnější oddělení vzorku a prostoru mezi ním a anténou, což je důležité pro následnou filtraci a time-gating.

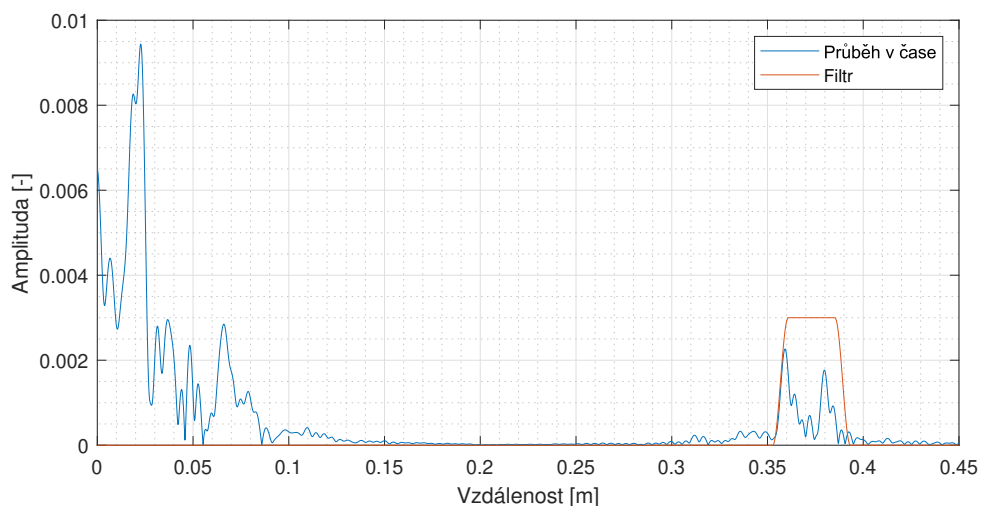
5.2 Fourierova transformace a time-gating

Po úpravě frekvenčního spektra S-parametrů je možné jej převést na časový signál. K tomu lze využít Fourierovu transformaci (FT), respektive zpětnou FT, přímo definovanou v knihovněch MATLABu, nebo je možné implementovat funkci vlastní, matematicky definovanou v [35]. Výhodou vlastní implementace je větší kontrola nad procesem FT. Zpětná FT převede frekvenční spektrum na časový signál. Z času (a znalosti rychlosti šíření elektromagnetického záření ve vzduchu) je pak snadné přepočítat čas na vzdálenost a zobrazit tak průběh odrazu nebo přenosu v závislosti na vzdálenosti vzorku od referenční roviny (antén). Je však třeba si uvědomit, že jelikož je relativní permitivita materiálu $\epsilon_{r,mat} > 1$ je rychlost šíření elektromagnetického vlnění v tomto materiálu menší, než rychlost šíření ve vzduchu a proto se tloušťka materiálu jeví větší, než ve skutečnosti je.

Data přepočítaná do časové oblasti umožňují zobrazit amplitudovou charakteristiku odrazu a přenosu závislou na vzdálenosti od antény. Na tomto průběhu je dobře vidět odraz od stěn vzorku, konektorů a apertury. Navíc lze pak tato data pomocí tzv. time-gatingu (TG, výběr časového okna) vyfiltrovat tak, že se vybere jen požadovaný časový úsek, respektive požadovaná vzdálenost mezi anténami (obr. 5.5). Lze tak vyfiltrovat pouze odraz od samotného vzorku a toto vyfiltrované okno převést zpět do frekvenční oblasti. Tímto postupem lze získat vyfiltrované amplitudové spektrum ve frekvenční oblasti zbavené okolního rušení a zejména vlivu antény. Následující obrázky snad dají lepší pochopení popsaného postupu.



Obrázek 5.4: Odraz S11 - impulzní odezva, časová oblast

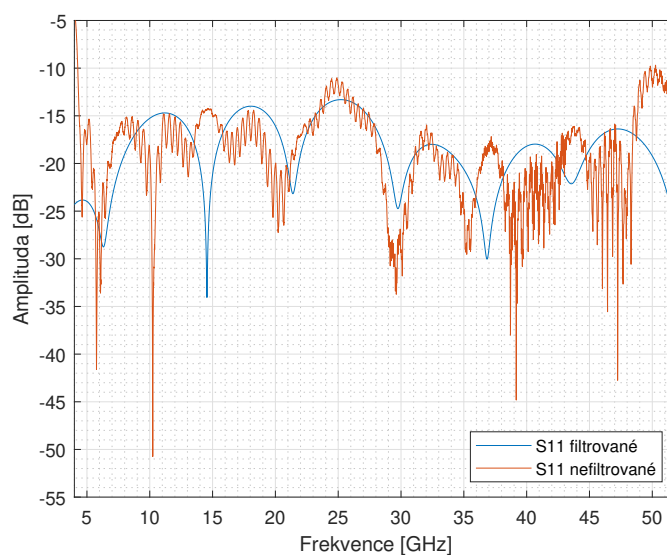


Obrázek 5.5: Time gating

Na obrázcích 5.4 a 5.5 je názorně vidět, proč je softwarové filtrování a kalibrace dat tak důležitá. Odrazy od antény, které nelze odstranit kalibrací přímo na VNA jsou totiž výraznější než odrazy od samotného vzorku. Pokud by tedy data nebyla filtrována, veškeré výpočty a zobrazení frekvenčních spekter signálu by představovaly zejména odrazy od konektorů antén, popř. odrazy na rozhraní apertury antén a vzduchu (tj. přizpůsobení antén) a data by tak byla zcela nevyovídající.

Na obrázku 5.4 jsou popsány tyto důležité informace: odraz od apertury je větší, než odraz od vzorku, lze určit vzdálenost antény (referenčních rovin) od vzorku a lze též pozorovat, že k odrazu dojde nejen na čelní straně vzorku, ale i na zadní straně, což odpovídá teorii mnohonásobných odrazů elektromagnetického záření.

Časové okno, které je zachyceno na obrázku 5.5 vybere pouze oblast vzorku a ostatní hodnoty vynásobí nulou. Tím se vybere pouze oblast, kde se nachází vzorek a kde dochází k odrazům, případně přenosu, od vzorku. Čím přesněji je okno definováno, tím přesnější jsou následná data, protože je lépe potlačen vliv okolí, odrazu od držáku vzorku, měřicího stolu a podobně. Takto upravená data jsou tak připravena na převod zpět do frekvenční oblasti přímou Fourierovou transformací. Je zřejmé, že filtrovaný průběh nemůže být stejný (ani tvarově) jako průběh nefiltrovaných dat, protože byl odstraněn převládající vliv apertury, což ostatně ukazuje obrázek 5.6.



Obrázek 5.6: Červená: spektrum odrazu bez time-gatingu. Modrá: filtrované spektrum odrazu

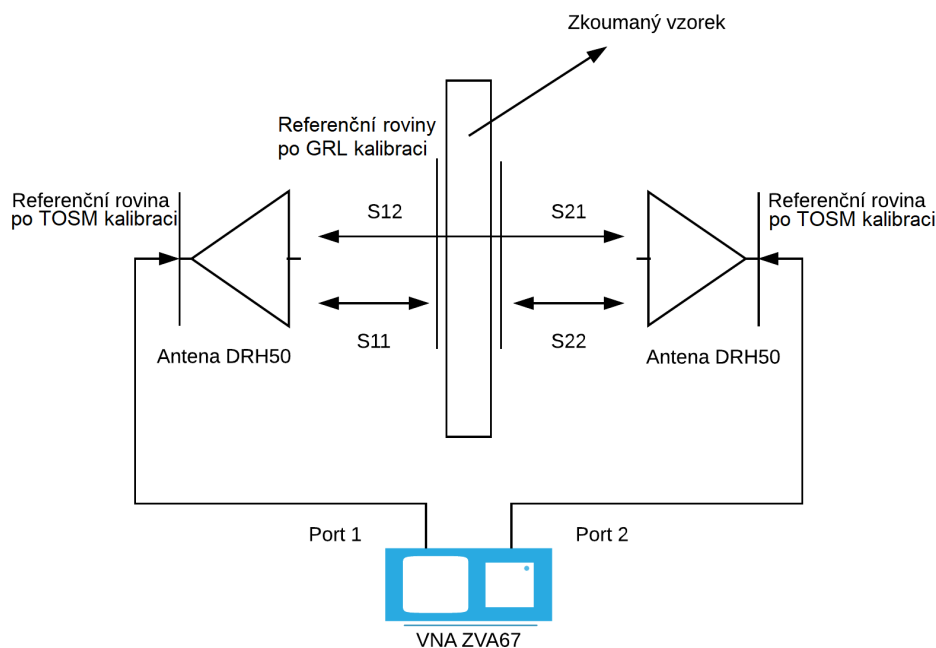
Je však velmi důležité podotknout, že takto popsaný time-gating není vhodný pro přímý výpočet materiálových parametrů, protože tímto procesem nedojde k odstranění systematické chyby v celé měřicí trase. Tento postup neposkytne pouze frekvenční spektrum přenosu/odrazu

pouze od vzorku. Z toho důvodu je nezbytné použít další kalibraci, například GRL.

5.3 GRL kalibrace

GRL (z anglického *gated-reflect-line*) je metoda kalibrace měření vektorovým analyzáto-rem ve volném prostoru. Tato metoda je založena na měření dvou kalibračních standardů, třetí je vytvořen softwarově. Pro správnou implementaci je třeba měřením získat S-parametry dokonale odrazné plochy (*reflect*) a volného prostoru (*line*). Standard *match* je v tomto případě nahrazen softwarovým kalibrem, je vytvořen časovým filtrováním průběhu měření odrazného standardu - provede se TG a odfiltruje se odraz od kovové desky. Pro výpočet samotných chybových modelů není měření vlastností vzorku nezbytné. Tímto se GRL kalibrace odlišuje od jiných kalibračních technik využívaných pro měření ve volném prostoru TRL [36] (*thru-reflect-line*) a TRM [37] (*thru-reflect-match*), které obě vyžadují tři měřené kalibrační reference.

Zjednodušeně řečeno GRL kalibrace využívá dvou měření - odrazu a přenosu, na základě kterých jsou určeny příslušné parametry měřící soustavy a odstraněny vlivy prostoru mezi anténou a vzorkem. Dojde tak k posunu referenční roviny až k samotnému vzorku, takže vliv antén a prostředí, který by jinak vnášel do měření nepřesnost, je potlačen. [38].



Obrázek 5.7: Znázornění posunu referenčních rovin po TOSM a GRL kalibraci

Princip GRL kalibrace popsáný v [39] byl implementován v MATLABu, jako post-processingová metoda kalibrace změřených dat. Skripty potřebné pro GRL kalibraci byly převzaty a upraveny od Ing. Viktora Adlera, Ph.D. z katedry elektromagnetického pole ČVUT a jsou součástí digitální přílohy této práce.

Výpočet je založen na vytvoření tzv. error boxů. Error boxy představují chybové modely vypočítané z měření volného prostoru a odrazné plochy a jsou vypočítány pro oba porty. Název metody napovídá, že důležitým krokem při výpočtu chybových modelů je převod frekvence na časovou základnu a správná definice časového okna (time-gating). GRL kalibraci jsou vypočítány korekce amplitudy i fáze a jsou tak vytvořeny chybové modely, které jsou následně aplikovány na měření skutečných vzorků. Takto jsou korigována chybná data ovlivněná nejrůznějšími již diskutovanými chybami v celém měřícím řetězci.

Zásadní jsou vlastnosti odrazivé kovové desky, u které se předpokládá dokonalý odraz

($\Gamma_{kov} = -1$) [40]. Pro time gating je rovněž nezbytné znát tloušťky jednak kovové desky, jednak měřeného materiálu. Ty by měly být z principu metody rovny, což je ale velmi nepraktické. Vhodným de-embeddingem lze kompenzovat různé tloušťky materiálu a referenční desky tím, že se posunou referenční roviny na rozhraní vzduch-materiál, což je důležité, protože zkoumané vzorky jsou většinou různě silné.

5.4 Metody extrakce komplexní permitivity a permeability

Měřením komplexních elektromagnetických vlastností nejrůznějších materiálů se v průběhu minulých let zabývala celá řada vědců a bylo tak vyvinuto množství přístupů a metod. Různé postupy měření elektromagnetických parametrů (kapitola 4.2) implikují různé metody zpracování dat a výpočtů komplexních veličin. Americký Národní institut standardů a technologie (NIST *National institute of standards and technology*) vydal v roce 2005 poměrně obsáhlou zprávu, ve které autoři popisují jednak metody měření elektromagnetických vlastností látek, jednak metody extrakce relativní permitivity a permeability [24].

Metody popsané v této práci (ale i mnohé další) lze nalézt v mnoha adaptacích, protože si je různí autoři přizpůsobují na míru pro své potřeby. Například v databázi IEEE lze na toto téma dohledat nespočet odborných článků. Některé metody poskytují explicitní vyjádření komplexní permitivity ε_k a permeability μ_k , zatímco jiné pracují na zjednodušeném principu a definují pouze permitivitu. Všechny ale mají společný základ a vychází ze stejných matematicko-fyzikálních vyjádření S-parametrů plynoucích z Maxwellových rovnic a radiofrekvenčních poměrů dvojbranu. Podrobné odvození lze nalézt například v [41] nebo [42].

Jednu z nejznámějších metod vyvinuli Nicolson a Ross [43] a Weir [44] a je podle nich pojmenována. Na základě rovnic, které odvodili, pak staví svůj výzkum řada dalších vědců. Za zmínku stojí například [45], kde je nejen popsán význam Nicolsonovy-Rossovy-Weirovy (NRW) metody, ale je nabídnut i další přístup k výpočtům zejména komplexní permitivity, který odstraňuje chyby NRW algoritmu na frekvencích odpovídající násobku poloviny vlnové délky.

Velmi užitečný je manuál vydaný přímo výrobcem vektorového analyzátoru, který rovněž popisuje jednotlivé metody měření a extrakce elektromagnetických vlastností [46]. Lze zde dohledat určitý návod, kdy je vhodné uchýlit se ke konkrétní metodě měření a v návaznosti na to zvolit nejlepší metody výpočtu elektromagnetických veličin.

Na základě výše uvedených odvození S-parametrů lze sestavit soustavu rovnic, které popisují vztahy mezi parametry dvojbranu a na základě kterých lze popsat jeho chování. V důsledku lze upravit tyto rovnice pro potřeby extrakce komplexních elektromagnetických veličin, je však třeba vycházet z korektních matematických definic. Důležitým předpokladem je symetrie soustavy, matematicky vyjádřená jako:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} \\ S_{12} &= S_{21} \end{aligned} \tag{5.1}$$

To jinými slovy znamená, že odrazy od portu 1 a 2 jsou stejné, tak jako přenos z portu 1 do portu 2 a obráceně. V tomto konkrétním případě to znamená, že vzorek je symetrický, takže dochází od obou stran ke stejným odrazům a jsou použity stejné antény (zejména z hlediska vyzařovacích charakteristik) na obou portech. Jak bude ukázáno v dalších částech, některé metody si vystačí pouze s dvěma parametry S_{11} a S_{21} a v takovém případě není předpoklad symetrie nutný. Každopádně lze z definice S-parametrů psát následující rovnice.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} & S_{21} &= \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} & \Gamma &= \frac{Z - 1}{Z + 1} \\ T &= e^{-\gamma L} & Z &= \frac{\mu_r \gamma_0}{\gamma} & \eta_r &= \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \\ \gamma &= jk_0 \sqrt{\eta_r^2 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} & \gamma_0 &= jk_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} & k_0 &= \frac{2\pi f}{c} \end{aligned} \tag{5.2}$$

V soustavě rovnic 5.2 platí, že Γ je koeficient odrazu, T koeficient přenosu, Z vlnová impedance, L tloušťka materiálu, f a f_c frekvence a mezní frekvence (*cut-off* frekvence), γ a γ_0 je konstanta šíření v materiálu a ve vzduchu, k_0 je tzv. vlnové číslo ve volném prostoru a η_r je relativní index lomu. Nezávislé proměnné v této soustavě jsou frekvence, relativní permitivita a permeabilita, tloušťka materiálu a mezní frekvence f_c . Tato soustava je velmi obecná a popisuje šíření elektro-

magnetického vlnění obecného dvouportového systému. Mezní frekvence f_c je mezní frekvence ve vlnovodu, pro klasický obdélníkový vlnovod platí, že $f_c = \frac{c}{2a}$, kde a je velikost delší strany toho vlnovodu. V případě měření ve volném prostoru je ale mezní frekvence f_c nulová a pro nemagnetické materiály platí $\mu_r = 1$. Tyto skutečnosti zjednoduší soustavu 5.2 pro měření ve volném prostoru, takže pro extrakci komplexní permitivity bude možné použít postupy uvedené v dalších částech textu.

V následujících kapitolách budou podrobně probrány fundamentální metody výpočtu komplexní elektromagnetických veličin. Některé z nich budou rovněž rovněž prezentovány přímo jako skripty psané v MATLABu využitě pro výpočty komplexní permitivity.

5.4.1 Nicolsonova-Rossova-Weirova metoda

Tato metoda, která se často označuje zkratkou NRW, je jednou z nejpoužívanějších metod extrakce komplexní permitivity i permeability. Podle konkrétní implementace vyžaduje algoritmus NRW všechny čtyři ($S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$) nebo dva (S_{11}, S_{21}) S-parametry. Obliba NRW metody spočívá v tom, že je neiterativní a tedy rychlá, protože vyjadřuje explicitně obě komplexní veličiny a také jí lze aplikovat na měření ve volném prostoru, ve vlnovodu i na koaxiálním vedení, což jsou nejčastěji používané metody měření.

Zásadní nevýhodou je naopak kolísání výsledků v okolí celočíselných násobků poloviny vlnové délky, odpovídající tloušťce materiálu. Parametr S_{11} je v těchto bodech velmi malý a chyba výpočtu roste. Navíc, jak bude ukázáno, algoritmus výpočtu má nekonečně mnoho řešení a právě v těchto bodech se mění index násobku. Tato nejednoznačnost pak vnaší na daných frekvencích do výpočtu chybu, kterou v rámci NRW nelze moc dobře korigovat. Právě proto je autory doporučeno tuto metody využívat pro tenké materiály, což ovšem nemusí být bez předchozí znalosti permitivity materiálu praktické.

NRW vychází ze sady rovnic 5.2 s několika úpravami a dalšími odvozeními:

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \qquad S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \qquad (5.3)$$

Rovnice 5.3 jsou vztahy definující S-parametry 2-portového systému, ty jsou ale především získány měřením vektorovým analyzátozem. Koeficient odrazu Γ je vyjádřen jako funkce S-parametrů následovně:

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (5.4)$$

kde

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (5.5)$$

Znaménko v rovnici 5.4 je voleno tak, aby byla splněna podmínka $|\Gamma| < 1$. S využitím koeficientu odrazu Γ lze vypočítat koeficient přenosu T

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (5.6)$$

Navíc Γ a T mohou být alternativně vyjádřeny jako funkce komplexní permitivity ε_k a permeability μ_k takto:

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\frac{\mu_k}{\varepsilon_k} - 1}}{\sqrt{\frac{\mu_k}{\varepsilon_k} + 1}} \quad (5.7)$$

$$T = e^{-j\left(\frac{\omega}{c}\right)L\sqrt{\mu_k\varepsilon_k}} \quad (5.8)$$

Po úpravě rovnic 5.7 a 5.8 a zavedení koeficientů c_1 a c_2 , lze algebraicky vyjádřit vztahy pro výpočet komplexní permitivity ε_k a permeability μ_k [38], [43]

$$\mu_k = \sqrt{c_1 c_2} \quad (5.9)$$

$$\varepsilon_k = \sqrt{\frac{c_2}{c_1}} \quad (5.10)$$

A to tak, že

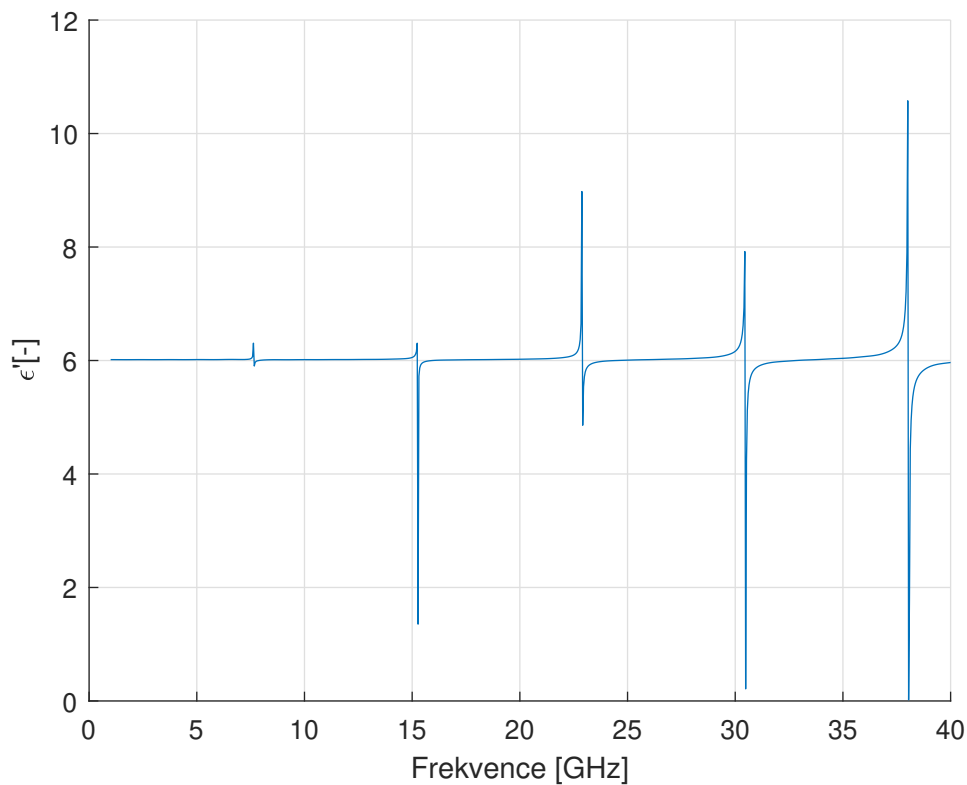
$$c_1 = \frac{\mu_k}{\varepsilon_k} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right)^2 \quad (5.11)$$

$$c_2 = \mu_k \varepsilon_k = - [c(\omega d)^{-1} \ln(T^{-1})]^2 \quad (5.12)$$

Rovnice 5.7 až 5.12 jsou odvozeny již za předpokladu měření ve volném prostoru, kde je mezní frekvence f_c nulová (viz rovnice 5.2). Obecné odvození pro různé metody měření lze nalézt například v [46].

V tomtéž návodu je mimo jiné popsán i matematický problém nejednoznačnosti řešení. Rovnice 5.12 má pro komplexní koeficient průchodu T nekonečně mnoho řešení, protože logaritmus komplexního čísla $\ln(z) = \ln|z| + j(\Phi + 2\pi n)$. Φ je v tomto případě fáze T a $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ je již několikrát zmíněný inkrement, který změní svoji hodnotu v bodech nestability výpočtu.

V příloze B.1 je uvedena ukázka implementace NRW metody v MATLABu. V ukázce je použito stejné značení, jaké bylo použito v odvození rovnic výpočtu NRW metody. V tomto kódu je nalezení inkrementu n spíše empirické. Korektní odvození a výpočet vychází z porovnání vypočítaných a změřených elektrických délek a fázového posunu měřených a spočítaných parametrů (koeficient T se nemění při zvětšení tloušťky vzorku o násobek vlnové délky). Matematicky správné vyjádření vyžaduje náročnější a v některých krocích jinak provedené měření, takže korektní určení n není možné. Přístup naznačený v ukázce kódu však poskytuje dobré výsledky a pro výpočet komplexní permitivity je více než dostačující.



Obrázek 5.8: Výpočet permitivity 8 mm tlustého skla NRW metodou z dat získaných simulací

Obrázek 5.8 ukazuje typický průběh NRW metodou extrahované relativní permitivity z dat získaných počítačovou simulací. Výpočet probíhal na základě počítačově simulovaných dat modelu skla 8 mm tlustého s komplexní permeabilitou $\mu_k = 1$, permitivitou $\varepsilon_k = 6$ (s nulovou imaginární částí). Z grafu je dobře vidět dříve diskutovaný problém nestability výpočtu na frekvencích odpovídajícím n -násobku poloviny vlnové délky vzhledem k tloušťce materiálu. Protože předpokládáme, že polovina vlnové délky je tloušťka materiálu a bereme v úvahu rovnice

2.1 a 2.4, můžeme spočítat kritické frekvence pro dané měření:

$$\lambda = 2L \quad (5.13)$$

$$f = n \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon'}} \quad (5.14)$$

$$f = n \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 8 \cdot 10^{-3} \sqrt{6}} \approx n \cdot 7,66 \text{GHz} \quad (5.15)$$

Pomocí grafu 5.8 lze ověřit, že celočíselné násobky frekvence 7,66 GHz vykazují chybové chování, které je důsledkem jednak malé hodnoty S-parametru S_{11} , jednak nekonečně mnoha řešení rovnice 5.12.

5.4.2 Neiterativní metoda

Princip neiterativní metody (NNICM - *new non-iterative conversion method*) je nejlépe popsán v [47], kde je rovněž tato metoda porovnána s NRW. NNICM a NRW jsou si velmi podobné, NNICM využívá jiné formulace a je vhodná pouze pro výpočty komplexní permitivity (předpokládá $\mu_k = 1$). NNICM má oproti NRW hned několik výhod, tou nejdůležitější je stabilita na frekvencích odpovídajících polovině vlnové délky vztahované k tloušťce materiálu. Jelikož je neiterativní, tak je rychlejší než jiné přístupy a nepotřebuje počáteční odhad komplexní permitivity. Jedinou nevýhodou tak je nemožnost extrakce komplexní permeability.

Koeficienty Γ a T jsou získány přímo ze změřených S-parametrů stejným způsobem, jako je popsáno v rovnicích 5.4 až 5.6. Dále jsou definovány efektivní elektromagnetické parametry (ne nutně pro měření ve volném prostoru, viz dále) [46]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\lambda_{og}}{\Lambda} \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad \mu_{eff} = \frac{\lambda_{og}}{\Lambda} \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (5.16)$$

kde

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln(T^{-1}) \right]^2 \quad (5.17)$$

$$\lambda_{og} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (5.18)$$

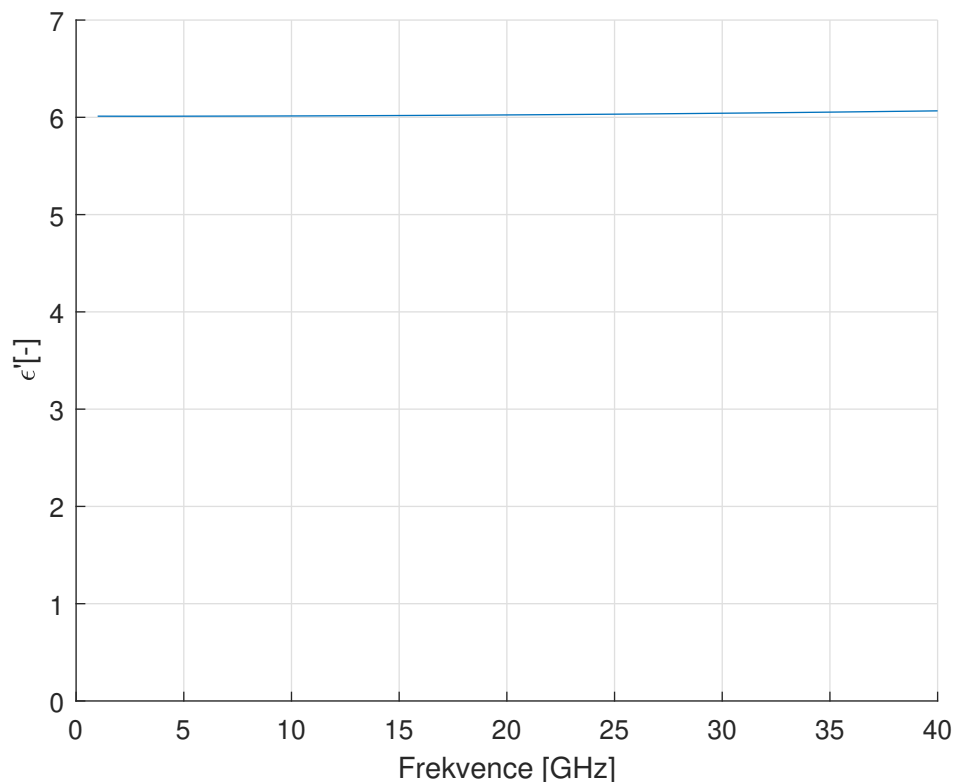
kde λ_0 je vlnová délka ve vzduchu. Takto definovaná efektivní permitivita a permeabilita je posléze využita k výpočtu komplexní permitivity.

$$\varepsilon_k = \left(1 - \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \right) \varepsilon_{eff} + \frac{\lambda_0^2}{\lambda_c^2} \frac{1}{\mu_{eff}} \quad (5.19)$$

Rovnici 5.20 lze zásadně zjednodušit pro měření nemagnetických materiálů ve volném prostoru. Jelikož v takovém případě je mezní frekvence $f_c = 0 \rightarrow \lambda_c = \infty$ a $\mu_k = 1$. Potom tedy můžeme psát

$$\varepsilon_k = \varepsilon_{eff} = \left(\frac{\lambda_{og}}{\Lambda} \right)^2 = -\lambda_0^2 \left[\frac{1}{2\pi L} \ln(T^{-1}) \right]^2 \quad (5.20)$$

Rovnice 5.20 byla implementována v MATLABu a je obsahem přílohy B.2 (kroky 1, 2 a 3 jsou stejné jako v kódu pro výpočet pomocí NRW).



Obrázek 5.9: Výpočet permitivity 8 mm tlustého skla neiterativní metodou

Na obrázku 5.9 je dobře vidět hlavní výhoda toho neiterativního algoritmu oproti NRW metodě výpočtu komplexní permitivity. Na shodných datech nejsou pozorovány žádné nestability výpočtu na frekvencích odpovídajícím polovině vlnové délky vzhledem k tloušťce vzorku. Permittivita však s rostoucí frekvencí mírně roste a odchyluje se od správné hodnoty. Tento jev je dán s největší pravděpodobností způsobem implementace NNICM metody v MATLABu a numerickou nepřesností v simulátoru.

5.4.3 NIST iterativní metoda

Poslední metoda, která bude představena v této práci je iterativní metoda vyvinutá americkým Národním institutem standardů a technologie, proto se v literatuře označuje jako

NIST iterativní metoda. NIST iterativní nebyla díky dobrým výsledkům předchozích dvou metod a podstatně náročnější implementaci použita pro výpočty komplexní permitivity, bude tak popsána stručněji a bez ukázky praktického použití.

Tato metoda je stejně jako NNICM vhodná pro extrakci komplexní permitivity, tedy pro měření nemagnetických materiálů. Matematicky však nemá s předchozími dvěma postupy příliš společného. Je totiž iterativní, což znamená, že princip spočívá v hledání kořenů soustavy rovnic a vyžaduje poměrně dobrý počáteční odhad, což je asi největší úskalí. Pokud je k dispozici dobrý odhad permitivity, je tato metoda poměrně přesná. Její další výhodou je, že výsledky nejsou zatíženy chybou na frekvencích odpovídajících $n\frac{\lambda}{2}$. Další výhodou této metody je také to, že je poměrně robustní a využitelná pro široké spektrum materiálů libovolných tloušťek. Nevýhodou je náročná implementace a dlouhý výpočetní čas způsobený vyšší složitostí algoritmu.

Ve skutečnosti bývá NIST metoda použita ve spolupráci s NRW, která zde slouží jako zdroj odhadu relativní permitivity. Proces opět vychází ze základní sady rovnic 5.2.

$$\gamma = j\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0\omega^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (5.21)$$

A za předpokladu, že měřen je nemagnetický materiál $\mu_r = 1$ lze koeficient Γ vyjádřit pomocí konstant šíření:

$$\Gamma = \frac{\gamma_0 - \gamma}{\gamma_0 + \gamma} \quad (5.22)$$

Koeficient přenosu T je pak

$$T = e^{-\gamma L} = e^{-jL\sqrt{\varepsilon_r\varepsilon_0\mu_0\omega^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (5.23)$$

Řešení jedné z následujících rovnic, která bude konvergovat k nule, umožní určit komplexní

permitivitu.

$$F_{(\varepsilon_r)} = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} - \left[e^{-2\gamma_0(L_{air}-L)} \right] \frac{T^2 - \Gamma^2}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (5.24)$$

$$F_{(\varepsilon_r)} = \frac{S_{21} + S_{12}}{2(1 - \Gamma^2 T^2)} - T(1 - \Gamma^2)e^{-j\gamma_0(L_{air}-L)} \quad (5.25)$$

L_{air} je zde vzdálenost mezi anténami. V [46] a [24] je dále navrhován následující postup: s užitím jedné nebo druhé rovnice se sestaví Jacobiho matice parciálních derivací, pomocí níž se s užitím Newtonovy numerické metody naleznou kořeny rovnice, která by v těchto bodech měla konvergovat k nule $F_{(\varepsilon_r)} = 0$. Vzhledem k rozsahu této práce není nezbytné využívat tuto metodu, mimo jiné proto, že NNICM metoda je dostatečně přesná, rychlejší a podstatně méně náročná na implementaci, protože nevyžaduje použití optimalizačních funkcí.

Uvedené tři metody nejsou jediné, existuje několik jejich modifikací, ale i zcela jiných přístupů. V následující kapitole budou prezentovány výsledky měření komplexní permitivity stavebních nemagnetických materiálů. Pokud nebude uvedeno jinak, tak prezentované výsledky budou výsledky založené na výpočtech NNICM.

Kapitola 6

Výsledky

6.1 Výsledky měření

Měření ve volném prostoru byly podrobeny materiály popsané v kapitole 4.4. V dosud popsaných kapitolách byly teoreticky vysvětleny základní principy a postupy, které budou použity dále pro praktickou realizaci měření a zpracování dat za účelem získání elektromagnetických parametrů stavebních materiálů. Ze změřených a počítačově upravených dat byla extrahována komplexní permitivita, jejíž výsledky budou prezentovány v této kapitole. Cílem této práce bylo totiž jednak získat hodnoty elektromagnetických veličin stavebních materiálů, ale také navrhnout metodiku měření a zpracování naměřených výsledků. Metoda měření ve volném prostoru je sice náročnější na úpravu a zpracování dat a vyžaduje vysokou pečlivost, pro měření stavebních materiálů je však nenahraditelná. Lze ji použít pro různě velké vzorky nebo i reálné konstrukce, je mobilní a nevyžaduje žádnou úpravu měřeného vzorku. GRL kalibrace i navržené skripty pro výpočet komplexních elektromagnetických veličin jsou obecné a lze je aplikovat na jakýkoliv materiál podrobený tomuto typu měření.

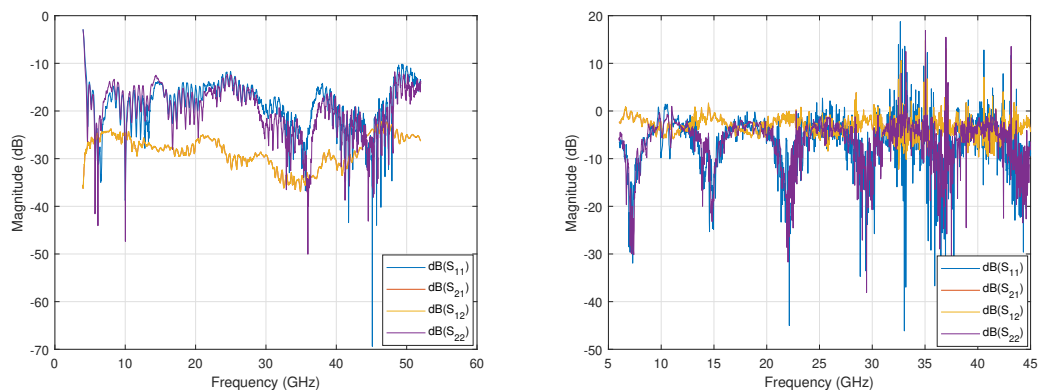
V následujících kapitolách jsou prezentovány výsledky měření S-parametrů a extrakce komplexní permitivity měřených vzorků. U jednotlivých měření bude uvedeno i porovnání s

teoreticky předpokládanými hodnotami uvedené například v [15], [40] nebo fyzikálních tabulkách. Dále budou porovnány s měřením popsáním právě v [40]. Autoři se v této zprávě zabývají realizací podobného typu měření elektromagnetických vlastností stavebních materiálů, a proto se dobře hodí pro porovnání výsledků. Pro možnost porovnání je část s teoretickými předpoklady a výsledky měření z jejich zprávy uvedena v příloze A, celá je pak obsažena v digitální příloze.

6.1.1 Sklo

Jako reprezentativní příklad, na kterém byly v minulých kapitolách prezentovány výsledky simulace nebo různých metod výpočtů komplexních elektromagnetických veličin, bylo zvoleno sklo. Skleněná tabule je totiž z hlediska měření šíření elektromagnetických vln (zvláště na vyšších frekvencích) ideální materiál. Je dokonale hladká, rovná, homogenní a izotropní, lze ji dobře namodelovat a měření jejich elektromagnetických vlastností poskytuje konzistentní, kvalitní výsledky.

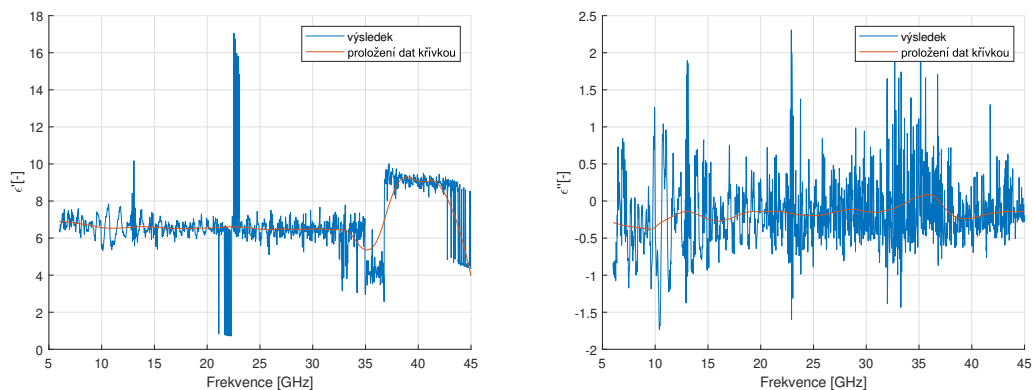
Následuje graf 6.1 - porovnání změřených a kalibrovaných S-parametrů. Problém byl již nejdnou popsán, nicméně parametry na levém grafu jsou zatíženy řadou chyb a nepřesností, které bylo pro získání komplexní permitivity nutné odstranit. Graf v levé části reprezentuje data tak, jak byly získány vektorovým analyzátozem. Jsou tedy ovlivněny odrazy od antény a okolního prostředí, útlumem volného prostoru atd. Data na pravém obrázku jsou data time-gatingem vybrané oblasti vzorku a GRL kalibrací předdefinovanými referenčními rovinami umístěnými na strany vzorku pro odstranění většiny systematických chyb.



Obrázek 6.1: Porovnání S-parametrů před a po GRL kalibraci

Na pravém grafu průběhu S-parametrů po GRL kalibraci je vidět, že hodnoty v několika případech rostou přes 0, což ale z principu není možné. Tento nesoulad je dán numerickou chybou, která vznikne při relativně složitém výpočtu kalibračního modelu. Dále lze pozorovat, že od cca 32 GHz začínou zkalibrovaná data vykazovat větší rozkmit, než na nižších frekvencích. Příčin tohoto problému může být víc, hlavní podíl na tom má FSL rostoucí s frekvencí a ztráty obecně, například v kabelech, větší šum atp. Na takto vysokých frekvencích hraje roli i amplitudová a fázová nestálost kabelů. Tyto jevy jsou pozorovány u všech měření, jedná se o systematickou chybu, u dalších měření již nebude explicitně zmiňována.

Následující obrázek již zobrazuje průběhy reálné a imaginární části komplexní permitivity tak, jak byly vypočteny na základě naměřených a zkalibrovaných dat.



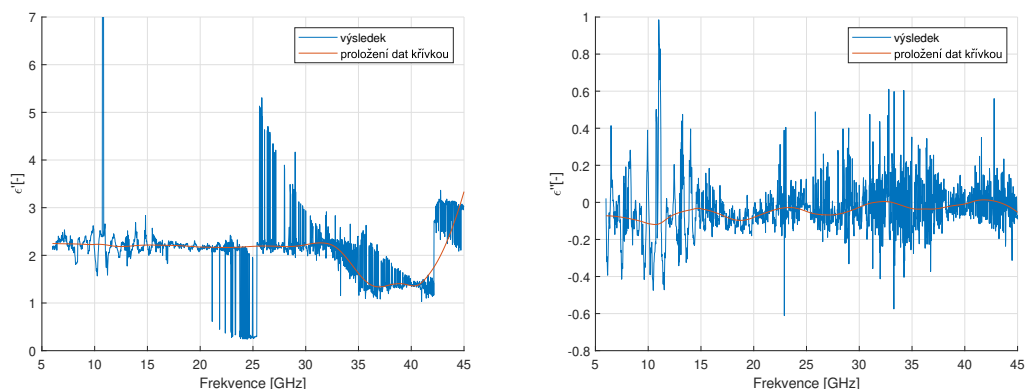
Obrázek 6.2: Reálná (ϵ') a imaginární (ϵ'') část komplexní permitivity

Vypočítané hodnoty jsou mírně rozkmitané, proto jsou proloženy křivkou. Hodnota relativní permitivity (pozn.: $\epsilon' = \epsilon_r$) kolísá zhruba v intervalu $\epsilon_r \in (6, 5; 6, 8)$, imaginární složka pak $\epsilon'' = -0,5$ až $\epsilon'' = 0,1$, většina hodnot ale leží okolo nuly. Porovnáním s tabulkou 3.1 zjistíme, že se výsledky přibližně shodují s předpokladem. Přibližně proto, že hodnoty uvedené v tabulce je třeba brát s rezervou, různé typy skla se mohou lišit v hodnotách komplexní permitivity, takže hodnoty v tabulce jsou spíše orientační. Ve výše zmíněné zprávě z měření autoři uvádějí komplexní permitivitu $\epsilon_k = 6,5$, okolo které se jejich i zde představené výsledky pohybují. Průběh imaginární části komplexní permitivity je dle zprávy nenulový, byť nabývá velmi malých záporných hodnot. Výraznější odchylky, které vybočují z celkového trendu hodnot souvisí s tloušťkou materiálu. Lze je pozorovat na frekvencích odpovídajícím n násobkům $\frac{\lambda}{2}$ vzhledem k tloušťce skla (8 mm). Na obrázku 6.1 vpravo to jsou frekvence odpovídající poklesům odrazu (S_{11} a S_{22}).

Z grafu je rovněž bohužel patrná chyba, která se vyskytuje i v dalších měřeních. Okolo frekvence 32 GHz dojde k náhlé změně hodnot od které již není výpočet správný. Původ této chyby se nepodařilo s jistotou objasnit, lze předpokládat, že za ní mohou stát systematické chyby v měření, nárůst FSL, ovlivnění dynamiky měření, či možná i chyba v určení inkrementu n nebo jiná numerická chyba ve výpočtu (viz kapitola o metodách výpočtu komplexních elektromagnetických veličin).

6.1.2 Sádrokarton

Měření sádrokartonu probíhalo na dvou vzorcích, jednom s označením 302 o tloušťce 12,5 mm a na druhém označeném číslem 602 a tloušťkou 9,5 mm. Sádrokarton je z elektromagnetického pohledu komplikovanější struktura než sklo. Jedná se o složenou strukturu, takže výsledná permitivita bude něco, co by se dalo nazvat efektivní permitivitou, což je kombinace permitivity sádry a dvou kartonových plátů, které ji obklopují. Lze očekávat, že průběh relativní permitivity v závislosti na frekvenci bude méně stabilní než v případě měření skla a bude vykazovat více odchylek od průměrné hodnoty. Prezентovat průběhy S-parametrů není nutné, protože se principiálně neliší od S-parametrů jiných materiálů, zásadní jsou průběhy reálné a imaginární složky komplexní permitivity, které jsou zachyceny na následujících grafech 6.3.

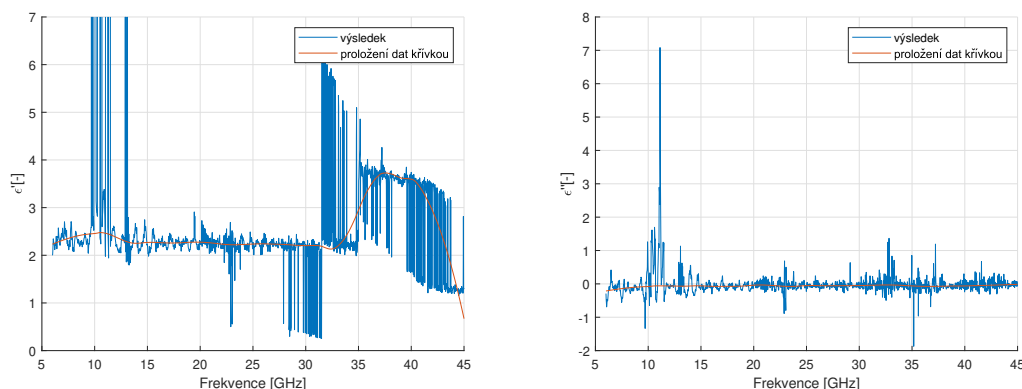


Obrázek 6.3: Průběhy permitivity sádrokartonu 302 (tloušťka 12,5 mm)

Relativní permitivita sádrokartonu 302 je přibližně rovna $\varepsilon_r = 2,2$. Imaginární pak osciluje mezi $\varepsilon'' = -0,1$ až $\varepsilon'' = 0$. Obě hodnoty souhlasí s teoretickým předpokladem. Správnost výpočtu je podpořena výše citovanou zprávou, kde autoři měřením zjistili stejnou hodnotu relativní permitivity a imaginární složku v rozmezí $\varepsilon'' = -0,3$ až $\varepsilon'' = -0,1$.

Druhý typ sádrokartonu s označením 602 má o něco vyšší relativní permitivitu (asi 2,4), ale téměř nulovou imaginární složku. Zde se hodnoty mírně liší od předpokladu, který tvrdí $\varepsilon_k = 2,2 - j0,1$. Porovnáním s dostupnými daty zjistíme, že se i tyto hodnoty liší stejnou měrou, autoři uvádějí výsledek o něco málo více než 2,2 (asi $\varepsilon_r = 2,23$). Hodnoty imaginární části

komplexní permitivity uvádí v rozmezí -0,6 až -0,1.

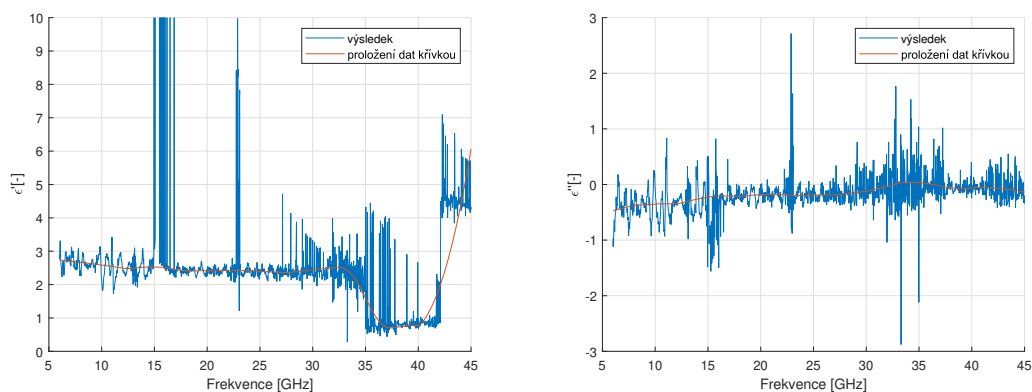


Obrázek 6.4: Průběhy permitivity sádrokartonu 602 (tloušťka 9,5 mm)

U obou výpočtů se projevuje chyba od frekvence 35 GHz. Také se ve výsledcích objevují hodnoty, které leží mimo celkový trend. Ty jsou dány principem výpočetního algoritmu, kdy v určitých poměrech S-parametrů může dojít k nestálosti. Tyto výkyvy se zpravidla vyskytují v bodech nestability - na frekvencích odpovídajících n násobku poloviny vlnové délky, kde parametr S_{11} nabývá malých hodnot. Tyto hodnoty je možné bez újmy na určení permitivity potlačit proložením křivkou, která je ze zřejmých důvodů celkově vhodnější pro reprezentaci vypočtených dat.

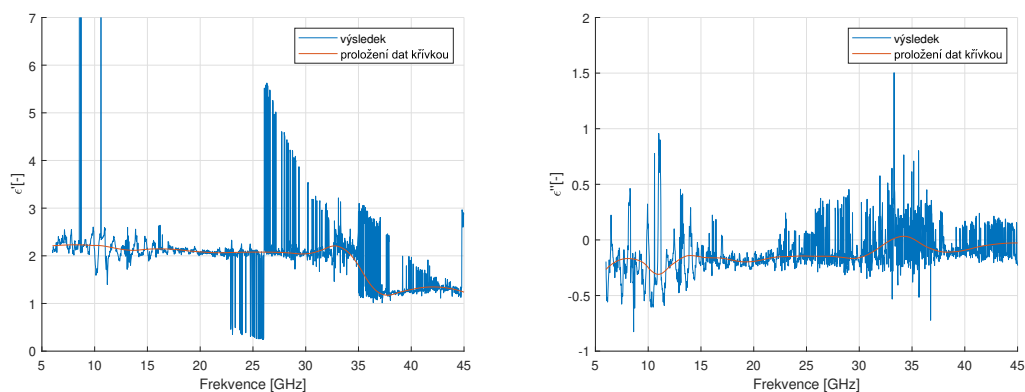
6.1.3 Dřevěné materiály

Komplexní permitivita byla počítána pro následující materiály: MDF desku, překližku a dřevotřísku. Výsledky měření a výpočtů jsou opět zobrazeny na následujících grafech. Podle předpokladu se jedná o nejsložitější konstrukce ve smyslu extrakce komplexních elektromagnetických veličin. Výsledky tomu částečně odpovídají, protože vykazují největší míru odchylek od průměru, každopádně výsledky odpovídají teoretickým předpokladům, na základě kterých je očekáváno: MDF deska - $\varepsilon_k = 2,4 - j0,15$, dřevotříska - $\varepsilon_k = 1,85 - j0,15$ a překližka $\varepsilon_k = 2,4 - j0,15$.



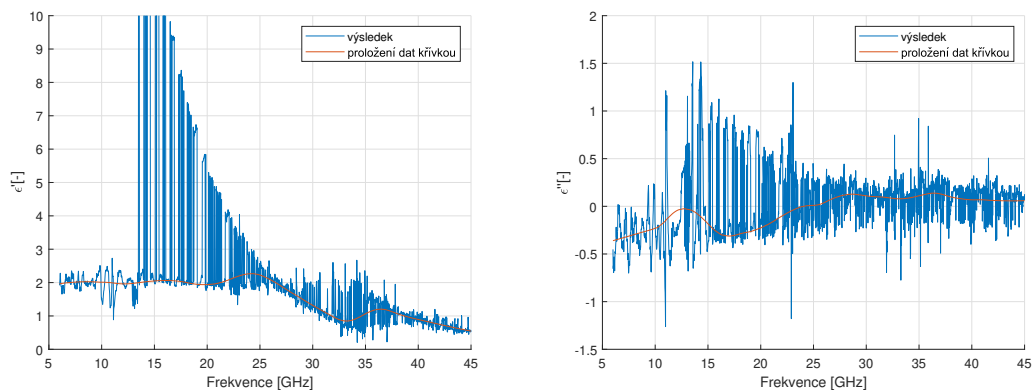
Obrázek 6.5: Průběhy permitivity MDF desky B2 (tloušťka 6 mm)

Hodnoty relativní permitivity se pohybují zhruba mezi 2,7 pro nejnižší frekvence až 2,4 kde se hodnota ustálí. Imaginární část komplexní permitivity je záporná skoro v celém spektru a pohybuje se od -0,5 do 0. Opětovným porovnáním se zprávou uvedenou v příloze lze pozorovat, že autoři došli měřením k podobným výsledkům v rozmezí asi 2,5 až 2,35, hodnoty imaginární části komplexní permitivity pak -0,18 až -0,13.



Obrázek 6.6: Průběhy permitivity dřevotřískové desky B5 (tloušťka 12,5 mm)

Pro dřevotřískovou desku B5 jsou průběhy podobné jako v předchozím případě, velikost relativní permitivity je nižší, asi mezi 2,2, většinou okolo 2. Imaginární část se nachází v intervalu -0,3 až 0. Porovnání s dostupnými výsledky je velmi podobné, asi 2,2 až 2 pro ϵ_r , -0,5 až -0,1 je pak obor hodnot ϵ'' .



Obrázek 6.7: Průběhy permitivity překližky B4 (tloušťka 8 mm)

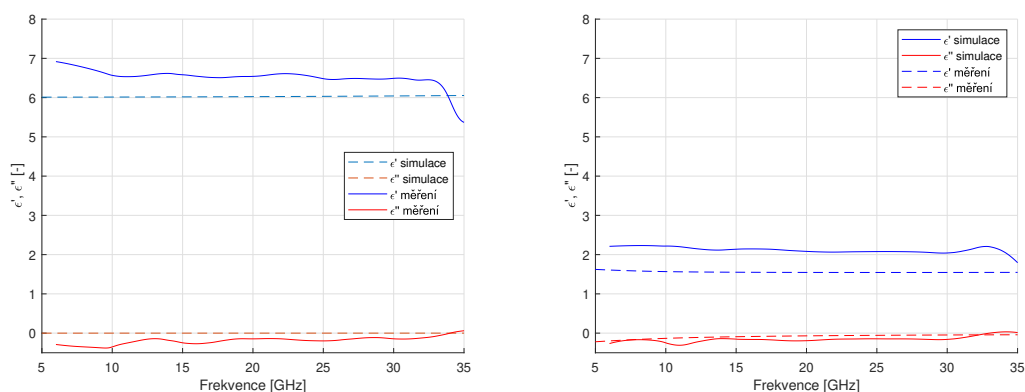
Poslední prezentovaný je vzorek překližky o tloušťce 8 mm a označením B4. U tohoto vzorku se nejvíce ukazuje jeho komplikovaná struktura, což se projevuje na výpočtu komplexní permitivity větším podílem chybných hodnot. Jak je vidět na příslušném grafu, kalibrace a výpočty si nebyly schopny dobře poradit s mnohanásobnými odrazy, takže data jsou ovlivněna chybou ve většině spektra. Navíc od frekvence asi 27 GHz začne permitivita klesat až na hodnoty menší než 1, což je nepochybně špatný výsledek. I přes to lze pro frekvence 6-20 GHz odhadnout pomocí prokladu dat relativní permitivitu, která na tomto intervalu odpovídá přibližně $\varepsilon_r \approx 2$. Imaginární složka komplexní permitivity pak spadá mezi hodnoty -0,4 až 0,2. Porovnáním s dostupnými zdroji (příloha A) - zde autoři změřili relativní permitivitu ε_r v rozmezí 2,05 až 1,8, ε'' pak -0,25 až -0,13.

Důležité je ještě zmínit, že všechny vzorky z dřeva vyrobených staveních materiálů byly suché, bez vázané vlhkosti. Vlhkost obsažená ve dřevě a dřevěných materiálech může zásadně ovlivnit komplexní permitivitu a posunout ji k podstatě vyšším hodnotám jak pro reálnou, tak imaginární část. Vlhkost nebyla stanovována zvláštním měřením, nicméně vzorky byly uskladněny po několik let v suchém skladu katedry elektromagnetického pole. Proto považují výsledky zejména relativní permitivity, jejichž hodnoty se pohybují mezi 2 a 3 za správné a v souladu s předpokladem a dostupnými zdroji .

6.2 Porovnání simulací a měřených výsledků

Předně je třeba říci, že porovnat simulované a změřené výsledky není z hlediska komplexní permitivity zcela možné. To z prostého důvodu, že pro simulování hodnot se vytváří model s předem definovanou permitivitou, kdežto při měření je to neznámá veličina, kterou je třeba extrahovat. Porovnat hodnoty lze spíš orientačně, protože při simulaci je možné si vybrat z knihovny typických materiálů, které mají předdefinovanou permitivitu typickou pro daný materiál, takže hodnoty změřené a simulované by se měly lišit jen málo. Pomocí simulací lze otestovat celý proces výpočtu a GRL kalibrace, protože výsledek je předem znám. Každopádně, jak bylo ukázáno na příkladu skla, to může mít relativní permitivitu 6 až 8 a záleží pak tedy, jestli se pro vybraný měřený vzorek bude shodovat se softwarově simulovaným. Na permitivitě záleží i průběh S-parametrů, takže i tyto veličiny je třeba brát při porovnání s rezervou.

Následující grafy zobrazují změřené a simulované průběhy složek komplexní permitivity pro vzorky, které se daly dobře modelovat nebo byly obsaženy v knihovně materiálů softwaru CST Studio Suite. Pro porovnání budou použity průměrované hodnoty (červené průběhy v grafech z předchozí kapitoly), u simulovaných průběhů jsou pak použity přímo výsledky, u kterých průměrování není nutné, data jsou spojitá bez oscilací. Také bude zachycen omezený frekvenční rozsah 5-35 GHz, protože vyšší frekvence již nevykazují správné hodnoty.



Obrázek 6.8: Porovnání změřených a simulovaných hodnot komplexní permitivity skla (vlevo) a dřevotřískové desky (vpravo)

Obrázek 6.8 ukazuje porovnání mezi měřením a simulací skla. V případě měření se jedná o sklo G2 o tloušťce 8 mm, v případě simulace se jedná o blíže nedefinované sklo o stejné tloušťce s komplexní permitivitou $\varepsilon_k = 6(+0j)$. Relativní permitivita měřeného skla vychází asi 6,5, což je v pořádku, protože pro různá skla může být permitivita různá. Imaginární část ε_k je v případě měření nenulová.

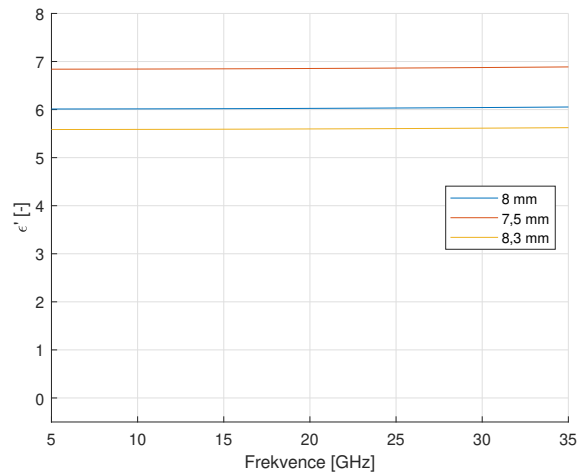
Podobnou situaci jako v případě skla můžeme pozorovat při měření dřevěných konstrukcí. V simulaci vystupuje dřevo jako masivní deska, kdežto pro porovnání byla vybrána dřevotřísková deska (měření s masivní dřevěnou deskou nebylo realizováno). Tento rozdíl, ale opět i rozdíl mezi jednotlivými dřevy, ve kterých ještě může hrát roli jejich vlhkost udává poměrně široký rozptyl relativních permitivit. To, že dřevotřísková deska vykazuje relativní permitivitu vyšší než masiv, plyne z faktu, že dřevotřísková deska obsahuje lepidla a pryskyřice a je ztuhlejší. Trend ε'' je u simulace i měření podobný, pozvolně rostoucí až k nule.

Kapitola 7

Diskuze

7.1 Požadavky na měření

Pro získání dobrých výsledků je u toho typu měření velmi zásadní přesnost a pečlivost určení vstupních proměnných. Změřená data se matematicky zpracovávají na tolika úrovních, že se i drobná chyba v měření, která nemusí být na první pohled zřejmá, projeví v nesprávných hodnotách komplexní permitivity. Konkrétně například při vykreslení S-parametrů přímo změřených nebo i zkalibrovaných se může měření zdát jako dobře provedené, výsledky komplexních elektromagnetických veličin však nedávají fyzikálně smysl. Výsledky komplexní permitivity například závisí na správně určené tloušťce materiálu.



Obrázek 7.1: Chyba v určení relativní permitivity při různém určení tloušťky skla (simulovaná data)

Na grafu 7.1 jsou tři průběhy relativní permitivity skla. Reálná tloušťka je 8 mm, z grafu je vidět, jak se změní vypočítaná hodnota při nesprávném určení tloušťky. Při chybě v určení tloušťky asi o 3,5 % se změní hodnoty ϵ_r o 7 %, tedy dvakrát tolik. V případě skla je riziko špatného určení tloušťky poměrně malé, u měkčích a méně homogenních materiálů jako je zejména dřevo nebo i sádkartón, je ale měření méně přesné. Navíc se lze často setkat s tím, že vzorek je v různých místech různě silný, chyba v řádech desetin milimetru ale vnese do výpočtu ϵ_r chybu v řádu desetin, což je poměrně výrazný rozdíl.

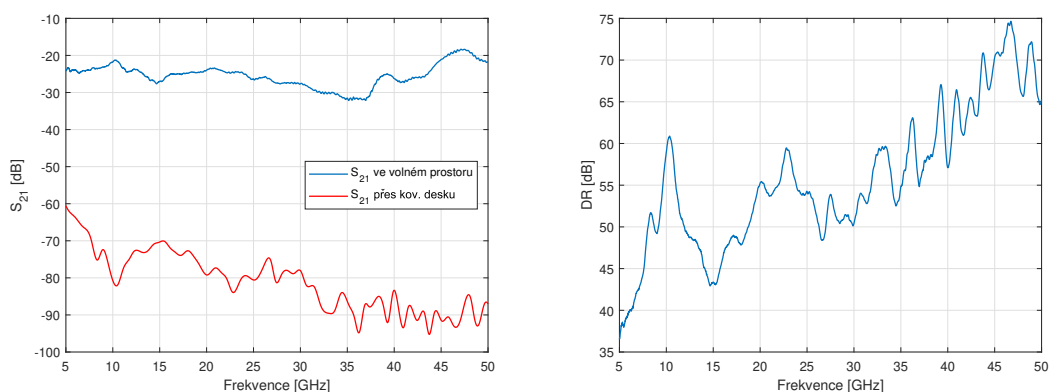
Pro správné provedení GRL kalibrace je zase nezbytné získat co nejlepší měření reference (ideálně) dokonale odrazné plochy a volného prostoru. Ačkoliv to jsou úkoly zdánlivě jednoduché existuje celá řada nejrůznějších faktorů, které je mohou ovlivnit do té míry, že se zkalibrovaná data stanou nepoužitelnými pro další výpočty. Je totiž třeba zabezpečit, aby byly antény přesně proti sobě a kolmo na vzorek, což v praxi nemusí být vždy snadné zajistit. Dalším problémem je okolí, které způsobuje odrazy nebo i příspěvky od aktivních prvků.

Postupem času byly odstraňovány systematické chyby a byla vytvořena metodika, která vedla k tomu, aby při jejím správném dodržení bylo měření opakovatelné a s co nejmenší vnesenou chybou. Určité faktory ovlivňující výsledky měření jdou v podmínkách školní laboratoře těžko

korigovat, jiné proměnné ale ovlivnit lze a pro získání smysluplných výsledku je to nezbytné.

7.2 Dynamický rozsah

Vzhledem k nezanedbatelnému útlumu signálu v celém měřicím stanovišti, tedy v kabelech, konektorech, anténě a ve volném prostoru, je pro získání co nejpřesnějších dat důležitý dostatečný dynamický rozsah měření. Dynamický rozsah daného měření závisí kromě šumového prahu VNA na vzdálenosti mezi anténami a taky na útlumu (tedy délce) všech přívodních kabelů.



Obrázek 7.2: Přenos mezi anténami bez překážky a s kovovou odraznou deskou (vlevo) a dynamický rozsah (vpravo)

V tomto případě je maximální možný přenos mezi anténami (graf 7.2) asi -30 dB až -20 dB (závisí na frekvenci). Při zastínění kovovou referenční deskou je přenos -70 dB až -90 dB. Šumový práh VNA je v daném frekvenčním pásmu -100 dB, takže i v případě zastínění kovovou deskou bude přenos nenulový, protože vlna částečně přezářuje přes referenční desku především na nízkých frekvencích. Tedy v tomto konkrétním případě lze měřit vzorky, které budou mít maximální útlum roven rozdílu hodnot zastíněného a nezastíněného přenosu (graf 7.2 vlevo), tj. zhruba 45 dB až 70 dB.

7.3 Matematické zpracování dat a různé metody výpočtu komplexních veličin

Celý proces GRL kalibrace je rozložen do několik matematicky poměrně složitých kroků. Jedním z nich je Fourierova transformace, bez které nelze provést výběr časového okna odraženého signálu a GRL kalibrace by pak postrádala smysl. FT je však velmi citlivá na výběr správných funkcí (při použití MATLABu), korektní definici a úpravu použitých dat. Znovu i zde je podstatné korektní určení tloušťky měřeného vzorku a odrazného standardu. Při zpracovávání je velice důležité, aby se provedl korektně time-gating pro určení třetího kalibru a pro výběr užitečných dat. Dále musí být dobře volen de-embedding při různých tloušťkách vzorku a odrazného standardu. Při výběru časového okna je důležité, jaké filtrační okno se použije, tedy jaký má tvar a jakou má frekvenční/časovou odezvu.

Na výsledky komplexní permitivity a permeability má vliv i metoda výpočtu, jak bylo popsáno v kapitole 5.4. U simulovaných dat, která nevykazují žádné odchylky a jsou velmi spolehlivá, se chyby projevují jen jako již diskutované diskontinuity na frekvencích odpovídajících násobku poloviny vlnové délky. Jako nejspolehlivější a nejlepší výsledky poskytující metoda se ukázala neiterativní metoda výpočtu komplexní permitivity.

7.4 Vzdálenost antény od vzorku

Konečně pak svou roli hraje i splnění předpokladu rovinnosti vlny dopadající na vzorek a zachování dostatečné dynamiky měření. Aby mohla být vlna považována za rovinou, je třeba při měření ve volném prostoru zabezpečit buď dielektrické čočky mezi anténou a vzorkem, které usměrní svazek, na druhou stranu se jejich použitím zvětšuje vzdálenost anténa-vzorek, rostou ztráty a klesá dynamika měření. Pak je tedy spíše podstatnější, aby byl vzorek dostatečně rozlehlý, aby nevznikal např. rozptyl na hranách, aby většina výkonu prošla vzorkem a aby se eliminovalo přezařování hlavního svazku přes vzorek. Navíc, definicí vhodného časového okna a výběrem pouze přímého svazku (přímého přenosu) lze problém rovinnosti vlny dostatečně dobře

kompenzovat.

Měření bylo provedeno pro vzdálenost antén od vzorku 20, 30 a 40 cm. Výsledky však byly totožné, takže z hlediska výkonové bilance se ukázalo jako nejlepší měřit na 20 cm.

7.5 Vícevrstvé materiály

Vícevrstvé materiály lze poznat pouhým okem a odlišit je od materiálů homogenních. Co nemusí být tak jasné je tloušťka jednotlivých vrstev. Zatímco sádrokarton je vícevrstvá struktura dvou kartonů a sádry mezi nimi, tloušťka papíru je v řadech desetin milimetru, tloušťka sádry v jednotkách milimetrů. Problém nastává u materiálů jakým je typicky právě překližka B4, jejíž vrstvy jsou tlusté o něco málo méně než dva milimetry, což je srovnatelné s $\frac{\lambda}{2}$ pro frekvence nad 60 GHz. U periodických struktur, kterou překližka je, se jako vrstva chová i souvrství například dvou vrstev.

Tyto jednotlivé vrstvy však v případě tohoto měření nelze určit ani z časové oblasti naměřených dat. Je tomu tak kvůli relativně malému rozlišení ve vzdálenosti (v časové oblasti) vzhledem k měření na širokém frekvenčním pásmu 5-50 GHz. Rozlišení lze stanovit jako:

$$res = \frac{c}{2B}$$

B je zde šířka pásma, 45 GHz. Rozlišení ve vzdálenosti je tak v tomto případě asi 3,3 mm, jinými slovy lze rozlišit dva odrazy od sebe vzdálené alespoň 3,3 mm. Tenčí struktury tak vzhledem k použitému frekvenčnímu pásmu rozlišit nelze. Na druhou stranu bylo možné měřit v celém frekvenčním pásmu za použití jednoho typu antén a bez nutnosti zasahovat do měřicí aparatury. To má svoje značné výhody, protože se výsledky na různých frekvenčních pásmech nemusí počítačově slučovat do jednoho, jako při měření na užších, oddělených pásmech. Takové měření by probíhalo s různými anténami, přičemž každý zásah do měřícího stanoviště je pro měření tohoto typu velmi choulostivý.

Kapitola 8

Závěr

Úkolem této práce bylo seznámit se s problematikou šíření elektromagnetických vln v širokém frekvenčním rozpětí (v řádech desítek GHz) v různých prostředích a dále navrhnout a realizovat měření elektromagnetických parametrů stavebních materiálů. První kapitoly práce popisují teorie šíření elektromagnetického pole a milimetrové vlny. Jejich využití a význam pro současný a budoucí technologický vývoj je rovněž naznačen. Stavební materiály jsou v teoretickém úvodu práce popsány jako dielektrika a jsou u nich uvedeny jejich další fyzikální vlastnosti, jako je hustota a tepelná vodivost.

Důležitá kapitola 3.2 hovoří o komplexních elektromagnetických veličinách a ukazuje jejich vliv a význam při šíření elektromagnetického záření dielektrikem, v tomto kontextu konkrétně stavebními materiály. Komplexní vyjádření permitivity a permeability umožňuje vektorově popisovat změny elektromagnetického pole uvnitř dielektrika při působení střídavého pole a je tedy nabídnut jiný pohled jak chápat (komplexní) permitivitu a permeabilitu a oddělit ji od klasického vnímání veličin ve stejnosměrném poli.

Následující kapitola 4.2 pak popisuje měření vybraných vzorků stavebních materiálů. Je zde popsáno, jaké jsou možné přístupy k měření S-parametrů a je zde také vysvětleno, co S-parametry jsou. S-parametry byly získány měřením ve volném prostoru za použití dvojice an-

tén a vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA67. Měření bylo provedeno v pásmu 5-50 GHz. Měření byly vzorky nemagnetických a alespoň částečně homogenních stavebních materiálů. Získané S-parametry bylo nutné počítačově upravit, k čemuž byl použit výpočetní software MATLAB. V tomto prostředí byla vyvinuta řada skriptů pro úpravu naměřených dat (např. časová filtrace) a pro samotný výpočet komplexní permitivity. Dále byly pro tuto práci upraveny a použity kódy potřebné pro GRL kalibraci měřených vzorků.

GRL metoda je jednou z možných kalibračních metod, použita byla proto, že je vhodná pro měření ve volném prostoru, využívá měření dokonale odrazné plochy a volného prostoru mezi anténami. Je výhodnější ji použít namísto jiných kalibračních metod, např. TRL metody, kde je nutné dodatečně posouvat měřenou anténou pro určení 3. standardu. Data pro kalibraci lze získat snadno měřením referencí v daném frekvenčním pásmu. Náročnější část procesu GRL kalibrace spočívá ve správně implementaci v MATLABu a přesné definici vstupních proměnných při kalibraci dat měřených vzorků.

Přístupů k výpočtům komplexních elektromagnetických veličin je několik, nejznámější je Nicolsonova-Rossova-Weirova metoda, jejíž matematicko-fyzikální základ byl představen v kapitole o metodách výpočtu komplexní permitivity a permeability (kap. 5.4). Byly ale představeny i další metody, které se dají s výhodou využít ve specifických situacích. Pro výpočty komplexní permitivity měřených stavebních materiálů byla vedle NRW použita neiterativní metoda, která odstraňuje určité nedostatky Nicolsonova-Rossova-Weirova algoritmu. V kapitole s výsledky měření jsou pak prezentovány vypočítané hodnoty komplexní permitivity, přesněji řečeno reálná a imaginární část zvlášť pro sklo, sádrokarton a některé dřevěné materiály.

Výsledné hodnoty komplexní permitivity souhlasily s teoretickým předpokladem, pro některé (zejména dřevěné) materiály data vykazovala relativně velké procento chybných hodnot. Příčiny těchto nepřesností byly objasněny v předchozí kapitole s diskusí nad výsledky, nicméně je to zejména struktura látky, vícevrstvé materiály, ale i GRL kalibrace, která může v určitých případech způsobit rozkmit dat. Mimo jiné i z tohoto důvodu je extrakce komplexní permitivity provedena pro frekvence od 6 do asi 35 GHz, neboť na vyšších frekvencích již nebyl výpočet přesný.

V této práci je popsán postupně celý proces získání a zpracování dat vedoucí až k extrakci komplexní permitivity. Algoritmy, které zachycují samotný výpočet pomocí předem popsaných metod jsou uvedeny v přílohách B.1 a B.2 jako úryvek zdrojového kódu. Současně s měřeními byl celý problém namodelován v softwaru CST Studio Suite, který se specializuje na modelování šíření elektromagnetických polí. V tomto programu je vytvořena simulace materiálu s definovanými elektromagnetickými a fyzikálními vlastnostmi a také zjednodušený dvouportový systém vektorového analyzátoru. Pro potřeby této práce byl vyvinut relativně jednoduchý model, který idealizuje reálnou situaci měření a jehož výstupem je přímo celá S-matrice odrazů od modelovaného materiálu a přenosů mezi oběma branami. Díky navrženému zjednodušení je možné daný problém simulovat ve velmi krátkých výpočetních časech. Pomocí těchto simulací bylo možné odzkoušet funkčnost vytvořených algoritmů GRL kalibrace a výpočtů komplexní permitivity. Výsledky simulací, její popis a porovnání simulovaných a změřených dat jsou popsány v kapitole s výsledky 6.1.

Závěrem lze konstatovat, že na základě předem popsané teorie šíření a měření signálu milimetrových vln byly úspěšně změřeny elektromagnetické parametry sady vybraných vzorků stavebních materiálů. Extrakce elektromagnetických veličin se podařila nejlépe u vzorku 8 mm tlustého skla, naopak výsledky s největší chybou byly získány pro dřevotřísku, což ale není vzhledem k předem popsaným omezením měření a výpočtů a charakteru dřevotřísky překvapivé. Výsledky extrakce komplexních elektromagnetických veličin spolu s jejich ekvivalenty získanými simulací jsou rovněž dostupné v části s výsledky.

Hlavní přínos práce spočívá ve stanovení metodiky měření a výpočtů komplexních elektromagnetických veličin. Je zde popsáno, navrženo a realizováno měření vzorků stavebních materiálů principiálně jednoduchou nedestruktivní metodou měření ve volném prostoru. Tato metoda by se v praxi mohla rozšířit a vytvořit ucelený sbírku komplexních elektromagnetických veličin. Pro účely výpočtu komplexní permitivity byly vyvinuty skripty, jejichž vstupy jsou zkalibrované S-parametry. NNICM je velmi rychlá metoda poskytující (při dodržení daných požadavků) přesné výsledky. Pro účely práce byla též navržena počítačová simulace reprezentující zjednodušený model měřeného problému. Tato simulace v krátkém výpočetním čase poskytuje S-parametry zkoumaného systému a lze ji využít například pro prvotní odhad komplexní permitivity při použití

jiných výpočetních metod. Tato práce přináší ucelenou metodiku měření elektromagnetických vlastností stavebních materiálů a spolu s připravenými výpočetními aparáty představuje relativně rychlou a snadno aplikovatelnou metodu určení komplexní permitivity.

V návaznosti na dosavadní výzkum by bylo možné zabývat se zpřesněním měření hlavně na vyšších frekvencích, definováním a odstraněním dosud neodhalených příčin chyb v určitých částech výpočtu. Práce také otevírá dveře úpravám mezi GRL kalibrací a výpočty komplexní permitivity, které jsou v určitých bodech zatíženy zjevnou chybou. Dále by bylo možné rozvinout metodiku měření na užších frekvenčních pásmech za účelem dosažení menšího rozlišení ve vzdálenosti struktur periodických konstrukcí a zpřesnit tak výpočty komplexních elektromagnetických veličin. Na základě přesných hodnot komplexní permitivity by se nabízelo rozvinout téma směrem k výpočtům útlumu stavebních materiálů a stanovení jejich elektromagnetických vlastností pro již reálné stavební účely.

Bibliografie

- [1] *Handbook of Frequency Allocations and Spectrum Protection for Scientific Uses*. National Academies Press, lis. 2015. DOI: 10.17226/21774.
- [2] „FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION OFFICE OF ENGINEERING AND TECHNOLOGY Bulletin Number 70 Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications,“ tech. zpr., 1997.
- [3] *Snell's Law – The Law of Refraction*. WWW: <https://www.math.ubc.ca/~cass/courses/m309-01a/chu/Fundamentals/snell.htm> (cit. 31. 12. 2019).
- [4] Y. Du, C. Cao, X. Zou, J. He, H. Yan, G. Wang a D. Steer, „Measurement and Modeling of Penetration Loss in the Range from 2 GHz to 74 GHz,“ in *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2016, s. 1–6. DOI: 10.1109/GLOCOMW.2016.7848958.
- [5] J. Lahteenmaki a T. Karttaavi, „Measurement of dielectric parameters of wall materials at 60 GHz band,“ *Electronics Letters*, roč. 32, č. 16, s. 1442–1444, 1996, ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/e1:19960954.
- [6] S. Ju, S. H. A. Shah, M. A. Javed, J. Li, G. Palteru, J. Robin, Y. Xing, O. Kanhere a T. S. Rappaport, „Scattering Mechanisms and Modeling for Terahertz Wireless Communications,“ in *IEEE International Conference on Communications*, sv. 2019-May, břez. 2019, ISBN: 9781538680889. DOI: 10.1109/ICC.2019.8761205. arXiv: 1903.02657. WWW: <http://arxiv.org/abs/1903.02657>.
- [7] Y. Ghasempour, C. R. Da Silva, C. Cordeiro a E. W. Knightly, „IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi,“ *IEEE Communications Maga-*

- zine*, roč. 55, č. 12, s. 186–192, pros. 2017, ISSN: 01636804. DOI: 10.1109/MCOM.2017.1700393.
- [8] K.-C. Huang a Z. Wang, *Millimeter Wave Communication Systems*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., ún. 2011, s. 276, ISBN: 9780470889886. DOI: 10.1002/9780470889886. WWW: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470889886>.
- [9] *VYUŽITÍ RÁDIOVÉHO SPEKTRA*. WWW: <http://spektrum.ctu.cz> (cit. 08. 12. 2019).
- [10] J. Du Preez a S. (Sinha, *Millimeter-wave antennas : configurations and applications*, ISBN: 3319350684.
- [11] V. Mentlík, *Dielektrické prvky a systémy*, 1. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2006, s. 240, ISBN: 80-7300-189-6.
- [12] *Non-Polar and Polar Dielectrics – Dileep’s Physics*. WWW: <http://dileepmyphysics.com/non-polar-and-polar-dielectrics/> (cit. 09. 07. 2019).
- [13] P. Brož, „Analýza složené soustavy s různým podílem plniva,“ dis, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008, s. 75.
- [14] I. Pilarčíková, *Měření komplexní permitivity dielektrik*. WWW: www.volny.cz/pilarcikova/uem/docs/dielektrika_navod.pdf.
- [15] Dinel-S.r.o., *TABULKA RELATIVNÍCH PERMITIVIT VYBRANÝCH MATERIÁLŮ*. WWW: <http://www.dinel.cz/ke-stazeni/tabulka-relativnich-permitivit>.
- [16] K. Ražnjević, *Termodynamické tabulky /*, 1. vyd., ř. Edícia energetickej literatúry. Alfa, 1984.
- [17] *Hodnoty fyzikálních veličin vybraných stavebních materiálů - TZB-info*. WWW: <https://stavba.tzb-info.cz/tabulky-a-vypocty/58-hodnoty-fyzikalnich-velicin-vybranych-stavebnich-materialu> (cit. 09. 12. 2019).
- [18] L. Svoboda, *Stavební hmoty*. Jaga, 2004, ISBN: 8080760071.
- [19] V. I. Suslyae, T. D. Kochetkova, G. E. Dunaevskii a K. V. Dorozhkin, „Research of dielectric properties of wood at frequencies 0.1 - 0.5 THz,“ in *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, IEEE Computer Society, lis. 2014, ISBN: 9781479938773. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2014.6956102.
- [20] J. Havlín, „Základní MV prvky,“ tech. zpr. WWW: http://bhutan.hkfree.org/~igor/skola/bc%20statnice/sdelovacka%20-%20dobry/mikrovlne_prvky.pdf.

- [21] *Microwaves101 / S-parameters*, 2016. WWW: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/s-parameters%20https://www.microwaves101.com/encyclopedias/438-s-parameters-microwave-encyclopedia-microwaves101-com> (cit. 08.12.2019).
- [22] J. Vrba a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta., *Úvod do mikrovlnné techniky*. Nakladatelství ČVUT, 2007, ISBN: 9788001036709.
- [23] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition*. 2012, s. 1–756, ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [24] J. R. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle, R. T. Johnk, C. L. Holloway, R. G. Geyer a C. A. Grosvenor, „Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, and negative-Index Materials,“ tech. zpr., 2005.
- [25] J. Stejskal, *Průchozí útlum stavebních materiálů a konstrukcí v pásmu 60 GHz*, Diplomová práce, Praha, 2012.
- [26] Rohde & Schwarz, „No Title,“ 2008. WWW: <https://pdfs.semanticscholar.org/2497/8e60b68a24a4169eecbd0763d4a9287037e4.pdf>.
- [27] —, *R&S®ZVA Vector Network Analyzers*. WWW: https://www.rohde-schwarz.com/us/product/zva-productstartpage_63493-9660.html (cit. 06.12.2018).
- [28] „R&S®ZV-Z9x and R&S®ZV-Z19x Test Port Cables Specifications,“ tech. zpr. WWW: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZV-Z9x_ZV-Z19x_dat-sw_en.pdf.
- [29] L. Gruner, „The determination of the scattering parameters of microwave TV-port networks,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, roč. IM-30, č. 3, s. 198–201, 1981, ISSN: 0018-9456. DOI: 10.1109/TIM.1981.6312377.
- [30] RFspin, *DRH50 DOUBLE RIDGED WAVEGUIDE HORN*. WWW: <http://www.rfspin.cz/cs/anteny/merici-anteny/drh50> (cit. 06.12.2018).
- [31] *DDL - Dřevozpracující družstvo Lukavec - DDL - Dřevovláknité desky MDF (LUHOPOL)*. WWW: <http://www.ddl.cz/produkty-a-sluzby/drevovlaknite-desky-mdf-luhopol.html>.
- [32] *Konstrukce nábytku - Nábytek a zabudované skříně, 2., přepracované vydání - Wolfgang Nutsch - Knihy Google*. WWW: <https://books.google.cz/books?id=u5RIYEWnargC&printsec=frontcover&key=AIzaSyDlPfiI89JdFhWBVsMVsavVo6aNh057x1Tc%7B%5C%7Dv=onepage&q&f=false> (cit. 15.12.2019).

- [33] *CST Studio Suite 3D EM simulation and analysis software*. WWW: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/> (cit. 12. 12. 2019).
- [34] *Permittivity*. WWW: <http://maxwells-equations.com/materials/permittivity.php> (cit. 14. 12. 2019).
- [35] Z. Hrdina a F. Vejražka, *Signály a soustavy*. Praha: vydavatelství ČVUT, 1998.
- [36] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan a V. K. Varadan, „Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, roč. 39, č. 2, s. 387–394, 1990, ISSN: 15579662. DOI: 10.1109/19.52520.
- [37] M. A. Pulido-Gaytán, J. A. Reynoso-Hernández, J. R. Loo-Yau, A. Zárate-De Landa a M. D. C. Maya-Sánchez, „Generalized theory of the thru-reflect-match calibration technique,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, roč. 63, č. 5, s. 1693–1699, květ. 2015, ISSN: 00189480. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2417860.
- [38] F. J. F. Gonçalves, A. G. Pinto, R. C. Mesquita, E. J. Silva a A. Brancaccio, „Free-space materials characterization by reflection and transmission measurements using frequency-by-frequency and multi-frequency algorithms,“ *Electronics (Switzerland)*, roč. 7, č. 10, s. 260, říj. 2018, ISSN: 20799292. DOI: 10.3390/electronics7100260. WWW: <http://www.mdpi.com/2079-9292/7/10/260>.
- [39] P. G. Bartley a S. B. Begley, „Improved free-space S-parameter calibration,“ in *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, sv. 1, 2005, s. 372–375, ISBN: 0780388798. DOI: 10.1109/imtc.2005.1604138.
- [40] O. Moravek, M. Prihoda a P. Pechac, „Wireless Friendly Energy Efficient Buildings (Wi-FEEB),“ Czech Technical University in Prague Faculty of Electrical Engineering - Dept. of Electromagnetic Field, tech. zpr.
- [41] R. (Mavaddat, *Network scattering parameters*, ř. Advanced Series in Circuits and Systems. WORLD SCIENTIFIC, břez. 1996, sv. 2, s. 289, ISBN: 9789810223052. DOI: 10.1142/2791. WWW: <https://www.worldscientific.com/worldscibooks/10.1142/2791%20https://books.google.com/books?id=287g2NkRYxUC&lpg=PA65&dq=T-parameters+%26pg=PA66>.
- [42] A. Niknejad, *Scattering parameters*. WWW: http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee242/pdf/eecs242_lect5_sparam.pdf (cit. 16. 12. 2019).

- [43] A. M. Nicolson a G. F. Ross, „Measurement of the Intrinsic Properties Of Materials by Time-Domain Techniques,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, roč. 19, č. 4, s. 377–382, 1970, ISSN: 15579662. DOI: 10.1109/TIM.1970.4313932.
- [44] W. B. Weir, „Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies,“ *Proceedings of the IEEE*, roč. 62, č. 1, s. 33–36, 1974, ISSN: 15582256. DOI: 10.1109/PROC.1974.9382.
- [45] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura a W. A. Kissick, „Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, roč. 38, č. 8, s. 1096–1103, srp. 1990, ISSN: 00189480. DOI: 10.1109/22.57336.
- [46] Rohde&Schwarz, „Measurement of Dielectric Material Properties,“ WWW: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/00aps_undefined/RAC-0607-0019_1_5E.pdf.
- [47] A. H. Boughriet, C. Legrand a A. Chapoton, „Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, roč. 45, č. 1, s. 52–57, 1997, ISSN: 00189480. DOI: 10.1109/22.552032.

Příloha A

WiFEEB

Příloha A obsahuje část zprávy z měření komplexní permitivity, které prováděli O. Morávek, M. Příhoda a P. Pechač. Příloha zobrazuje pouze ty stránky, které popisují výsledky měření stejných materiálů jako tato diplomová práce. Celá zpráva je pak k dispozici na přiloženém CD.

1 Introduction

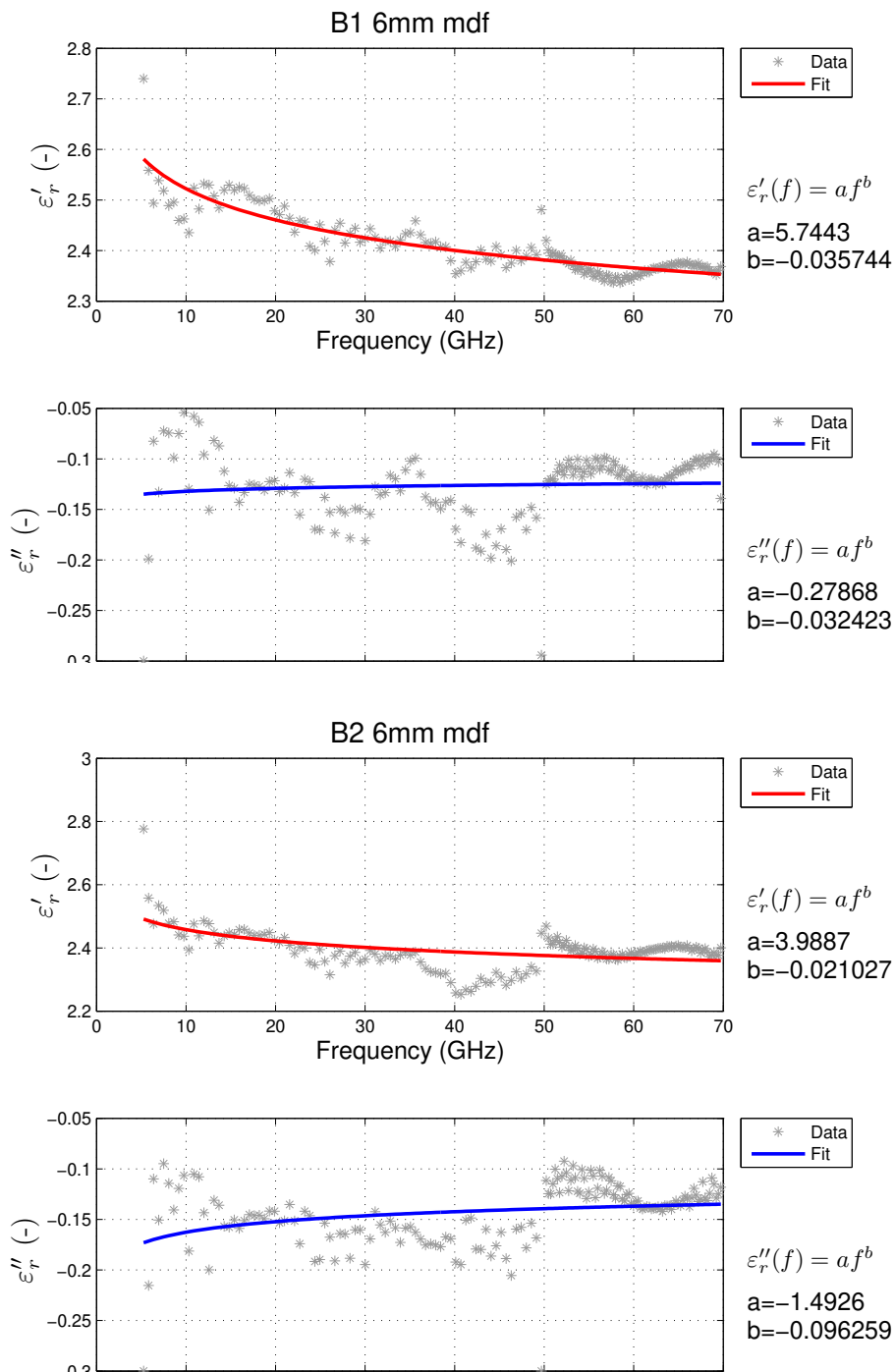
The measurement system for the free space transmission and reflection measurements at 10-70 GHz has been established using various configurations using vector network analyzer (VNA). We chose two different sets of antennas according to the frequency bands of interest: 5-50 GHz and 50-75 GHz. The mechanical setup was optimized to accommodate 600×600 mm large samples. The geometrical setup can be further adjusted using absorbers. More information about measurement setup will be given in the following section.

1.1 List of materials

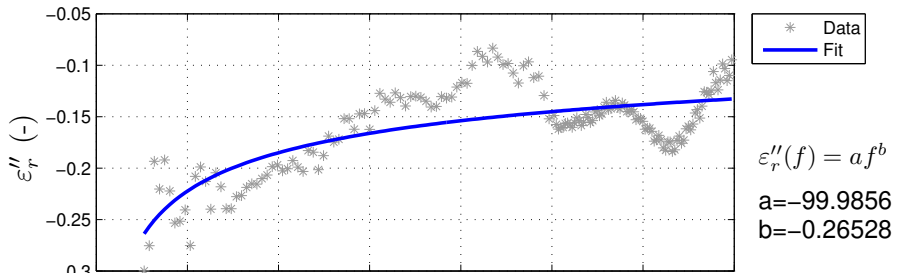
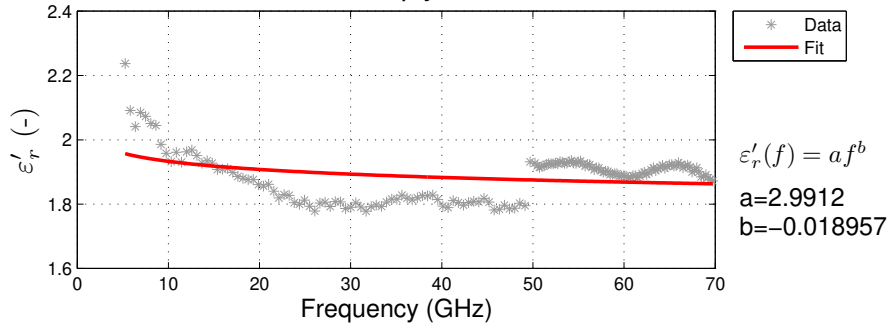
Code	Description	Nominal thickness (mm)	Estimated relative permittivity [1]
001	sound shield	15	$2.7 - j0.03$
002	sound shield	15	$2.7 - j0.03$
101	sound shield	12.5	$2.7 - j0.03$
102	sound shield	12.5	$2.7 - j0.03$
201	base board	9.5	$2.1 - j0.02$
202	base board	9.5	$2.1 - j0.02$
301	wall board	12.5	$2.2 - j0.01$
302	wall board	12.5	$2.2 - j0.01$
401	fire shield	12.5	$2.6 - j0.02$
402	fire shield	12.5	$2.6 - j0.02$
501	insulation shield	50	$1.03 - j0.002$
707	insulation shield	25	$1.03 - j0.002$
601	fire shield	9.5	$2.2 - j0.02$
602	fire shield	9.5	$2.2 - j0.02$
B1	MDF board	6	$2.4 - j0.15$
B2	MDF board	6	$2.4 - j0.15$
B3	plywood board	9	$2.4 - j0.15$
B4	plywood board	9	$2.4 - j0.15$
B5	chipboard	12	$1.85 - j0.15$
B6	chipboard	12	$1.85 - j0.15$
G1	glass	4	6.5 [2]
G2	glass	8	6.5 [2]
-	concrete slab	52	-

4 Results

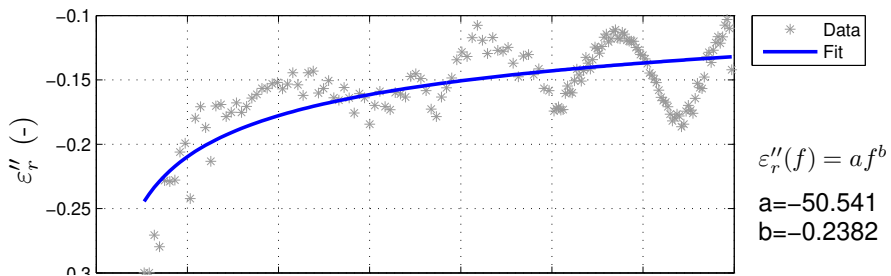
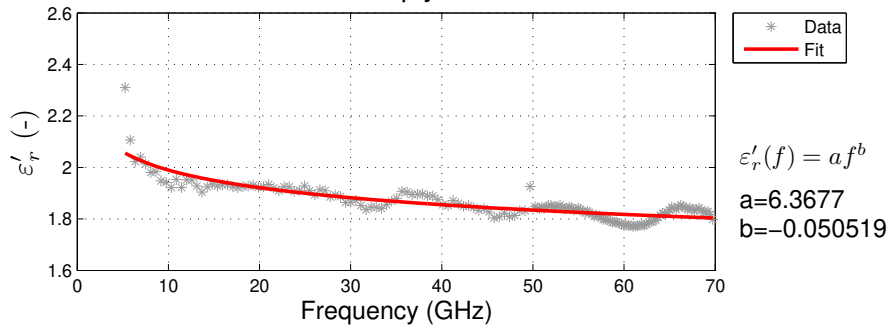
The presented results are in the form of frequency dependent complex permittivity which was extracted from measured data. Extracted real and imaginary parts of complex permittivity were fitted by a simple function $a f^b$ where f is frequency in Hz.



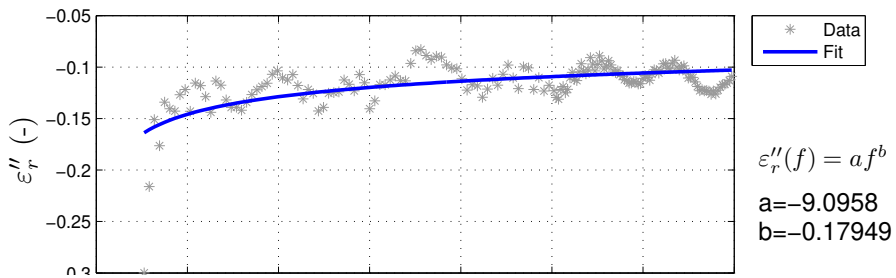
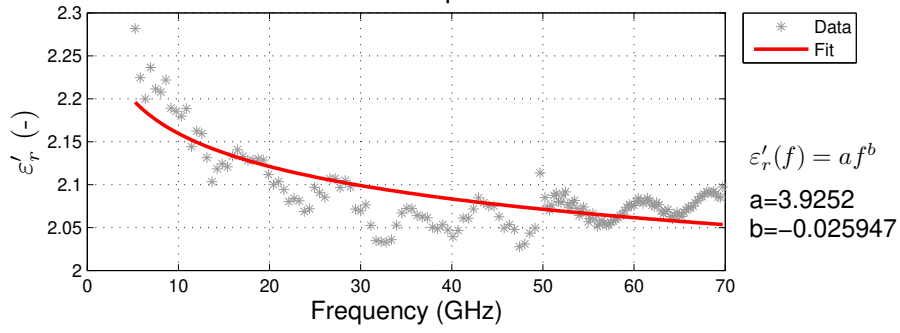
B3 9mm plywood



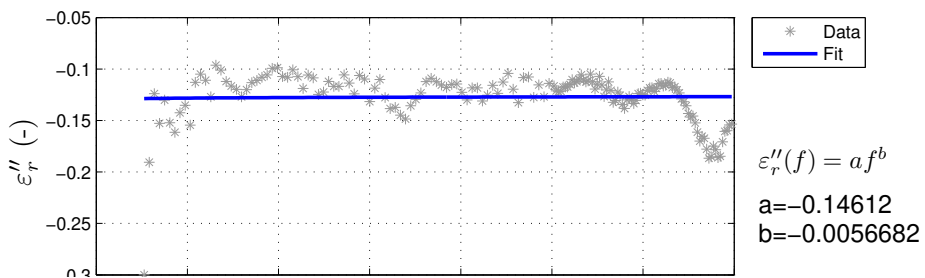
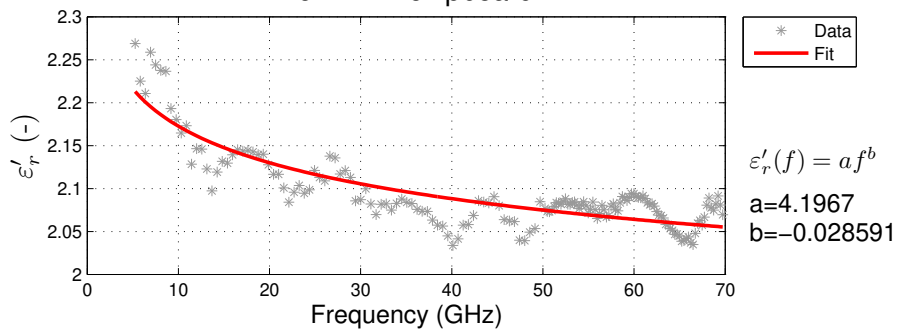
B4 9mm plywood

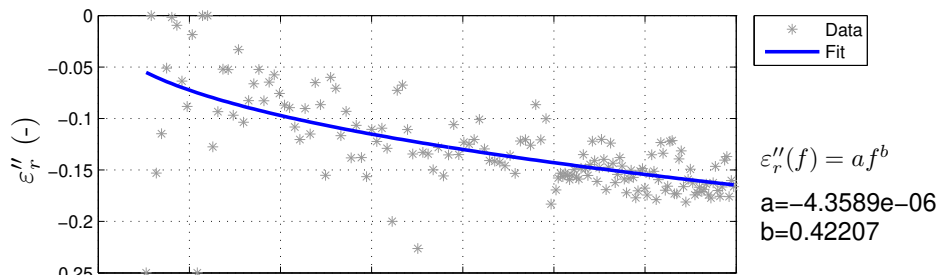
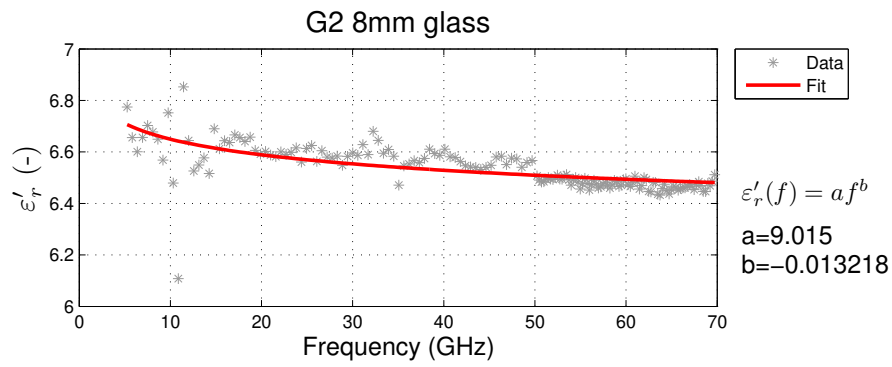
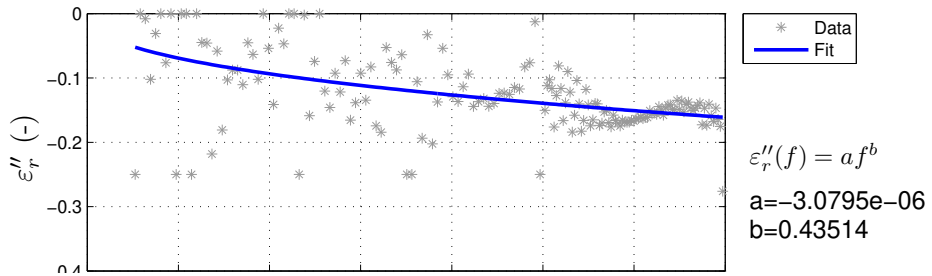
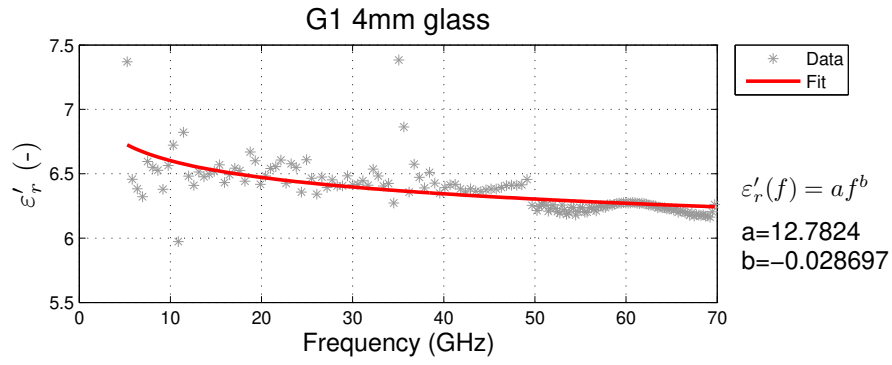


B5 12mm chipboard

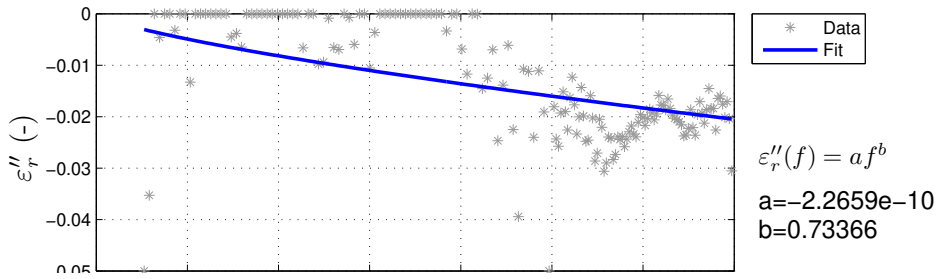
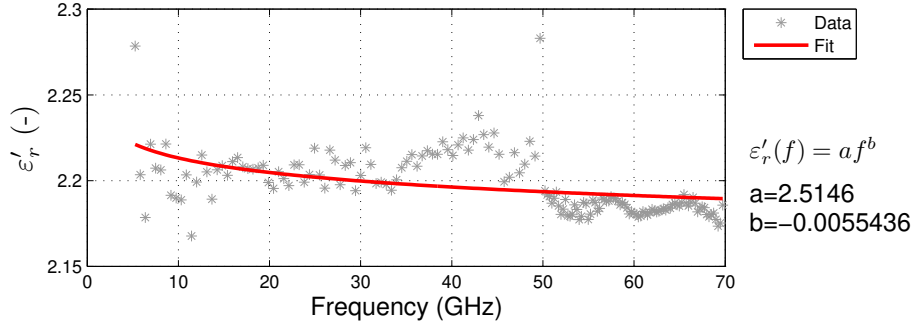


B6 12mm chipboard

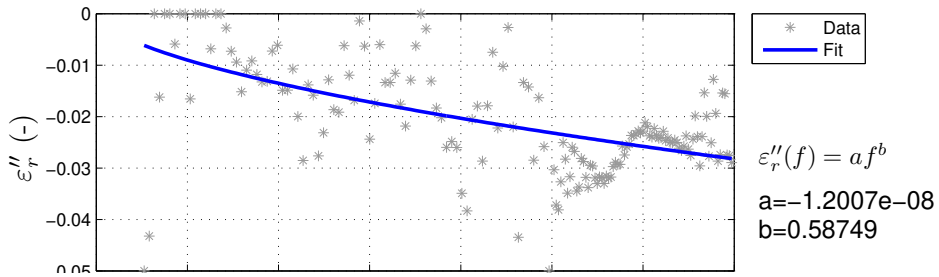
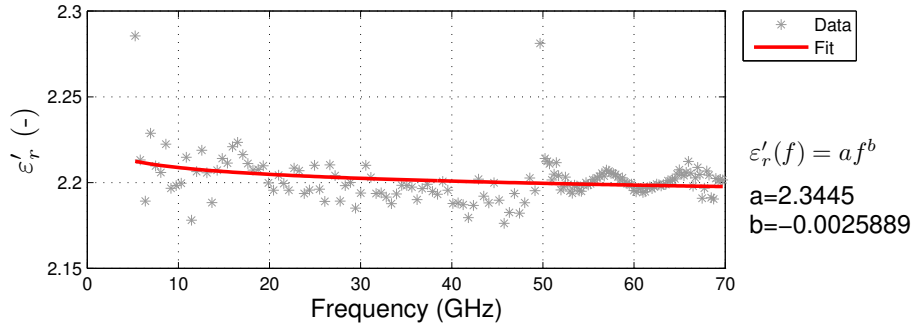




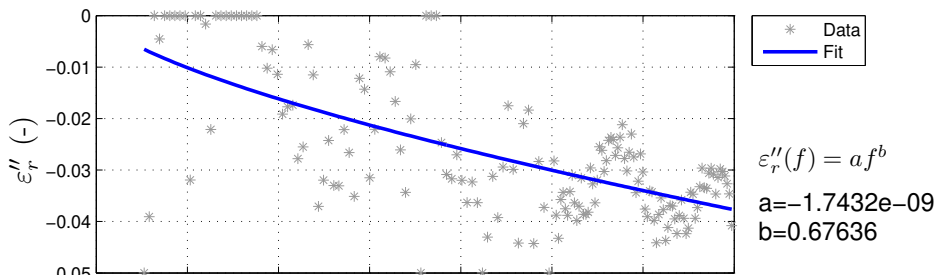
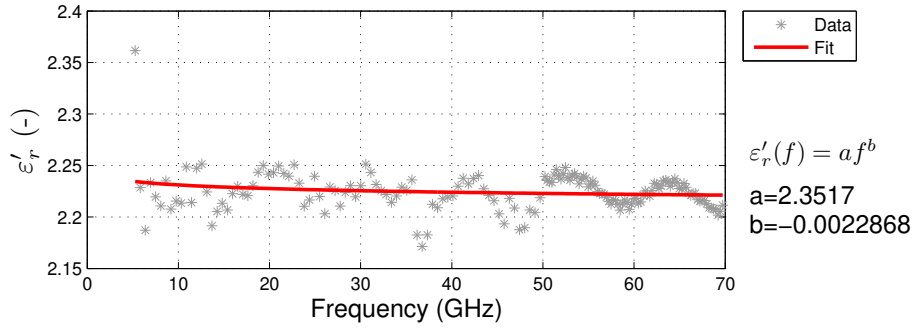
301 12.5mm baseboard



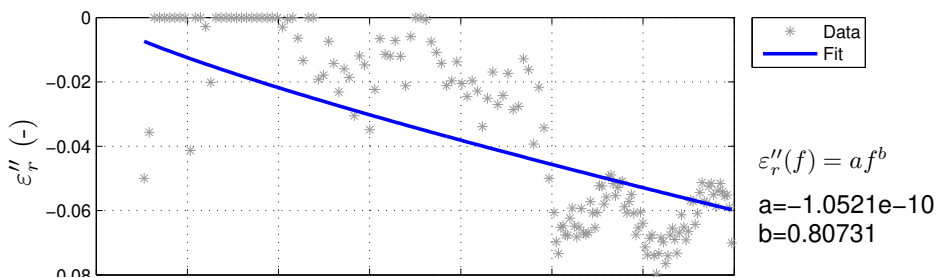
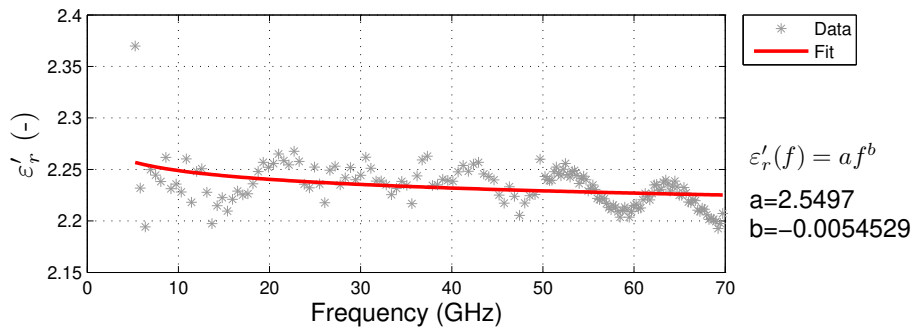
302 12.5mm baseboard



601 9.5mm wallboard



602 9.5mm wallboard



Příloha B

Vybrané ukázky zdrojového kódu

B.1 NRW

```
%1. vypočet koef. odrazu za podmínky |Gamma|<1
K = ((s11).^2 - (s21).^2 +1) ./ (2.*(s11));
gamma1 = K + sqrt(K.^2 - 1);
gamma2 = K - sqrt(K.^2 - 1);
logG = gamma <= 1 & gamma >=-1;
logG2 = gamma2 <= 1 & gamma2 >=-1;
gammaVysl = gamma.*logG + gamma2.*logG2;
logGv = gammaVysl <= 1 & gammaVysl >= -1;
gammaVysl = gammaVysl.*logGv;

%2. vypočet koef. pruchou T
T = ((s11)+(s21)-gammaVysl)./(1-((s11)+(s21)).*gammaVysl);

%3. nalezení bodu nestability
[pks, lcs] = findpeaks(real(s11));
pks = [0;pks];
lcs = [0;lcs;length(f)];
```

```

n_pks = length(pks);
%4. vypočet koef. c2
for q=1:n_pks
    for w=lcs(q)+1:lcs(q+1)
        n = floor(q/2);
        c2(w) = -(3e8/(2*pi*l*f(w))*(log(1./T(w)) + 1j*2*pi*n))^2;
    end
end
%5. vypočet komplexní permitivity
c1 = ((1 +(gamma))./(1 - (gamma))).^2;
eps_NRW = sqrt(transpose(c2)./c1);

```

B.2 NNICM

```

%0. vypočet lambda_0=c/f
lambda_0 = physconst('LightSpeed')./(f);
%1. vypočet koef. odrazu za podmínky |Gamma|<1
%2. vypočet koef. průchodu T
%3. nalezení bodu nestability
%4. vlastní vypočet
for q=1:n_pks
    for w=lcs(q)+1:lcs(q+1)
        n = floor(q/2);
        a(w) = log(1/T(w))+1j*2*pi*n;
        b(w) = -((1/(2*pi*l))*a(w))^2;
        eps_NNICM(w) = lambda_0(w)^2*b(w);
    end
end
end

```

Příloha C

Obsah digitální přílohy

Na CD, které je přiložené k této diplomové práci, se nachází několik souborů, včetně práce samotné. Soubory jsou na CD řazeny takto:

- Root obsahuje .pdf soubory s touto diplomovou prací a také zprávu *Wireless Friendly Energy Efficient Buildings (WiFEEB)*, která může sloužit pro porovnání změřených dat.
- Složka GRL obsahuje součásti a skripty nutné pro GRL kalibraci.
- Složka perm-calc obsahuje skripty pro výpočet komplexní permitivity.
- Složka Spar obsahuje skripty pro úpravu a zpracování změřených S-parametrů, implementaci FT a time gatingu

Složky rovněž obsahují soubor `README.txt`, který popisuje práci s obsahy adresářů, určuje, který soubor se spouští a jaké jsou jeho návaznosti.