

Analytické a numerické řešení šíření EM vln v pásmu VHF a UHF po budovách

Analytical and numerical solution of propagation of EM waves in
buildings in VHF and UHF frequency bands

Bc. Michal Vysloužil

Diplomová práce
2010

 Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Michal VYSLOUŽIL**
Osobní číslo: **A08494**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Počítačové a komunikační systémy**

Téma práce: **Analytické a numerické řešení šíření EM vln v pásmu VHF a UHF po budovách**

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se s základními mechanismy šíření EM vln v různých prostředích.
2. Nastudujte analytické a numerické metody sloužící k řešení šíření EM vln.
3. Pro menší objekt vyřešte numericky šíření signálů od radiomikrofonů v pásmu UHF pomocí programu LC.
4. Srovnajte výsledky získané programem LC s přibližným analytickým řešením získaným v Matlabu.
5. Srovnajte výsledky numerického řešení s výsledky měření, a diskutujte typy mechanismů šíření, které se uplatnily v různých částech objektu.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. MAZÁNEK, M., PECHAČ, P. Šíření vln a antény, 2. vydání. Praha. Skriptum ČVUT 2004. ISBN 80-01-03032-6.
2. ČERNOHORSKÝ, D., SVAČINA, J., RAIDA, Z. Elektromagnetické vlny a vedení, 1995. PC-Dir; Brno. ISBN 80-214-0697-6.
3. CHANDRA, A. SCHOBERL, T. SCHMITT, H., J. Propagation of 450 MHz Radio Signals in a Multi-floor Building. International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings (22-25 Sept), Sept 1996, vol. 3, pg. 1227-1233. Dostupné z IEEE explore.
4. BÍBR, I. Mandriva Linux 2008 instalační a uživatelská příručka, 2007. Nakladatelství Computer Press; Brno. ISBN 978-80-251-1823-8. 432 stran.
5. BOROVIAN, M. Šíření signálů po budovách, 2007. Diplomová práce na FAI UTB Zlín. Vedoucí diplomové práce Vojtěch Křesálek.
6. STRNAD, J. Využití volně dostupného simulátoru LC v oblasti elektromagnetické kompatibility, 2009. Diplomová práce na FAI UTB Zlín. Vedoucí diplomové práce Stanislav Goňa.
7. TAFLOVE, A. MAY, M., P. LC program [freely available finite difference time domain code]. Ver. 2.10., 1998. Dostupné z > <http://lc.cray.com/> <. Vyžaduje Redhat, Mandriva nebo Suse Linux.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Stanislav Goňa, Ph.D.
Ústav elektroniky a měření

Datum zadání diplomové práce:

19. února 2010

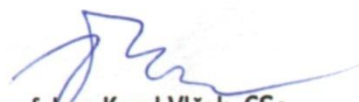
Termín odevzdání diplomové práce:

7. června 2010

Ve Zlíně dne 19. února 2010



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



prof. Ing. Karel Vlček, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Práce se zabývá problematikou šíření elektromagnetických vln se zaměřením na šíření v budovách. Teoretická část klasifikuje a popisuje základní mechanismy šíření elektromagnetických vln. Numerické šíření vln v budovách je řešeno metodou konečných diferencí v časové oblasti. Praktická část je rozdělena na dvě části. První část se týká stručného popisu programu LC. V druhé části jsou popsány jednotlivé případy (modely) šíření, které byly simulovány v programu LC. Konkrétně se jedná o přenos mezi dvěma dipóly, šíření signálů v jedno a třípatrové budově. U všech modelů je provedeno srovnání s přesným nebo přibližným analytickým řešením.

Klíčová slova:

šíření elektromagnetických vln, metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD), analytický model šíření

ABSTRACT

Work deals with the propagation of electromagnetic waves with a focus on the propagation in buildings. Theoretical section classifies and describes the basic mechanisms of propagation of electromagnetic waves. Numerical wave propagation in buildings is solved using the finite difference time domain (FDTD) method. The practical part is divided into two parts. The first part covers a brief description of the program LC. The second part deals with different cases (model) distribution, which were simulated in the program LC. Specifically, the transfer between two dipoles, signal propagation in single and three-story building. All models are compared with exact or approximate analytic solution.

Keywords:

electromagnetic wave propagation, finite difference time domain (FDTD) method, analytical model of the propagation

Chtěl bych poděkovat svému vedoucímu práce panu Ing. Stanislavu Goňovi, Ph.D. za ochotu a pomoc při tvorbě diplomové práce.

Prohlašuji, že

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

Prohlašuji,

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

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

OBSAH

ÚVOD	9
I TEORETICKÁ ČÁST	10
1 ZÁKLADY ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN	11
1.1 KLASIFIKACE ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN Z HLEDISKA ŠÍŘENÍ.....	13
1.1.1 Přímá vlna	13
1.1.2 Odražená a rozptýlená vlna	14
1.1.3 Prostorová vlna.....	14
1.1.4 Povrchová (přízemní) vlna	14
1.2 JEVY VYSKYTUJÍCÍ SE V ŠÍŘENÍ EM VLN V BUDOVÁCH.....	15
2 ŠÍŘENÍ VLN VE VOLNÉM PROSTORU	19
2.1 TYPY ÚNIKŮ A HODNOCENÍ SPOJE.....	21
2.2 PŘENOSOVÁ ROVNICE – FRIISOVA PŘENOSOVÁ ROVNICE	22
3 ŠÍŘENÍ VLN V ÚČINKU VODIVÉ ROVINNÉ ZEMĚ	23
3.1 VERTIKÁLNÍ POLARIZACE.....	23
3.2 HORIZONTÁLNÍ POLARIZACE	24
3.3 ELEKTRICKÉ VLASTNOSTI STRUKTUR POVRCHU ZEMĚ	25
4 ŠÍŘENÍ VLN V TUNELU (CHODBĚ)	26
4.1 PARALLEL PLATE VLNOVOD	26
4.2 DUTÝ KOVOVÝ VLNOVOD.....	27
5 METODA KONEČNÉ DIFERENCE V ČASOVÉ OBLASTI	28
5.1 POUŽITÍ METODY FDTD.....	29
5.2 VÝHODY METODY FDTD	29
5.3 NEVÝHODY METODY FDTD.....	30
II PRAKTICKÁ ČÁST	31
6 PROGRAM LC	32
6.1 STABILITA ALGORITMU	33
6.2 BUDÍCÍ SIGNÁLY.....	34
6.2.1 Gaussian pulse.....	34
6.2.2 Modulated pulse	34
6.2.3 Continuous Sinusoid	35
7 SIMULACE V PROGRAMU LC	36
7.1 IMPEDANCE PŮVLNNÉHO DIPÓLU.....	36
7.2 INTENZITA ELEKTRICKÉHO POLE PŮVLNNÉHO DIPÓLU	39
7.3 PŘENESENÝ VÝKON MEZI 2 DIPÓLY	41
7.4 ŠÍŘENÍ VLN CHODBOU	44
7.5 ŠÍŘENÍ VLN MEZI PATRY	50
ZÁVĚR	54
CONCLUSION	56
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	58
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	59

SEZNAM OBRÁZKŮ	62
SEZNAM TABULEK.....	63
SEZNAM PŘÍLOH.....	64

ÚVOD

V současné době se stále více a více rozvíjí a prosazuje bezdrátová komunikace, a proto se klade velký důraz na šíření elektromagnetických vln. Abychom mohli bez problému bezdrátově komunikovat, je potřeba znát základní vlastnosti a jevy, které mohou při šíření elektromagnetických vln nastat.

V oblasti simulace elektromagnetického pole existuje velké množství simulátorů, ale škola žádný nevlastní a proto jsme využili volně dostupný simulátor LC od firmy Cray. Tento simulátor má jak výhody, tak nevýhody, se kterými se bylo nutné vypořádat. Jednou z předností tohoto simulátoru je možnost simulace velkých modelů o několika milionech buněk. Program LC je založen na metodě FDTD, která mu umožňuje pokrýt širší oblast simulovaných problémů. Jako největší nevýhoda se ze začátku jevila možnost spuštění tohoto simulátoru pouze pod operačním systémem Linux, ale tento problém se díky uživatelský příjemnému prostředí vyřešil a vše proběhlo v pořádku.

Tato práce poskytuje základní informace o šíření elektromagnetických vln po budovách v pásmech UHF a VHF a zaměřuje se převážně na simulace šíření vln jedno patrovou budovou skrz chodbu (tunel) s přilehlými místnostmi a také na šíření vln mezi třemi patry budovy. Správnost simulací je nakonec porovnána s analytickým modelem.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 ZÁKLADY ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÝCH VLN

Problematika rádiového přenosu zahrnuje vlastnosti:

- antén, tedy prostředků pro přeměnu elektromagnetické vlny [1] šířící se prostorem na energii šířící se po vedení a naopak měnící energii EM vlny vedené po některém vhodném typu vedení na EM vlnu vyzařovanou do prostoru
- napájecích vedení antén od koncového stupně vysílače do antény a naopak od antény na vstup přijímače
- prostoru mezi vysílací a přijímací anténou – tedy přenosové prostředí

Obecný radiokomunikační přenosový řetězec je možno vidět na obrázku (Obr. č. 1).



Obr. č. 1: Obecný radiokomunikační přenosový řetězec

Problematika jednotlivých článků tohoto přenosového řetězce je komplikovanou otázkou zvoleného frekvenčního pásma rádiového přenosu a konkrétních systémových požadavků. Pojetí je odlišné pokud se snažíme najít prvotní fyzikální přístupy k problému nebo jestli budeme na jednotlivé články nazírat pouze jako na černé skříňky a hodnotit je z hlediska popisu matematicky formulovanou přenosovou funkcí. První přístup je nezbytný k nalezení konkrétních cest, vedoucích k novým konstrukčním řešením a druhý přístup je klasický přístup systémového hodnocení, kde je třeba převést problém na uzavřený tvar matematické formulace.

Šíření elektromagnetických vln [5] podléhá vlastnostem jednotlivých vln v závislosti na její frekvenci a tedy i vlnové délce. Elektromagnetické vlny se skládají ze dvou složek - elektrické a magnetické. Vektory intenzity elektrického pole E a magnetického pole B jsou navzájem kolmé a současně jsou kolmé i ke směru šíření vln. Orientaci vektorů intenzity elektrického pole vůči zemskému povrchu (vodorovné rovině) udává tzv. polarizace radiových vln. Ta bývá buď vertikální (běžně se používá v pozemní pohyblivé službě)

nebo horizontální (většina TV a rozhlasových vysílačů) a je dána orientací vysílací antény. Příslušné polarizaci musí být přizpůsobena i orientace antény přijímací. Lineárně polarizovaná vlna je taková vlna, ve které se nemění směr vektoru E , B a vektor intenzity EM vlnění vždy leží v rovině kolmé na pól.

Ve volném prostředí (vakuum) se elektromagnetické vlny šíří rychlostí světla všemi směry od svého zdroje. Jejich maximální rychlost je dána tzv. rychlosti světla $c = 299\,792\,458\text{ ms}^{-1}$.

$$c = \lambda \cdot f \quad (1.1)$$

Rychlost šíření EM vlnění v je tedy v každém prostředí menší než ve vakuu. Je závislá na relativní permitivitě ϵ_r a permeabilitě μ_r prostředí.

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1.2)$$

Zákon odrazu a lomu určuje, jakým způsobem se bude chovat EM vlna při dopadu na překážku. Zákon odrazu říká, že odražený paprsek leží v rovině dopadu a úhel odrazu se rovná úhlu dopadu.

$$\varphi_1 = \varphi_2 \quad (1.3)$$

Zákon lomu říká, že lomený paprsek leží v rovině dopadu a úhel lomu je spojen s úhlem dopadu vztahem. Symboly n_1 a n_2 jsou bezrozměrné veličiny tzv. indexy lomu. Charakterizují prostředí, v němž k lomu dochází. Index lomu určitého prostředí je roven c/v , kde c je rychlost EM vlny (světla ve vakuu) a v jeho rychlost v daném prostředí. Podle Snellova zákona platí:

$$n_1 \cdot \sin \varphi_1 = n_2 \cdot \sin \varphi_2 \quad (1.4)$$

Interference je vzájemné skládání vln. Pokud EM vlna dopadá na rozhraní dvou prostředí, ve kterých má rozdílnou rychlost šíření, dochází k odrazu a následnému složení jednotlivých vln. Tímto způsobem vznikají maxima a minima, tedy body, ve kterých je výsledný součet právě fázovým posunem jednotlivých vln. Pro dráhový rozdíl rovný sudému počtu půl vlny, dochází k zesílení půl vln.

$$2k \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (1.5)$$

Pro dráhový rozdíl roven lichému počtu půl vlny, dochází k zeslabení půl vln.

Difrakce neboli ohyb vln. Jestliže vlna dopadá na překážku s otvorem, jehož rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou, část vlny, která otvorem projde, se rozšíří, bude difraktovat (ohýbat se) do oblasti geometrického stínu. Její šíření odpovídá šíření dílčích vlnoploch. Změní se směr šíření vlnění, aniž by vlnění přešlo do jiného prostředí – rozdíl oproti lomu.

Intenzitu pole radiových vln udáváme intenzitou elektrického pole. Ta se uvádí v jednotkách $V \cdot m^{-1}$ nebo v logaritmickém vyjádření vůči hodnotě $1 \mu V \cdot m^{-1}$ tedy $dB\mu V \cdot m^{-1}$. Intenzita EM záření je závislá na vzdálenosti od zdroje záření. Ovšem její stanovení je v praxi velmi složité z důvodů jednotlivých odrazů či směrovosti jednotlivých zdrojů záření. Pokud lze předpokládat, že zdroj je bodový a vyzařuje izotropně, pak vznikají kulové vlnoplochy, které se šíří v takovém prostoru směrem od zdroje.

1.1 Klasifikace elektromagnetických vln z hlediska šíření

Šíření EM vln [1] je ovlivněno mnoha faktory, které můžeme rozdělit do dvou skupin a to na vlastní prostředí šíření a na prostorové uspořádání celé situace. Většinou jde o šíření nad obecným povrchem země a pokrytím s proměnlivou vodivostí, s různým profilem i drsností terénu. Zemská atmosféra je rovněž časově proměnlivým prostředím s různou komplexní permitivitou. Vlivy v atmosféře (děšť, sníh, mlha, vodní pára atd.) způsobují útlum i rozptyl EM vln a závisí pochopitelně na konkrétní meteorologické situaci.

Šíření EM vlny není obecně záležitostí jediného, přímočaře se šířícího paprsku, znázorňující směr postupu EM vlny, ale často jde o součet více takových vln vzniklých při nejrůznějších odrazech.

Z hlediska šíření je obecně možné rozlišit alespoň následující typy vln podle základních mechanismů jejich šíření:

1.1.1 Přímá vlna

Přímá elektromagnetická vlna [1] je taková, která se šíří izotropním homogenním prostředím přímočaře. Zemská atmosféra je však zvrstvená a proto způsobuje zakřivení tohoto paprsku (paprsek se šíří po opticky nejkratší dráze, za co nejkratší čas, což je dáno součiny úseků délky dráhy a příslušných relativních indexů lomu na nich). Jde tedy o idealizaci, a proto lze o přímé vlně hovořit pouze u spojů na velmi krátkou vzdálenost (např. z vyvýšených míst) a u družicových spojů, kdy vliv atmosféry lze zanedbat. Přímá vlna je typická pro spojení na velmi vysokých frekvencích a na opticky přímou viditelnost.

1.1.2 Odražená a rozptýlená vlna

Při šíření z vyvýšených míst nad povrchem Země je vždy s ohledem na délku spoje, jeho profil i na typ použité antény, nutné uvažovat, jak paprsek přímý, tak paprsek odražený od zemského povrchu, případně od struktur na něm [1]. Je rozdíl, jedná-li se o tzv. radioreléový spoj, kde většinou skládáme paprsek přímý a jeden paprsek odražený, nebo o spoje pohyblivé (komunikační systémy), kdy je signál přijímán v zástavbě a kde je nutné uvažovat značný počet odrazů. Dochází i k ohybu a prostorovému rozptylu (difrakci) EM vlny na překážkách, které mohou být zase klasifikovány jednotlivými modely (např. hrana budovy). V mnoha případech jsme nuceni připustit existenci dostatečné úrovně odražené vlny a potom je nutné výslednou intenzitu pole vyjádřit vektorovým součtem obou složek (přímé i odražené vlny, případně i více odražených vln). V tomto případě je nutné uvážit nejenom velikost odražené složky, ale i fázový posuv odrazu, rozdíl délek přímé a odražené vlny atd. vzhledem k nutnosti komplexního sčítání. To poté vede k interferenčnímu charakteru výsledné vlny. V případech, kde je možné vliv fázového rozdílu dráhy přímé a odražené zanedbat, sčítáme pouze moduly intenzit polí obou složek. Existenci odražené vlny musíme uvažovat v případě dostatečných výšek antén, kdy h/λ je podstatně větší než $1/2$.

1.1.3 Prostorová vlna

Současnou existenci přímé a odražené vlny, kdy výsledná intenzita pole je jejich obecně komplexním součtem, označujeme jako šíření prostorovou vlnou [1]. Je to typický mód šíření zejména pro přímou viditelnost mezi vysílačem a přijímačem zajištěnou vyvýšenými anténami a pro frekvenční pásmo nad 30 MHz.

1.1.4 Povrchová (přízemní) vlna

V těsné blízkosti země se vlny šíří podél rozhraní dvou elektricky rozdílných prostředí (relativně vodivou zemí a nevodivým vzduchem). Tento způsob šíření se nazývá šíření povrchovou (přízemní) vlnou [1]. Situaci při šíření v blízkosti zemského povrchu lze rozdělit podle relativní elektrické výšky vysílací a přijímací antény. Tato výška je dána poměrem h/λ . Když je tento poměr menší než $1/2$, dochází při šíření k postupnému zakřívování paprsku spoje (vlna sleduje zemský povrch a ztrácí část své energie vlivem ztrát v polovodivém zemském prostředí). Tlumení této vlny závisí hlavně na parametrech povrchu Země podél trasy a vliv atmosféry je možné zanedbat. Povrchová vlna se vybudí

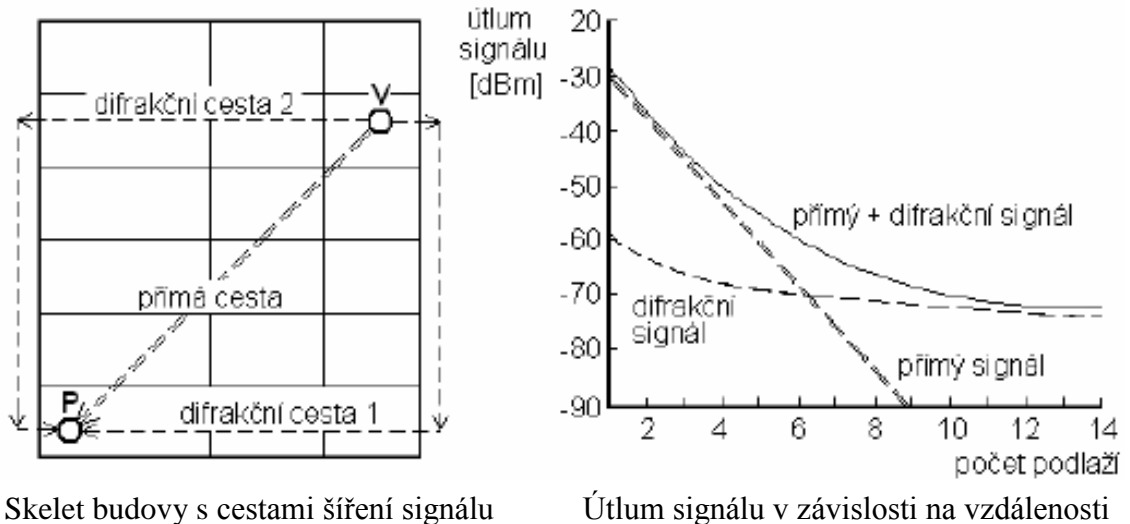
zejména vertikálně polarizovanými anténami umístěnými bezprostředně při zemi (u horizontální polarizace by vzhledem k zrcadlení „dobře vodivým“ povrchem Země měla být složka vlny šířící se podél rozhraní nulová). Typické pro povrchovou vlnu je spojení na relativně nízkých frekvencích do několika MHz (ale kritériem není jen frekvence, ale také vzdálenost, na kterou chceme spoj realizovat).

1.2 Jevy vyskytující se v šíření EM vln v budovách

Stále širší používání místních radiových sítí, systémů vyžaduje znalost šíření radiových vln v budovách [5]. Zejména mezi jednotlivými vysílači a přijímači, jenž jsou umístěny v různých částech budovy, podlažích či v okolí takových staveb. Pro šíření radiových vln v budovách připadají v úvahu v zásadě dvě možné cesty mezi vysílačem a přijímačem.

První cesta předpokládá více či méně přímočaré šíření mezi podlažími skrze zdi a stropy budovy. Druhá cesta spočívá v pronikání signálu okny vně budovy, jeho následném šíření difrakcí podél vnějšího pláště a opětném vniknutí okny do nitra budovy. Mimo tyto dvě cesty dochází v budovách samozřejmě k četným odrazům v místnostech, vybuzení a zpětnému vyzařování vodivých předmětů a stavebních prvků apod. Ovšem dominantní zůstávají dříve uvedené dvě cesty šíření. Která z obou cest případů převáží, závisí na přenosových ztrátách, ty jsou závislé na použitých konstrukčních systémech a materiálech. Protože pro stropní konstrukce je obvykle použito mohutnějších stavebních konstrukcí než pro stěny, lze ve vertikálním směru očekávat větší problémy se šířením radiových vln, než ve směru horizontálním. Průchozí útlum je nejmenší u železobetonových stropů (cca 10dB), u panelových stropů je potom větší (13dB) a největší je u litých stropů na ocelových panelech (asi 26dB). Přímý paprsek se při průchodu jednotlivými podlažími zeslabuje úměrně druhé mocnině koeficientu přenosu. To má za následek prudký rovnoměrný pokles úrovně signálu při šíření od podlaží k podlaží. Při šíření difrakcí vně budovy přináší difrakční koeficient velký útlum při přechodu, byť do sousedního podlaží. Ovšem nárůst útlumu při delší vertikální trase (vzdálenější podlaží) je již nevýrazný a zvyšuje celkové ztráty jen mírně. Při šíření radiových vln mezi blízkými podlažími tedy převažuje signál šířící se přímou cestou, s přibývajícím počtem mezilehlých podlaží se rozdíl mezi přímým a difrakčním signálem snižuje, až převáží signál difrakční. Převažující význam jednotlivých cest šíření velmi silně závisí na konstrukčním systému budovy. Obecně lze konstatovat výrazný vliv přímého signálu při malém počtu mezilehlých podlaží a narůstající vliv signálu difrakčního při narůstání jejich počtu. Při srovnání šíření do

nadzemních a podzemních podlaží lze konstatovat nižší intenzitu signálu v podzemních podlažích z důvodu nepřítomnosti složky šířící se difrakční cestou. Možné cesty šíření a příklad útlumu při šíření přímou a difrakční cestou v pásmu 852MHz je na obrázku (Obr. č. 2).

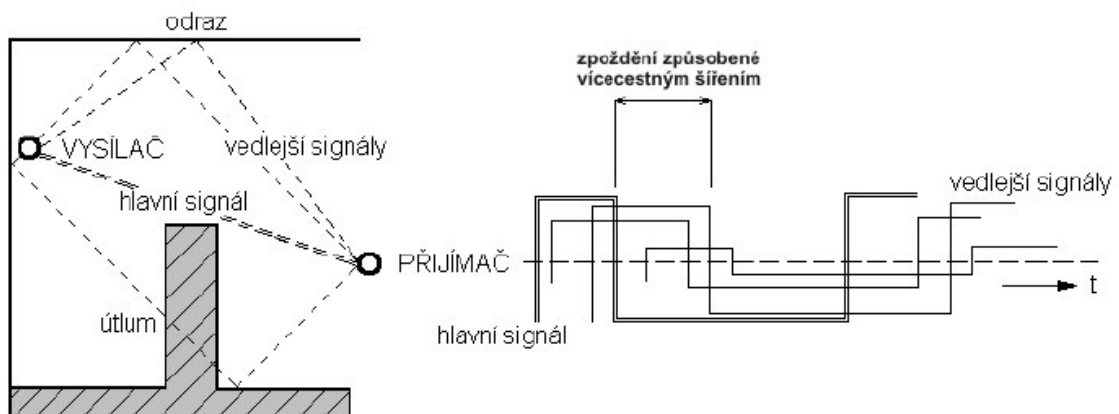


Skelet budovy s cestami šíření signálu

Útlum signálu v závislosti na vzdálenosti

Obr. č. 2: Možné šíření signálu uvnitř budov

Dalším jevem při šíření EM vln (radiových vln) je tzv. vícecestné (mnohocestné) šíření se zpožděním signálu. Předpokládejme nehomogenní prostředí s různými překážkami. V tomto prostředí bude docházet k odrazům signálu a jeho zpoždění v důsledku průchodu překážkami. Je tedy nutno počítat s tím, že k příjemci dorazí několik různých signálů, co se intenzity týče, a zároveň v různém okamžiku. Tento fenomén se nazývá vícecestné šíření (Obr. č. 3). Jeho důsledkem je mimo jiné zpoždění způsobené šířením (delay spread).



Obr. č. 3: Vícecestné šíření signálu

Ztráty šířením (Path Loss). Jde o útlum závislý zejména na délce spoje a typu prostředí. Tato časově neproměnná složka představuje střední hodnotu signálu v daném bodě pozorování a jeho okolí. Hodnota je dána průměrem velkého počtu měření okamžité hodnoty úrovně signálu.

Pomalé úniky (Slow Fading). Útlum způsobený zastíněním spoje (stavební překážky, lidé apod.). Ke kolísání úrovně signálu dochází z hlediska vlnové délky „pomalu“.

Rychlé úniky (Fast Fading). Způsobují velmi rychlé a hluboké kolísání úrovně signálu. Jsou způsobeny především vícecestným šířením signálu a dopplerrovským posuvem, který vzniká důsledkem pohybu mobilní antény a okolních objektů. Elektromagnetická energie se mezi pevnou a mobilní anténou (nebo opačně) šíří též pomocí odrazů po mnoha různých drahách. Díky všesměrové anténě dochází při vícecestném šíření k fázovému sčítání velkého množství různě odražených paprsků z rozdílných směrů od rozličných objektů. Tím je vytvořeno v prostoru jakési stojaté vlnění s minimy vzdálenými asi polovinu vlnové délky. Zpoždění odražených paprsků může být značné (desítky ms) podle vzdálenosti objektů, od kterých se odráží. Důležitou vlastností rychlých úniků je také skutečnost, že jsou silně proměnné v čase, což je způsobeno pohybem vysílače či přijímače, a z toho plynoucí změnou přenosového prostředí. Rychlé úniky jsou způsobeny, jak již bylo uvedeno, vícecestným šířením signálu. Přijímaný signál je vektorovým součtem přímého signálu a celé řady signálů odražených od překážek, částí budov apod. Není-li mezi vysílací a přijímací anténou přímá viditelnost, potom dokonce mohou přicházet odražené vlny ze všech azimutů v průměru se stejnou pravděpodobností. Součet mnoha vln, přicházejících s náhodnou fází, vytváří při pohybu stanice výsledný vstupní signál přijímače s již uvedenými hlubokými minimy. Jejich vzdálenosti principiálně v prvním přiblížení odpovídají polovině vlnové délky přijímaného signálu. Četnost výskytu rychlých úniků na určité trase, po které se pohybuje přijímač, závisí především na kmitočtu a směru pohybu přijímací antény. Nejen při pohybu mobilní (přenosné) stanice v EM poli jiné stanice (např. základnové) dochází ke kolísání signálu, zachyceného její přijímací anténou je závislé na rychlosti pohybu stanice.

Šíření elektromagnetických vln 2,4GHz v budovách je nejčastější případ, kdy lze pozorovat některé již zmíněné jevy. K průniku, odrazu a rozptylu vln dochází na povrchu překážky. U budov jsou tyto překážky nejrůznější stavební konstrukce. Útlum v běžných stavebních materiálech s kmitočtem roste. Průchodem stěnami je v pásmu 2,4GHz útlum asi 6 až 12dB. To odpovídá při šíření ve volném prostoru snížení dosahu o polovinu nebo

až o čtvrtinu. Zvláštní pozornost si zaslouží okenní výplně. V současné době se totiž na tabulové sklo běžně nanáší tenká kovová vrstva, která činí sklo pro rádiové vlny prakticky nepropustným. O tom, do jaké míry se vlna odrazí a jaký bude mít odraz charakter, rozhoduje nejen materiál překážky, ale také zvlnění povrchu, úhel dopadu a velikost odrazné plochy. K zrcadlovému odrazu dochází v případě, že povrch je dostatečně velký a hladký. Pro takový odraz je charakteristická jeho směrovost. Pokud uvedené podmínky nejsou splněny, dojde k rozptylu a vlna se odrazí do mnoha směrů. Aby mohl být povrch považován za hladký, nesmí být fázový rozdíl mezi odraženými vlnami a dílčími plochami příliš velký. V praxi se používá mezní hodnota fázového rozdílu $\pi/2$. Nejvíce se zvlnění odrazné plochy projeví v případě, kdy vlna dopadá kolmo na odraznou plochu. V pásmu 2,4GHz vychází hraniční velikost zvlnění pro kolmý dopad 16mm. Při nízkých úhlech dopadu hraniční velikost zvlnění prudce roste a situace je pro odraz ještě příznivější. Běžné povrchy stavebních konstrukcí je tedy třeba i v tomto pásmu považovat za hladké. K rozptylu dojde pouze na značně zvlněném povrchu Země. Vzhledem k tomu, že první Fresnelova zóna se s kmitočtem zužuje, dochází v pásmu 2,4GHz k zrcadlovému odrazu obecně častěji než v nižších kmitočtových pásmech. Složitým prostředím jsou i interiéry budov. Zde se vedle již zmíněných jevů můžeme setkat s dalšími specifickými jevy. Prvním je tzv. tunelový jev. Dlouhé chodby typické pro velké administrativní budovy se mohou chovat jako vlnovod. Pak dochází k paradoxní situaci, kdy útlum se vzdáleností roste dokonce s menší strmostí, než by odpovídalo šíření ve volném prostoru, tj. pomaleji než 20dB na dekádu. K tunelovému jevu může dojít jen v případě, že použitý kmitočet je vyšší než kritický kmitočet vlnovodu. Projevuje se tedy především ve vyšších kmitočtových pásmech. Další jevy typické pro šíření v budovách rovněž souvisejí s vedením vlny. Ukazuje se, že vlna se může šířit uvnitř zdí, podél armovacích prutů, či trubek ústředního topení a vodovodní instalace.

Popsané jevy jsou nejčastěji se vyskytující projevy šíření EM vln v budovách a zástavbách obecně. Takové prostředí je z tohoto pohledu plné překážek s rozdílnou impedancí, útlumem a vlnovodů. Pro podrobnější popsání jednotlivých možných situací se používají různé výpočtové modely.

2 ŠÍŘENÍ VLN VE VOLNÉM PROSTORU

Předpokládáme, že EM vlna je vyzařována izotropním zářičem, který je umístěn ve volném bezztrátovém homogenním izotropním prostoru [1]. Střední hodnota Poyntingova vektoru v jedné periodě ve vzdálenosti r od zářiče je pak dána výrazem

$$S = \frac{P_c}{4\pi r^2} = E_{ef} H_{ef} = \frac{E_{ef}^2}{120\pi} \quad [\text{Wm}^{-2}] \quad (2.1)$$

kde P_c je celkový vyzářený výkon zářičem

120π je impedance volného prostoru

H_{ef} efektivní hodnota intenzity magnetického pole

Z rovnice dostáváme výraz pro efektivní hodnotu intenzity elektrického pole na povrchu koule s poloměrem r , která obklopuje zdroj:

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{30P_c}}{r} \quad [\text{Vm}^{-1}] \quad (2.2)$$

Výkon je obecnou anténou směřován do určitého směru. Proto ho pro případ použití obecné antény ve výše uvedeném vztahu nahradíme součinem celkového vyzářeného výkonu a směrovosti $P_c D$, respektive výkonu dodávaného do vstupu vysílací antény a jejího zisku $P_1 G$. Pak rovnice (2.2) přejde na tvary:

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{30P_c D}}{r} = \frac{\sqrt{30P_1 G}}{r} \quad (2.3)$$

V praxi se často pro výpočet intenzity elektrického pole v místě příjmu používají vzorce, které jsou rozměrově připraveny pro dosazení jednotek, které jsou při praktickém návrhu spoje realističtější (např. výkon v kW, vzdálenost v km atd.). Ve vztahu (2.3) je třeba vědět, že směrovost D resp. zisk G jsou prostorově závislé parametry a proto výše uvedený vztah určuje hodnotu intenzity elektrického pole právě ve směru, pro který platí hodnota směrovosti resp. zisku.

Pro amplitudu intenzity elektrického pole platí:

$$E = \sqrt{2} E_{ef} = \frac{\sqrt{60P_c D}}{r} = \frac{\sqrt{60P_1 G}}{r} \quad (2.4)$$

Součin PG je označován jako efektivní izotropicky vyzářený výkon EIRP.

Jestliže vyjdeme ze vztahu pro efektivní plochu přijímací antény

$$A_{ef} = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (2.5)$$

dostaneme na vstupu přijímací antény s danou účinností η_p výkon

$$P_p = SA_{ef}\eta_p = \frac{P_v G_v}{4\pi r^2} \cdot \frac{G_p \lambda^2}{4\pi} \quad (2.6)$$

kde S je hustota výkonového toku v místě příjmu

P_v, P_p jsou výkony na vstupu vysílací antény, resp. výstupu přijímací antény

G_v, G_p jsou zisky vysílací a přijímací antény

Na základě výše uvedených vztahů můžeme určit přenosovou rovnici spoje. Tedy výkon na vstupu přijímače je:

$$P_p = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_v G_p \cdot P_v \quad (2.7)$$

Z tohoto výrazu lze určit základní přenosové ztráty poměrem P_p / P_v vztažené na jednotkové zisky obou antén. Tyto ztráty se nazývají ztráty volným prostorem. Definují pokles výkonu mezi dvěma idealizovanými izotropickými anténami ve volném prostoru. V anglické literatuře bývají označovány jako Free Space Loss L_{FSL} . Platí

$$L_0 = L_{FSL} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \quad (2.8)$$

Původní vztah (2.7) je idealizovaným případem platným pro šíření volným prostorem bez jakýchkoliv ztrát. Je základní rovnicí, kterou je nutné modifikovat pro různé modely šíření.

Elektromagnetická vlna na trase podléhá ztrátám, jejichž příčinami jsou například ztráty absorpcí a rozptylem energie (např. v a na kapkách deště), ztráty převedením části výkonu do jiné polarizace (např. depolarizace v dešti) atd. Lze říci, že takové ztráty na trase jsou dány konkrétními vlastnostmi přenosového prostředí a prostorovým uspořádáním spoje.

Takovéto vlivy tlumení charakterizujeme činitelem tlumení W . Zabudováním tohoto činitele do rovnice (2.3) dostaneme

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{30P_c D}}{r} \cdot W = \frac{\sqrt{30P_1 G}}{r} \cdot W \quad (2.9)$$

a celkové přenosové ztráty na trase včetně ztrát šířením volným prostorem

$$L_c = \frac{P_v}{P_p} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda W}\right)^2 \cdot \frac{1}{G_v \cdot G_p} \quad (2.10)$$

Konkretizací činitele tlumení a uvážením dalších možných efektů při šíření v daném frekvenčním pásmu a v daném uspořádání je možné na základě těchto vztahů vyřešit otázku šíření velké třídy případů.

2.1 Typy úniků a hodnocení spoje

Při šíření dochází pochopitelně ke změnám úrovně signálu, které jsou vyvolány různými vlivy [1]. Ty závisí jak na vlastnostech přenosového prostředí, tak na povrchu, nad kterým se EM vlna šíří, na frekvenci atd. Vzhledem k tomu, že tyto parametry jsou většinou časově proměnné, je přenos EM vln statistickým problémem. Z tohoto hlediska potom můžeme návrh spojů rozdělit na spoje s časově konstantními parametry, které se v čase neněmí nebo se mění pouze velice pomalu a dále na spoje s proměnnými parametry, kde dochází k rychlým časovým změnám. Proto také definujeme úniky pomalé a úniky rychlé.

Pomalé úniky jsou většinou vyvolány dlouhodobými změnami počasí, které jsou převážně hydrometeory v atmosféře. Takto vyvolané úniky mají převážně absorpční charakter, jsou frekvenčně méně závislé, a proto se označují jako frekvenční ploché úniky. Jejich negativní vliv se projevuje zejména u analogových spojů, kde se hodnotí spolehlivost spoje poklesem celkové přijímané úrovně signálu (např. na 99,999% času zabezpečení přenosu). Vzhledem ke statistice úniků (většinou z dlouhodobého experimentu) je nutné zvýšit výkon na vysílači o rezervu, kterou spotřebují právě tyto úniky. Mimoto dochází k různému skládání paprsků odražených v atmosféře od její zvrstvené struktury (může být vyvoláno např. teplotními inverzemi, anomálními změnami vlhkosti atd.), případně ke skládání paprsku přímého a odraženého od země. Takovéto úniky jsou frekvenčně silně

závislé a mají interferenční charakter. Proto jsou podle konkrétní povahy označovány také jako interferenční úniky a úniky frekvenčně selektivní.

Vzhledem k tomu, že atmosféra je časově nestabilní, podléhají tyto úniky často také časovým a frekvenčním změnám. Negativně se projevují zejména u digitálních spojů, kde způsobují výpadek jisté části frekvenčního spektra (často i frekvenčně pohyblivý), což vede k chybě symbolů. Pro potřeby digitálních spojů se proto testují bitovou chybou (BER – Bit Error Rate).

2.2 Přenosová rovnice – Friisova přenosová rovnice

Tato rovnice uvádí do souvislosti vysílaný výkon s přijatým výkonem pro dvě antény, které jsou od sebe ve vzdálenosti vzdálené zóny $r > \frac{2d^2}{\lambda} + \lambda$ (d je v tomto případě největší rozměr aktivní části antény) [1]. Výkonová hustota vyzařovaná vysílací anténou jako funkce ve vzdálenosti r je

$$S_v = \eta_v \frac{P_v}{4\pi r^2} \quad (2.11)$$

kde η_v je celková účinnost vysílací antény

P_v je výkon dodávaný anténě

Tento vztah bude, pro obecně neizotropickou anténu, možné pro daný směr vysílání (ϑ_v, φ_v) modifikovat vztahem

$$S_v = \frac{P_v \cdot G_v(\vartheta_v, \varphi_v)}{4\pi r^2} = \frac{\eta_v P_v \cdot D_v(\vartheta_v, \varphi_v)}{4\pi r^2} \quad (2.12)$$

Jestliže má přijímací anténa efektivní plochu (aperturu) danou pro určený směr příjmu (ϑ_v, φ_v) přijímače A_p , účinnost η_p a směrovost D_p , tedy

$$A_p = \eta_p \cdot D_p(\vartheta_p, \varphi_p) \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.13)$$

pak celkové množství výkonu P_p přijatého anténou přijímače v tomto přenosovém systému je dáno rovnicí

$$P_p = \eta_p \cdot D_p(\vartheta_v, \varphi_v) \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot w_v = \eta_p \eta_v \frac{\lambda^2 D_p(\vartheta_p, \varphi_p) \cdot D_v(\vartheta_v, \varphi_v) \cdot P_v}{(4\pi r)^2} |\rho_v \cdot \rho_p^*|^2 \quad (2.14)$$

kde $|\rho_v \cdot \rho_p^*|$ představuje polarizační ztráty dané vektory polarizace vysílané a přijímané vlny.

3 ŠÍŘENÍ VLN V ÚČINKU VODIVÉ ROVINNÉ ZEMĚ

Přízemní neboli povrchové vlny [1] se šíří podél rozhraní Země - vzduch. Vzhledem k difrakci do jisté míry taková vlna sleduje pozvolné terénní nerovnosti a zakřivení zemského povrchu. V praxi však většinou pro ně předpokládáme rovinné rozhraní mezi Zemí a vzduchem. Pro vybuzení skutečně povrchových vln je nutné antény umístit v elektricky malé výšce nad Zemí (elektrickou délkou se rozumí míry měřené v měřítku vlnových délek použité vlny).

3.1 Vertikální polarizace

Nejčastěji se jedná o vertikálně polarizovanou vlnu buzenou anténou ve výšce do $0,5\lambda$. V tomto případě můžeme předpokládat, že povrch Země je většinou dobře vodivý (uvedenou podmínku splňují hlavně střední a dlouhé vlny) a fázový rozdíl drah přímého a odraženého paprsku je malý vůči vlnové délce. Pak je možné vyjádřit efektivní hodnotu intenzity elektrického pole v místě příjmu z rovnice (2.3) s tím, že uvažujeme anténu vysílače s výkonem P , která se zrcadlí přes tuto rovinu povrchu Země. Potom je vlastně celkový výkon na vysílací straně $2P$ a rovnice (2.3) přejde na tvar

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{302PD}}{r} \cdot \sqrt{2} \quad (3.1)$$

Van der Pool doplnil tento vztah opravným multiplikačním faktorem, který bývá označován činitelem tlumení W . Tento činitel je pro dokonale vodivou půdu roven 1. Obecně je závislý na parametrech půdy, vlnové délce λ a na vzdálenosti r .

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{302PD}}{r} \cdot \sqrt{2} \cdot W \quad (3.2)$$

Činitel tlumení je možné spočítat podle interpolačního vzorce

$$W = \frac{2+0,3x}{2+x+0,6x^2} \quad (3.3)$$

V případě, kdy numerická vzdálenost x je větší než 25 můžeme tento vztah ještě zjednodušit na:

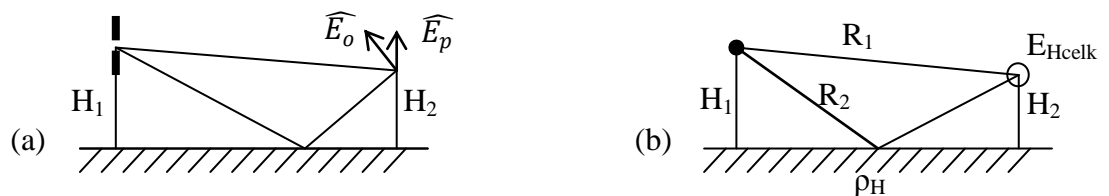
$$W = \frac{1}{2x} \quad (3.4)$$

Uvedený vztah platí pro vertikální složky intenzity elektrického pole při příjmu u zemského povrchu a v takových vzdálenostech od vysílače, kdy lze zanedbat zakřivení Země.

3.2 Horizontální polarizace

Pro případ antény vysílající v horizontální polarizaci, je nutné použít jiné vztahy. Pokud považujeme Zemi za dokonale vodivou, pak by pro horizontální polarizaci měla být intenzita na povrchu Země v místě příjmu nulová. Vzhledem ke konečné vodivosti Země však zrcadlový obraz není plně symetrický, takže i na povrchu Země bude jistá konečná hodnota horizontální složky intenzity EM pole. Polovodičový povrch Země způsobí tlumení horizontálně polarizované vlny.

Na obrázku (Obr. č. 4) je naznačen základní princip vertikální a horizontální polarizace.



Obr. č. 4: Vertikální (a) a horizontální (b) polarizace

$$E_{Vcelk} = \widehat{E}_p + \widehat{E}_o \quad (3.5)$$

$$E_{Hcelk} = \widehat{E}_{Hp} + \widehat{E}_{Ho} = \widehat{E}_{Hp} / \left(1 + \rho_H \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R}\right) \quad (3.6)$$

kde E_{Vcelk} je intenzita elektrického pole při vertikální polarizaci

E_{Hcelk} je intenzita elektrického pole při horizontální polarizaci

ΔR je rozdíl délek přímého a odraženého paprsku

3.3 Elektrické vlastnosti struktur povrchu Země

Při rozboru šíření radiových vln je třeba idealizovat podmínky, při kterých se vlna šíří [1]. Největší idealizací je nahrazení skutečného, nerovného, drsného povrchu Země (s proměnnými elektrickými materiálovými parametry) za dokonale hladký povrch o reprezentativní hodnotě vodivosti a permitivity (případně po úsecích délky). Z hlediska modelů šíření rozlišujeme zejména pokryv vodou (je nutné rozlišit mořskou a sladkou vodu), dále půdu s vegetačním pokryvem (obecně různého charakteru), oblast městskou, příměstskou, oblast venkova, strukturu a typ zástavby atd. V řadě případů je třeba vše hodnotit z hlediska obsahu vody a tvarově z hlediska měřítka ve vlnových délkách pro posouzení relativní velikosti překážek, drsnosti atd. Orientační hodnoty materiálových parametrů struktur povrchu Země jsou v následující tabulce (Tab. č. 1).

Tab. č. 1: Elektrické materiálové parametry struktur povrchu Země

Typ prostředí	Relativní permitivita	Měrná vodivost [m^{-1}]
suchá půda	3 až 6	$1,1 \cdot 10^{-5}$ až $2 \cdot 10^{-3}$
vlhká půda	10 až 30	$3 \cdot 10^{-3}$ až 10^{-2}
mořská voda	80	1 až 4,3
sladká voda	80	10^{-3} až $2,4 \cdot 10^{-2}$
lesy		10^{-3}
velká města		$7,5 \cdot 10^{-4}$
hornatý terén		$7,5 \cdot 10^{-4}$

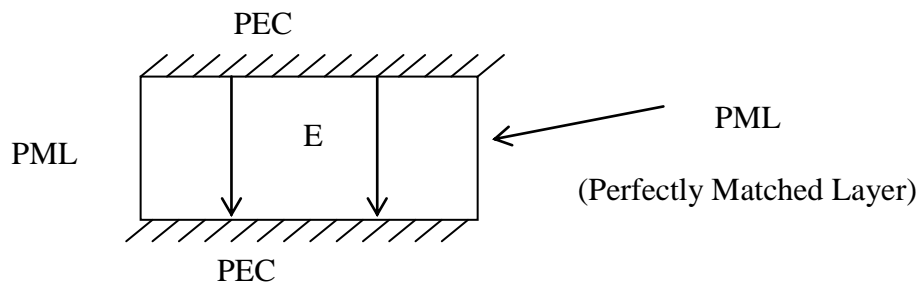
Vzhledem k tomu, že voda, jako nejrozšířenější typ (struktura) povrchu Země i jako obsažená látka ve vegetačním pokryvu má obecně význačnou frekvenční závislost komplexní permitivity, je nekritické přejímání konkrétních hodnot bez uvážení skutečných podmínek (frekvence aj.) vždy špatné. V obecném případě je nutné se řídit modelem, který udává objemové či hmotnostní zastoupení vody v daném objektu, části spojové trasy atd.

4 ŠÍŘENÍ VLN V TUNELU (CHODBĚ)

Tento případ je možné modelovat pomocí vlnovodu s příslušným příčným průřezem a vhodnými okrajovými podmínkami. Obecně lze říci, že existují 2 možnosti:

4.1 Parallel plate vlnovod

V tomto případě stěny tlumí odražené vlny (PML) a perfektně vodivá je jen podlaha a strop tunelu (chodby), jak je vidět z obrázku (Obr. č. 5) a signál se zde šíří velmi dobře.

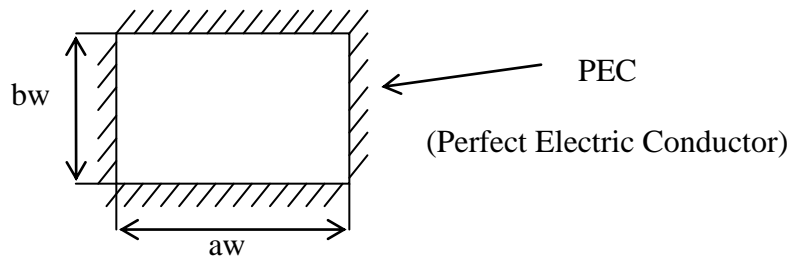


Obr. č. 5: Tunel – parallel plate vlnovod

Vyšší tlumení odražené vlny je možné dosáhnout pomocí tzv. dokonale přizpůsobené vrstvy (Perfectly Matched Layer – PML) [8]. Dopadá-li EM vlna na rozhraní dvou prostředí, dojde zpravidla k odrazu, pokud nejsou vlnové impedance obou prostředí shodné. Ve velké většině úloh dopadá vlna hranici vyšetřované oblasti z prostředí s malými nebo žádnými ztrátami (prostředí s reálnou impedancí). Má-li docházet k tlumení vlny, musí být prostředí ztrátové (impedance je komplexní číslo) a tudíž by docházelo při dopadu z bezztrátového na prostředí ztrátové k odrazu. Tento problém lze vyřešit, má-li pohltivé prostředí komplexní permitivitu i permeabilitu (dochází ke vzniku tepla při přepolarizování kterékoliv z intenzit pole) a lze tedy konstruovat pohlcující materiály umožňující bezodrazově přikrýt kovové konstrukce.

4.2 Dutý kovový vlnovod

V tomto případě jsou všechny stěny tunelu (chodby) perfektně vodivé (PEC).



Obr. č. 6: Tunel - dutý kovový vlnovod

Je nutné definovat tzv. kritický kmitočet (cut-off frequency) f_c

$$f_c = \frac{c}{2aw} \quad (4.1)$$

kde c je rychlost světla (299 792 458 m/s)

aw je délka tunelu (chodby) viz (Obr. č. 6)

Pro frekvence $f < f_c$ se signál nešíří, resp. šíří ale je velmi utlumen.

Útlum pro frekvence $f < f_c$ je definován

$$\alpha = \frac{2\pi f_c}{c} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (4.2)$$

Př.: radiostanice o frekvenci $f = 27\text{MHz}$, chodba délky $aw = 2\text{m}$, $f_c = 75\text{MHz}$

$$\alpha = \frac{2\pi f_c}{c} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} = \frac{2\pi \cdot 75 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{27}{75}\right)^2} = 1,4655 \text{ Np/m}$$

$$E_z = E_{z0} \cdot e^{-\alpha R} \Rightarrow ATT = 20 \log E_z \text{ [dB]}$$

Tab. č. 2: Příklad pro výpočet útlumu

R [m]	1	2	3	4	5
E_z	$e^{-\alpha \cdot 1}$	$e^{-\alpha \cdot 2}$	$e^{-\alpha \cdot 3}$	$e^{-\alpha \cdot 4}$	$e^{-\alpha \cdot 5}$
ATT [dB]	-12	-25	-38	-50	-63

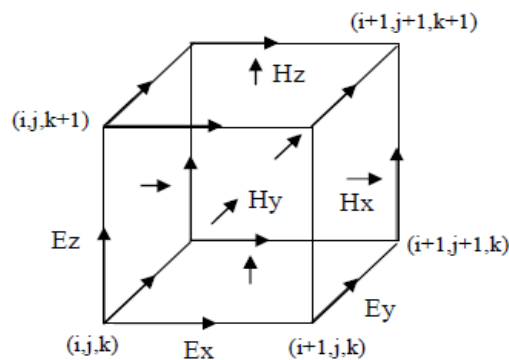
5 METODA KONEČNÉ DIFERENCE V ČASOVÉ OBLASTI

Metoda konečné diference v časové oblasti (z angličtiny Finite Difference Time Domain - FDTD) [8] je populární metoda výpočtů a modelování. Je srozumitelná a jednoduše implementovatelná do programových řešení. Z důvodu, že výpočty jsou založeny na časové oblasti, mohou tak pokrýt široké frekvenční spektrum v jedné simulaci. Metoda FDTD je založena na modelování objektů v mřížce. Časově závislé Maxwellovy rovnice [2] jsou diskretizovány pomocí centrálního rozdílu aproximace k prostoru a času parciálních derivací. Výsledné rovnice konečného rozdílu jsou řešeny programově či hardwarově v následujícím pořadí: vektory elektrického pole v prostoru jsou řešeny v daném v čase, pak vektory magnetického pole ve stejném prostoru jsou řešeny v čase a proces se opakuje znovu a znovu, až se požadované přechodné elektromagnetické pole plně rozvine.

Základy FDTD mřížky a algoritmy časových kroků byly popsány v roce 1966 (Kane Yee) [6]. Popis FDTD začal vznikat 1980 (Allen Taflove) v textové formě v IEEE Transaction On Electromagnetic Compatibility. Tyto důležité články v časopisech přispěly k rozvoji FDTD technik stejně jako jiné výzkumné publikace. V roce 1990, se technika FDTD objevila jako hlavní prostředek pro výpočetní model v mnoha vědeckých a technických otázkách týkajících se EM vln. Shrnutí všech poznatků mají na svědomí Taflove & Hagness (2005). V roce 2006 existuje na 2000 FDTD souvisejících článků ve vědeckých a strojírenských publikacích. V současné době existuje nejméně 27 komerčních FDTD softwarů, 8 volně dostupných a open-source FDTD projektů a 2 freeware/uzavřených FDTD projektů, některé pro nekomerční využití.

Pokud jsou Maxwellovy rovnice [2] popsány, můžeme pozorovat změnu elektrického pole v čase, který je závislý na změně magnetického pole. Tato změna je základem FDTD časových kroků, kdy pro každý bod v prostoru je aktualizována hodnota elektrického pole v závislosti na uložené hodnotě elektrického pole a numerické hodnotě magnetického pole v čase [6]. Magnetické pole se zpracovává obdobně. V každém bodě prostoru se aktualizuje hodnota magnetického pole v čase, tato hodnota je závislá na uložené hodnotě magnetického pole a numerické hodnotě elektrického pole v prostoru. Vzájemné působení elektrického a magnetického pole v časové posloupnosti je zpracováváno v simulacích. Tento popis platí jak pro 1D, 2D, tak 3D soustavy. Při zvyšování počtu dimenzí se dané výpočty stávají mnohem složitějšími. Kane Yee v roce 1966 v IEEE Transactions On Antenas and Propagation navrhuje prostorové vektory elektrického a magnetického pole

v pravouhlých buňkách vycházejících z Kartézské mřížky. Komponenty (vektory) elektrického pole jsou umístěny na hranách dané mřížky a magnetické složky vycházejí ze středů stěn dané mřížky. Tato mřížka je známa jako Yee lattice (Yee cell viz Obr. č. 7) a dokázala dodržet svůj tvar a vlastnosti od počátku. Stále se používá v nynějších FDTD programových konstrukcích.



Obr. č. 7: Yee lattice

5.1 Použití metody FDTD

V případě použití FDTD [6] musí být stanovena výpočetní oblast, jde o oblast, ve které bude prováděn výpočet daného modelu. Složky elektrického a magnetického pole jsou dány pro každý bod ve výpočetní oblasti. Pro každou buňku (bod) výpočetní oblasti musí být stanoveny fyzikální parametry, jde vlastně o stanovení materiálu a jeho vlastností ve výpočetní oblasti. Mezi použitelné materiály spadá např. vzduch, kov, beton, sklo apod. Lze použít jakýkoliv materiál, u kterého známe permeabilitu, permitivitu, a vodivost. Jakmile jsou materiály v dané výpočetní oblasti nadefinovány, je nutné nastavit parametry zdroje. Po nastavení parametrů lze spustit simulaci pro elektrické a magnetické pole v oblasti modelu, kdy je daný model počítán v časových krocích. Pomocí FDTD metody lze získat při výpočtu elektromagnetického pole v dané oblasti rozptýlené, vyzářené pole ve vzdálené oblasti, které je přepočítáno z blízkého pole do vzdáleného.

5.2 Výhody metody FDTD

Každá výpočetní metoda má své slabé a silné stránky [6], u FDTD tomu není jinak. FDTD je universální modelovací technikou používající k řešení Maxwellovy rovnice [2]. Je intuitivní, takže uživatelé mohou snadno porozumět tomu jak ji používat a ví, co očekávat od daného modelu. Při tomto modelování je možné použít jako zdroj Gaussův

puls zdroj, který je širokopásmový a tím lze pak v jedné simulaci získat výsledek v širokém rozsahu kmitočtů na základě jedné simulace. To je užitečné v aplikacích, kde rezonanční frekvence nejsou přesně známy, nebo v simulacích kde požadovaný širokopásmový výsledek. Jelikož FDTD počítá v časových krocích elektrické a magnetické pole, je možné zobrazovat animované ukázky elektromagnetického pole a jeho pohybu v modelu. Tento typ zobrazení je užitečný pro pochopení děje v modelu a ověření jeho správné funkčnosti. Tato technika umožňuje uživateli specifikovat materiál ve všech místech výpočetní oblasti. Umožňuje výpočet stínící účinnosti modelů a to tak v struktuře, tak mimo ni. FDTD používá elektrické a magnetické pole přímo. Většina EMI/EMC modelovacích aplikací má zájem v elektrickém a magnetickém poli, je výhodné, že nemusí být učiněny žádné převody, po spuštění simulace získáme tyto převody.

5.3 Nevýhody metody FDTD

Z důvodu, že při výpočtu musí být použita pravoúhlá mřížka, musí být zvolena dostatečně jemně, aby mohly být vyřešeny i ty nejmenší EM vlnové délky a nejmenší geometrické části daného modelu [6]. Ovšem se zvyšující se jemností dané mřížky rostou dané nároky na simulaci. Modely s dlouhými, tenkými prvky (jako jsou dráty) je obtížné modelovat, jelikož v důsledku jsou požadovány vysoké nároky na výpočetní paměť a výpočetní čas. Pole při výpočtech je počítáno v celém modelu a je možné pomocí postprocessingu dopočítat vzdálené parametry pole. Z důvodu, že výpočetní oblast má určitou velikost, je nutné zavést umělou hranici na okrajích modelu. Existuje celá řada okrajových podmínek, které jsou velmi účinné k absorpci pole. Většina moderních implementací FDTD obsahuje speciální absorbující okrajovou podmínku PML, která je navržena tak aby jakékoliv přichozí vlnění absorbovala a žádné neodrážela zpět.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

6 PROGRAM LC

Jedná se o nástroj určený k simulaci a analýze elektromagnetických vlastností elektrických propojení [6]. Jeho výhodou je to, že podporuje trojrozměrné modelování. Modely mohou být ozářeny různými typy zdrojů a chování daných modelů lze sledovat několika druhy sond. Při měření obvodů lze také zjistit kapacitu, indukci a impedanci z přechodné odezvy. Výsledky mohou být vypočteny i ve frekvenční oblasti a zobrazeny jako S parametry. Je možné také získat data vyzařování ze vzdálené oblasti těchto modelů. LC se především zabývá elektromagnetickou simulací za použití FDTD technik [8]. FDTD je řešení za pomoci Maxwellových rovnic [2] ve třech dimenzích. V FDTD je díky pravoúhlému systému model rozložen na velké množství malých buněk, které jsou rovnoměrně rozmístěny v oblasti určené pro simulaci. Dielektrické, propustné, ztrátové, vodivostní vlastnosti materiálů použitých pro každou buňku jsou začleněny do pole aktualizací, které jsou vykonávány opakovaně v malých časových krocích.

Rozhraní mezi elektromagnetickou simulací a simulací obvodů je řešeno pomocí programu SPICE, který je dostupný společně s LC. To umožňuje uživateli začlenit libovolný obvod a také propojení mezi modely. Propojení je realizováno jako výpočty elektromagnetické simulace.

Program LC [7] je vlastně editor modelů, simulátor a analyzátor v jednom. Jeho zdrojový kód má více jak 150000 řádků a je napsán v programovacím jazyku C++ a Fortran. Používá OSF/Motif a je přenositelný na jakoukoliv platformu založenou na Unixu (v našem případě byla použita live distribuce Mandriva 2010 [4], z důvodu lepší podpory pro novější hardware). Simulátor má plně dynamickou alokaci paměti a je schopný využívat víceprocesorové systémy a výhody možnosti paralelních výpočtů za účelem urychlení výpočtů (v našem případě byly simulace prováděny na jednoprocessorovém systému).

6.1 Stabilita algoritmu

Ze začátku jsme zjišťovali, na čem závisí stabilita algoritmu v programu LC. Program nám totiž pro různé velikosti kroku sítě (hrubost sítě) pro různé frekvence zdroje vyhazoval chybové hlášení a poté výsledné simulace nekorespondovali s reálnou situací.

Studováním materiálů [8] a následném testováním jsme došli k závěru, že stabilita algoritmu závisí na následujících 3 podmínkách:

- a) Courantova podmínka $\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c}$
- b) Shannonův teorém $f_s > 2f_{max}$
- c) tzv. počet vzorků na prostorovou periodu (obvykle 10 až 20 vzorků)

kde: Δt délka časového kroku
 Δx velikost jedné buňky sítě
 c rychlost světla
 f_s vzorkovací frekvence
 f_{max} maximální frekvence vzorkovaného signálu

Př.:

$$\Delta x = 0,1m = 100mm$$

$$\Delta t \leq 0,333ns = 333ps$$

pro 10 vzorků na prostorovou periodu:

$$\lambda_0 = 10 \cdot \Delta x = 10 \cdot 0,1 = 1m \cong f_1 = 300MHz$$

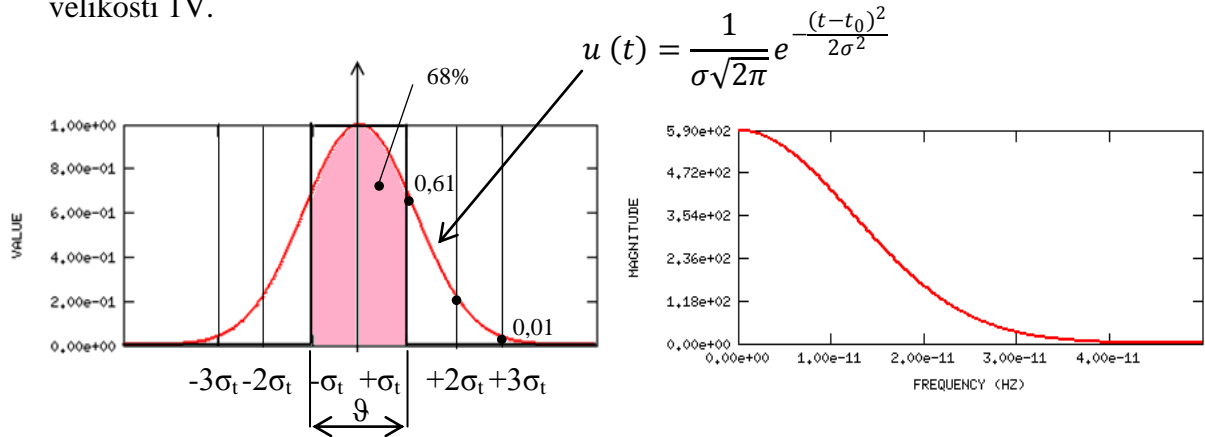
pro 20 vzorků na prostorovou periodu:

$$\lambda_0 = 20 \cdot \Delta x = 20 \cdot 0,1 = 2m \cong f_1 = 150MHz$$

6.2 Budící signály

6.2.1 Gaussian pulse

Tento budící signál jsme použili při ověřování impedance dipólu jako napěťový zdroj o velikosti 1V.



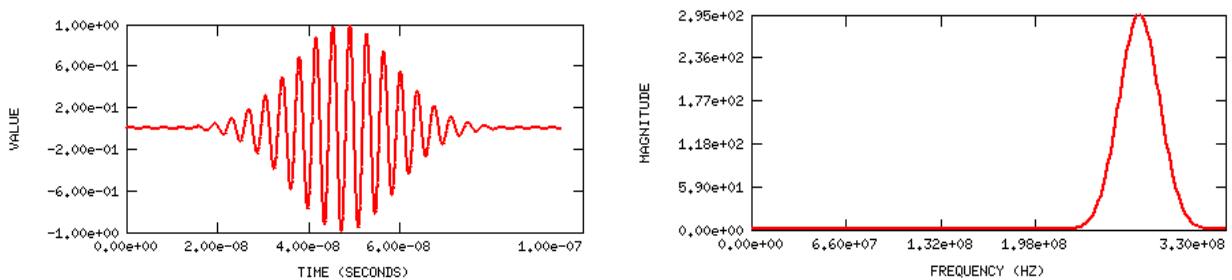
Obr. č. 8: Gaussian pulse v závislosti na čase a frekvenci

Po nahrazení pulsu obdélníkem jsme došli k vzorci (6.2) pro šířku pásma.

$$B = \frac{1}{2\sigma_t} \quad [Hz] \quad (6.2)$$

6.2.2 Modulated pulse

a) Úzkopásmový

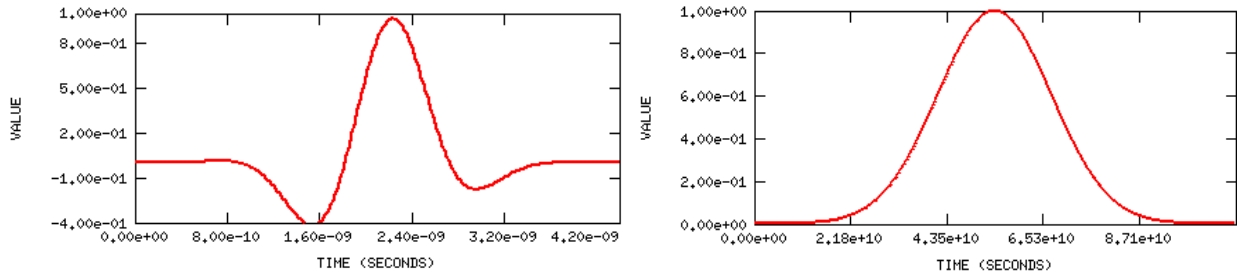


Obr. č. 9: Úzkopásmový Modulated pulse v závislosti na čase a frekvenci

Jako úzkopásmový jsme tento signál nevyužili.

b) Širokopásmový

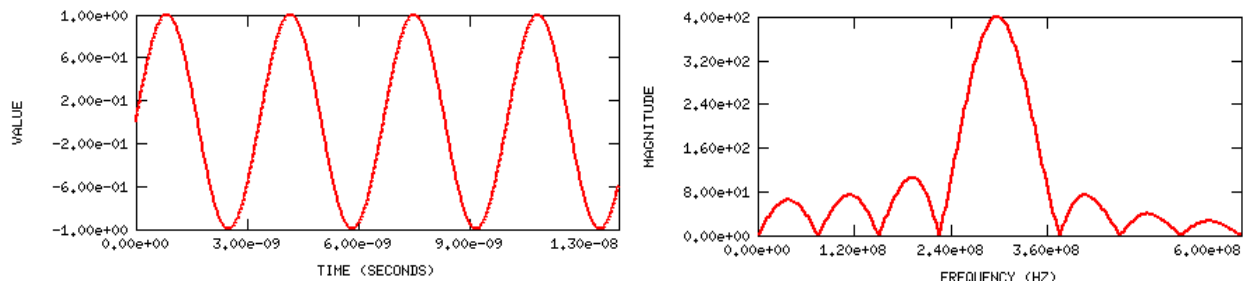
Tento signál jsme použili u simulace šíření chodbou a mezi patry. Nastavili jsme rozsah frekvencí od 100 do 1000 MHz jako širokopásmový napěťový zdroj o velikosti 1V.



Obr. č. 10: Širokopásmový Modulated pulse v závislosti na čase a frekvenci

6.2.3 Continuous Sinusoid

Tento signál jsme použili při ověřování intenzity elektrického pole dipólu a u simulace šíření vln chodbou a mezi patry pro lepší zobrazení vln pomocí sondy (EPlane).



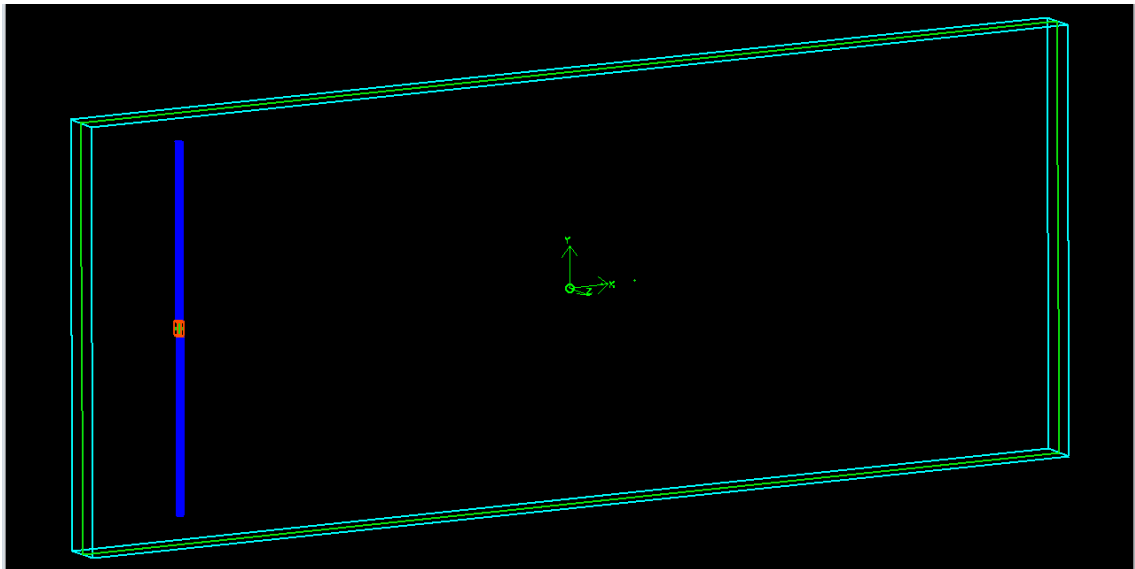
Obr. č. 11: Continuous Sinusoid v závislosti na čase a frekvenci

7 SIMULACE V PROGRAMU LC

Vlastnosti programu LC jsme testovali na modelu dipólu.

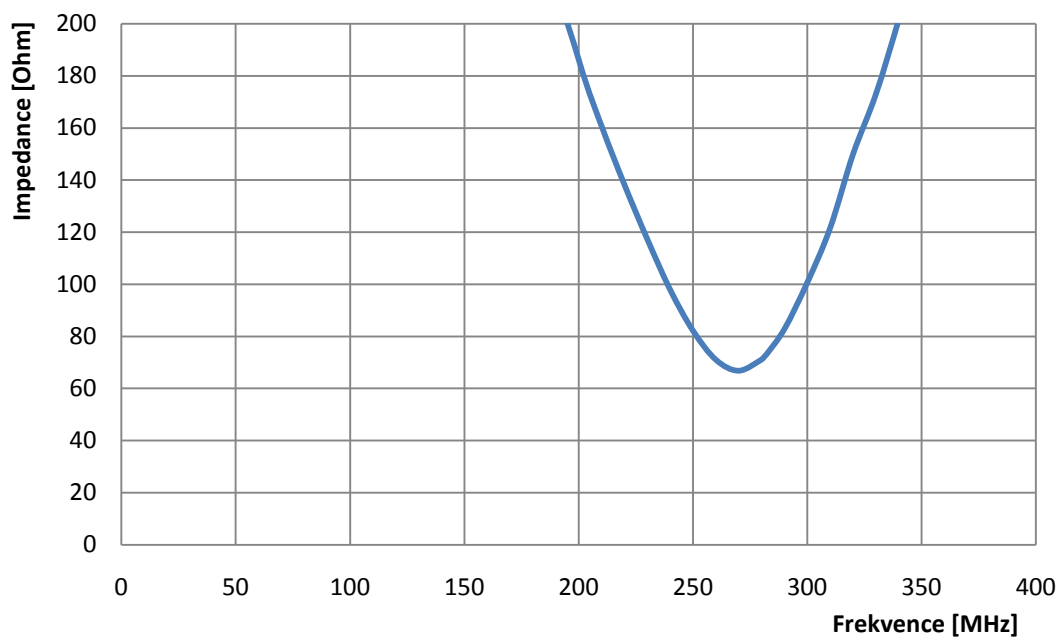
7.1 Impedance půlvlnného dipólu

První simulací byl půlvlnný dipól umístěný ve vzduchovém kvádru (materiál air) o rozměrech 1500x600x60mm. Tento dipól (materiál metal) měl velikost ramen 250mm a poloměr 5mm, kdy mezi rameny byla vzduchová mezera o velikosti 10x20x10mm a jako zdroj byl použit tvrdý napěťový zdroj o velikosti 1V (Gaussův puls) a rozměrech 10x20x10mm, který celou vzduchovou mezeru zaplnil (Obr. č. 12). Velikost jedné buňky mřížky byla nastavena jako krychle o rozměrech 5x5x5mm a model měl tedy celkem 432 tisíc buněk. Jedna simulace trvala asi 10 minut.

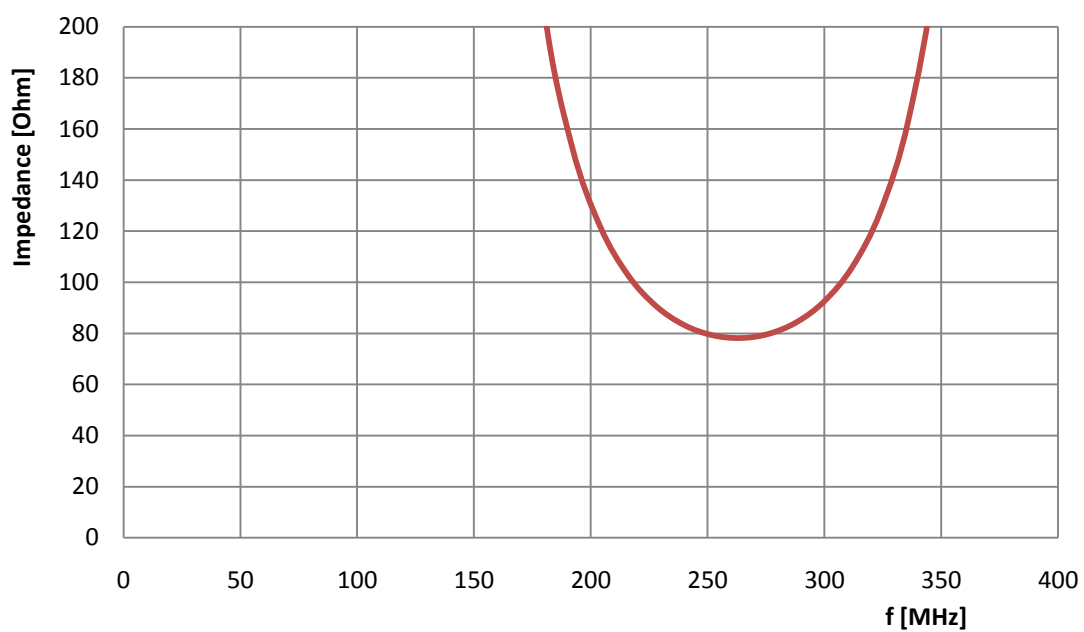


Obr. č. 12: Model půlvlnného dipólu

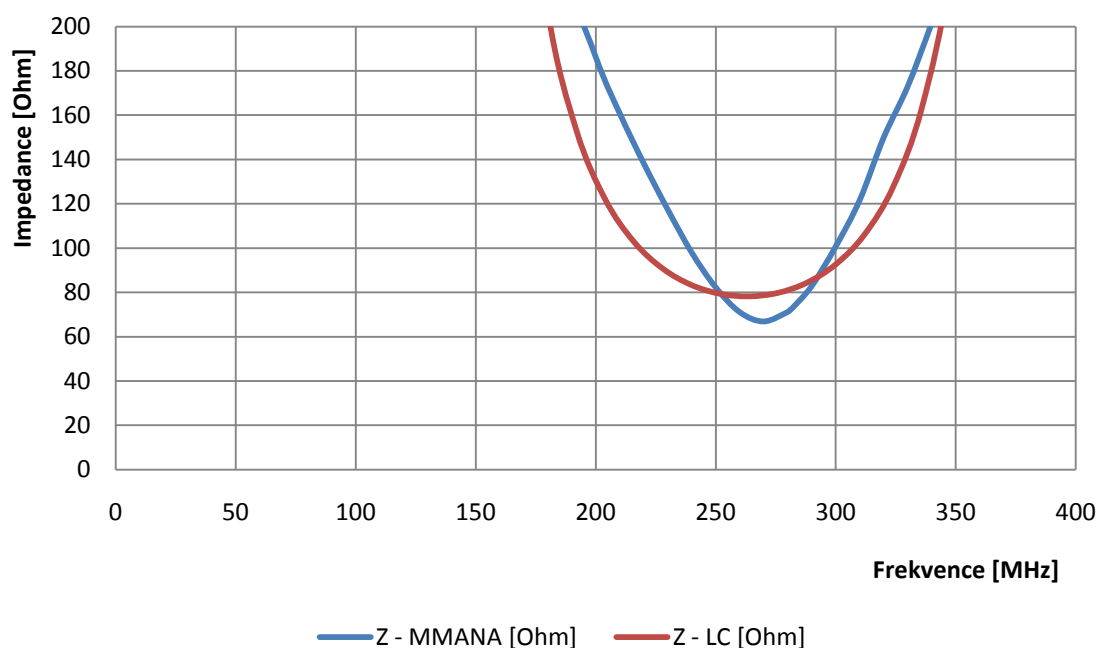
Tato simulace byla provedena pro ověření parametru impedance půlvlnného dipólu a její porovnání s jinými specializovanými programy pro výpočty parametrů antén. Pro srovnání byl použit anténní modelovací program MMANA. Z něj získané hodnoty byly simulací ověřovány. Sledovanými hodnotami byly frekvence a impedance. Z důvodu, že by daný dipól měl mít rezonanční frekvenci pod 300MHz, byl nastaven rozsah 100-400MHz. Impedance dipólu z programu LC a programu MMANA jsou zobrazeny na následujících obrázcích (Obr. č. 13 a Obr. č. 14) a porovnány v grafu (Obr. č. 15).



Obr. č. 13: Impedance dipólu z programu MMANA



Obr. č. 14: Impedance dipólu z programu LC

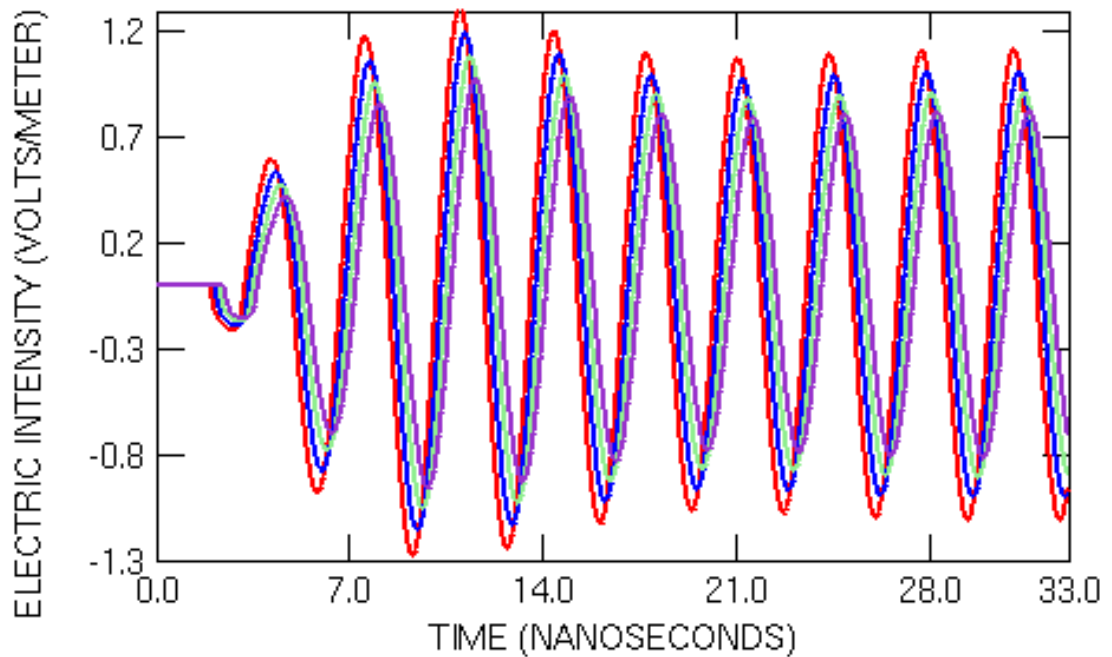


Obr. č. 15: Porovnání impedancí z programů MMANA a LC

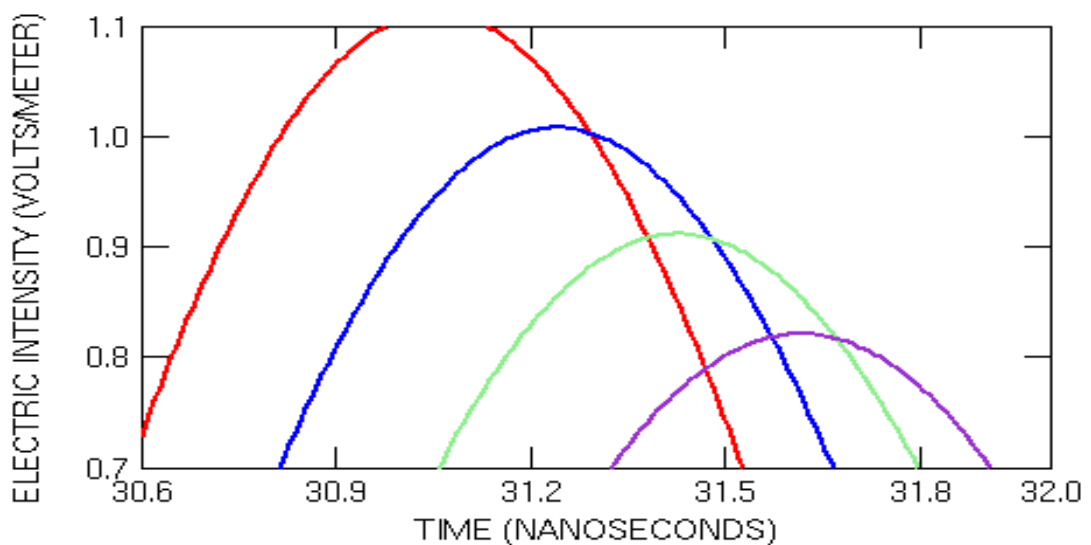
Jak je z těchto grafů zřejmé, tak hodnoty impedance se asi o 10Ω liší. Tento rozdíl byl zřejmě způsoben nepřesností simulace. Hodnota impedance dosahovala v naší simulaci asi 80Ω .

7.2 Intenzita elektrického pole pŕvlnného dipólu

Druhou simulací bylo na předchozím modelu (Obr. č. 12) pomocí programových sond (Probes) naměřit intenzitu elektrického pole v různých vzdálenostech a srovnat hodnoty s výpočtem. Z tohoto důvodu bylo nutné změnit typ napěťového zdroje z Gaussova pulsu na Sinusový průběh o frekvenci 300MHz. Odsimulované hodnoty jsou vyneseny v grafech (Obr. č. 16 a Obr. č. 17).



Obr. č. 16: Intenzita elektrického pole pro různé vzdálenosti r



Obr. č. 17: Intenzita elektrického pole pro různé vzdálenosti r - detail

Výpočet:

$$U_{max} = 1V, R = 73\Omega \Rightarrow P_{avg} = \frac{1}{2} \cdot U_{max} \cdot \frac{U_{max}}{R} = 6,8mW, \text{ směrovost } D = 1,64$$

dle vzorce (2.3) $E_{vyp} = \frac{\sqrt{30PD}}{r}$ dostaneme pro různé vzdálenosti r vypočtenou intenzitu elektrického pole E_{vyp} (Tab. č. 3).

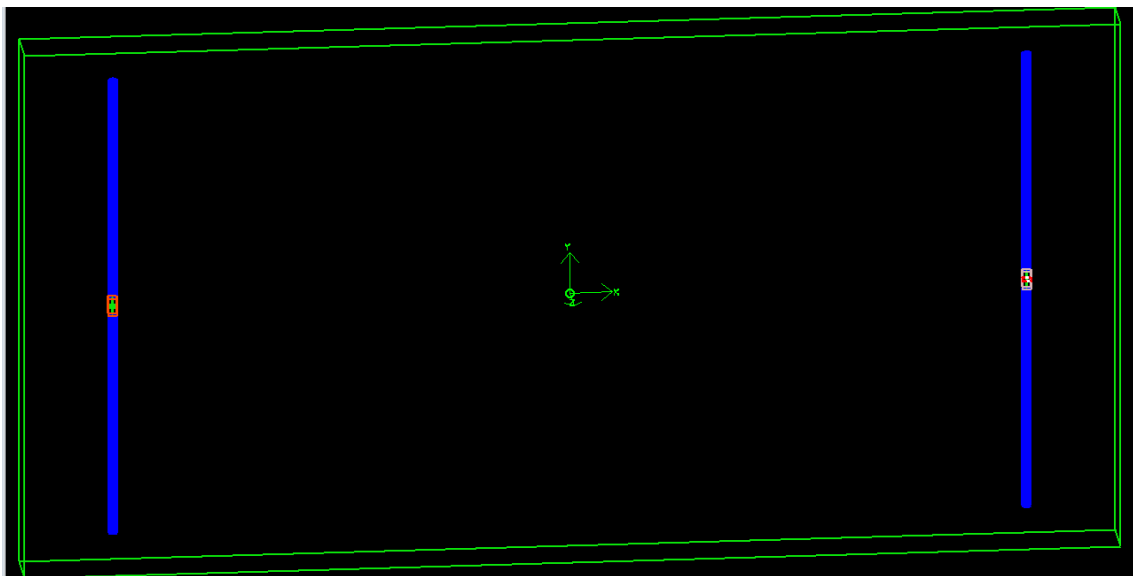
Tab. č. 3: Intenzita elektrického pole

r [mm]	600	650	700	750
E_{vyp} [V/m]	0,97	0,89	0,83	0,78
E_{sim} [V/m]	1,10	1,00	0,90	0,80

Z tabulky (Tab. č. 3) je vidět, že s rostoucí vzdáleností od dipólu se hodnoty intenzity elektrického pole ze simulace přibližují k vypočteným hodnotám.

7.3 Přenesený výkon mezi 2 dipóly

Dalším úkolem bylo nasimulovat přenos výkonu mezi dvěma dipóly (anténami) vzdálenými od sebe jeden metr a simulaci opět porovnat výpočtem. První anténa zůstala zcela stejná jako v předchozím modelu. Tedy velikost ramen byla 250mm a poloměr 5mm, kdy mezi rameny byla vzduchová mezera o velikosti 10x20x10mm a jako zdroj byl použit tvrdý napěťový zdroj o velikosti 1V (Sinus 300MHz) a rozměrech 10x20x10mm. Druhá anténa měla stejné parametry, akorát místo napěťového zdroje byla do vzduchové mezery umístěna lineární zátěž R_2 o velikosti 73Ω . Hodnota 73Ω byla zvolena, aby se podobala impedanci dipólu. Obě antény byly umístěny do vzduchového kvádrů o rozměrech 1200x600x60mm (Obr. č. 18). Velikost jedné buňky mřížky byla nastavena jako krychle o rozměrech 5x5x5mm a model měl tedy celkem 345,6 tisíc buněk. Jedna simulace trvala asi 7 minut. Odsimulované hodnoty výkonů jsou vidět v grafech (Obr. č. 19 a Obr. č. 20) a porovnány s výpočtem v tabulce (Tab. č. 4).



Obr. č. 18: Model 2 antény ve vzdálenosti 1m

Výpočet:

$$U_{max} = 1V, R = 73\Omega \Rightarrow P_{avg} = \frac{1}{2} \cdot U_{max} \cdot \frac{U_{max}}{R} = 6,8mW, \text{ směrovost } D = 1,64$$

dle vzorce (2.3) $E_{2vyp} = \frac{\sqrt{30PD}}{r}$ dostaneme pro vzdálenost $r = 1m$: $E_{2vyp} = 0,5805 V/m$

celková délka dipólu l je $2 \times 250mm = 0,5m \Rightarrow l_{ef} = \frac{2}{\pi} \cdot l = 0,3183 m$

napětí na druhé anténě je $U_{20} = l_{ef} \cdot E_2 = 0,1848 V \Rightarrow$

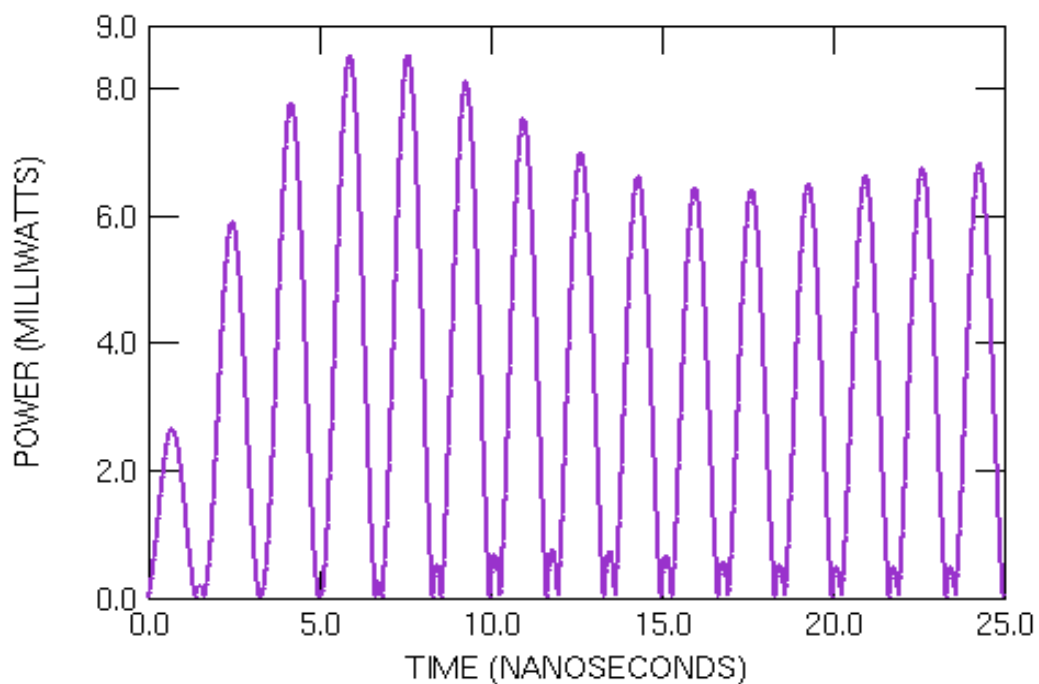
$$U_{2vyp} = \frac{U_{20}}{2} = 0,09239 V = 92,39 mV$$

přenesený výkon je tedy $P_{2vyp} = \frac{(U_{2vyp})^2}{R_2} = 117\mu W$

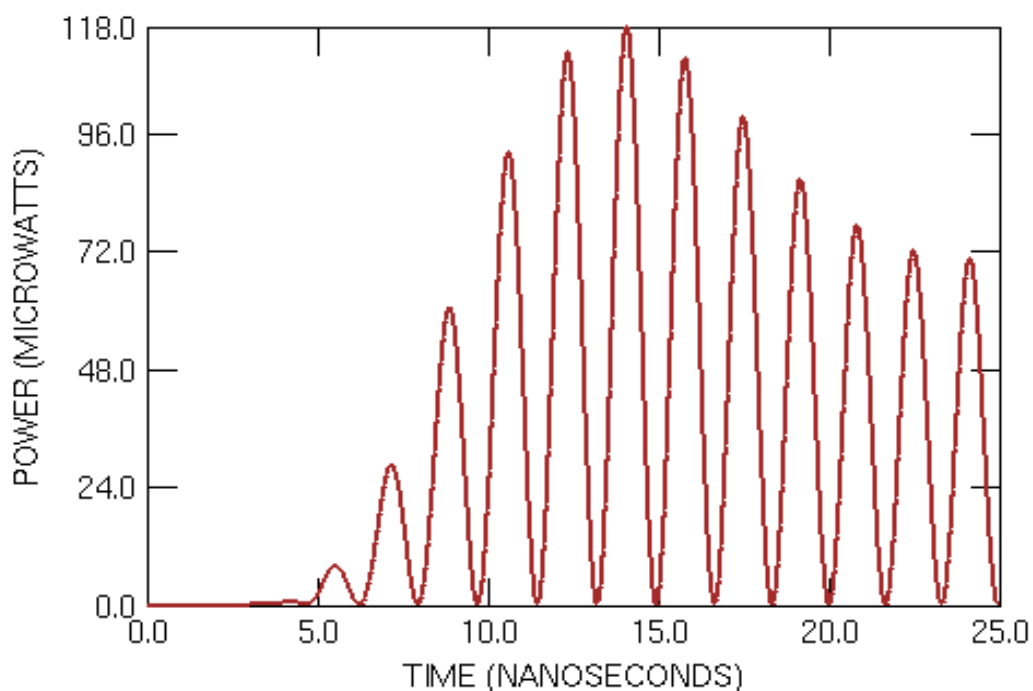
Tab. č. 4: Přenesený výkon

P_{1vyp} [mW]	6,85	P_{1sim} [mW]	8,30
E_{2vyp} [V/m]	0,58	E_{2sim} [V/m]	0,57
U_{2vyp} [mV]	92,39	U_{2sim} [mV]	82,00
P_{2vyp} [μ W]	116,93	P_{2sim} [μ W]	118,00

Z tabulky (Tab. č. 4) je patrné, že simulace se téměř shoduje s výpočtem. Rozdíly mohou být způsobeny krátkou vzdáleností mezi anténami a mohou se tedy vzájemně ovlivňovat.



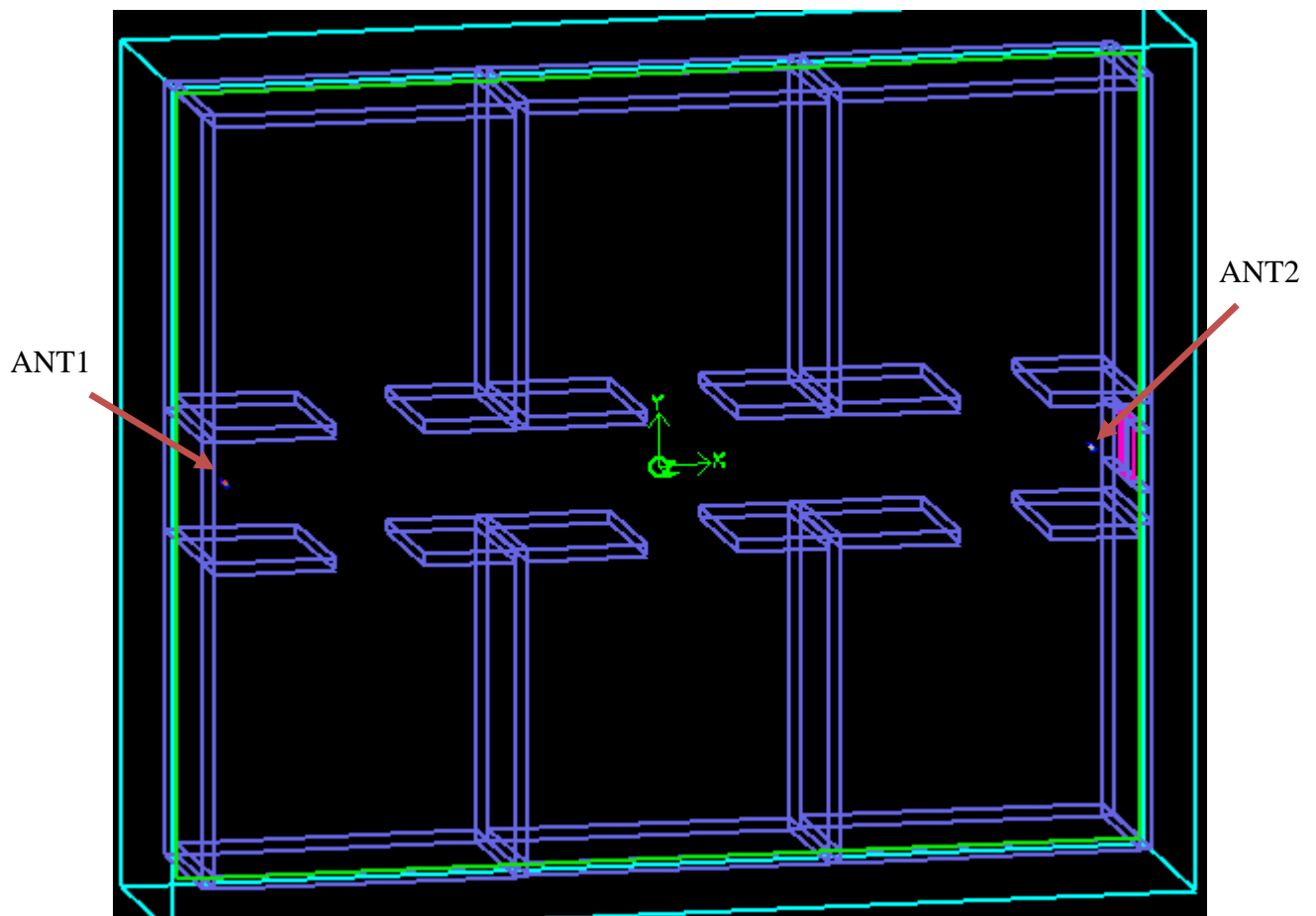
Obr. č. 19: Výkon na první anténě po 3000 krocích simulace



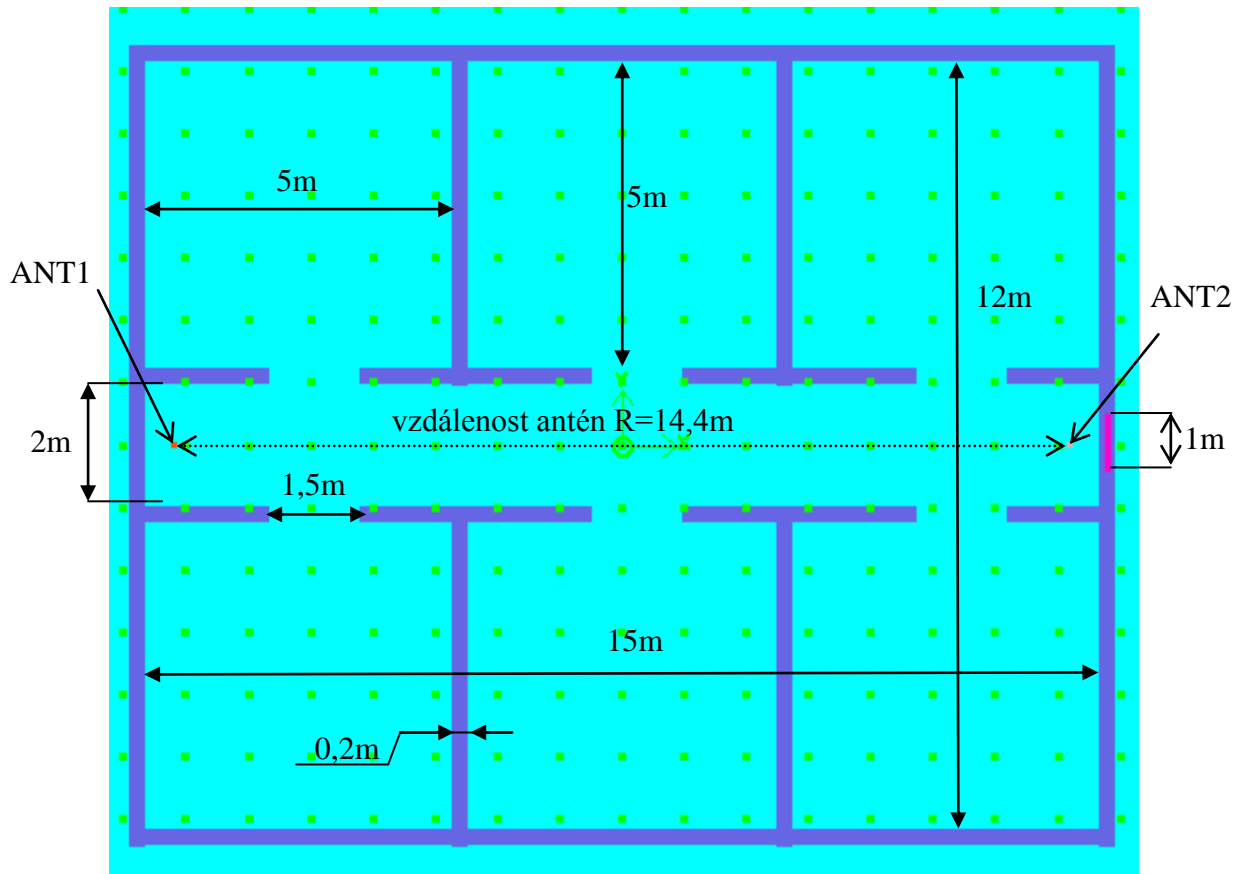
Obr. č. 20: Přenesený výkon na druhé anténě po 3000 krocích simulace

7.4 Šíření vln chodbou

Jednou z hlavních náplní této práce bylo nasimulovat šíření vln uvnitř chodby. Model chodby byl umístěn do vzduchového kvádrů o rozměrech 17x14x4m (Obr. č. 21) a rozměry samotné chodby byly 15x12x2,9m. Pro přehlednější popis rozměru je uveden půdorys chodby (Obr. č. 22). Na levý konec chodby byl umístěn vysílací dipól (ANT1) s velikostí ramen 250mm a poloměrem 10mm, kdy mezi rameny byla vzduchová mezera o velikosti 20x20x20mm a jako zdroj byl použit tvrdý napěťový zdroj o velikosti 1V a rozměrech 20x20x20mm. Přijímací dipól (ANT2) měl stejné parametry, akorát místo napěťového zdroje byla do vzduchové mezery umístěna lineární zátěž R_2 o velikosti 73Ω . Hodnota 73Ω byla zvolena, aby se podobala impedanci dipólu. Na pravém konci chodby je okno z defaultního materiálu sklo (glass) o rozměru 0,02x1x1m.



Obr. č. 21: Model chodby



Obr. č. 22: Půdorys chodby s rozměry

V tomto modelu jsme si nevystačili jen s defaultními materiály air, metal nebo glass, ale bylo již nutné nadefinovat nové materiály pro cihlové stěny (brick) a pro betonovou podlahu či strop (concrete). Podlaha a strop na modelu nejsou zobrazeny, protože by nebyl vidět vnitřní prostor chodby.

Cihla (brick) má parametry:

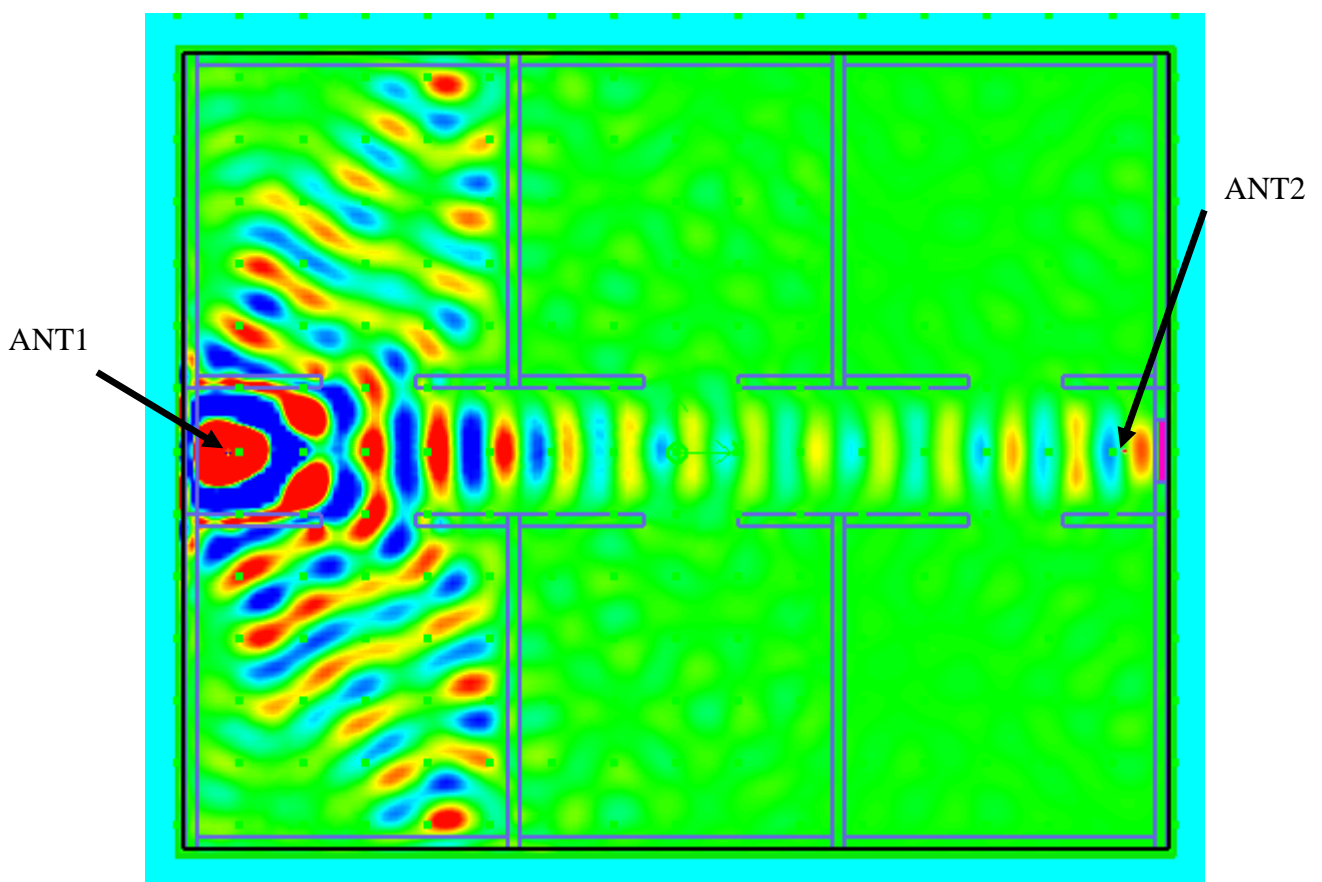
- Permittivita: 4,44
- Konduktivita: 0,0148
- Permeabilita: 1

Beton (concrete) má parametry:

- Permittivita: 4
- Konduktivita: 0,0367
- Permeabilita: 1

Tloušťku stěn, podlahy i stropu jsme zvolili 0,2m. Velikost buňky mřížky modelu byla nastavena jemně na 10mm, ale jen v blízkosti obou antén (v ose x a y je zjemněné okolí 1m a v ose z je zjemněné okolí 0,6m). Zbytek modelu byl pomocí bloků submesh nastaven hruběji na 100mm, abychom snížili co nejvíce výpočtový čas. I přesto ale narostl počet buněk modelu na 8,5 milionů a tím i čas pro jednu simulaci, která nyní trvala asi 2,5 hodiny.

Nejprve jsme pro buzení použili periodický sinusový signál o frekvenci 300MHz, protože na něm je nejlépe vidět jak se vlny šíří. Výstup sondy (EPlane) simulace je uveden na obrázku (Obr. č. 23).



Obr. č. 23: Šíření vln pro sinusový průběh o frekvenci 300MHz

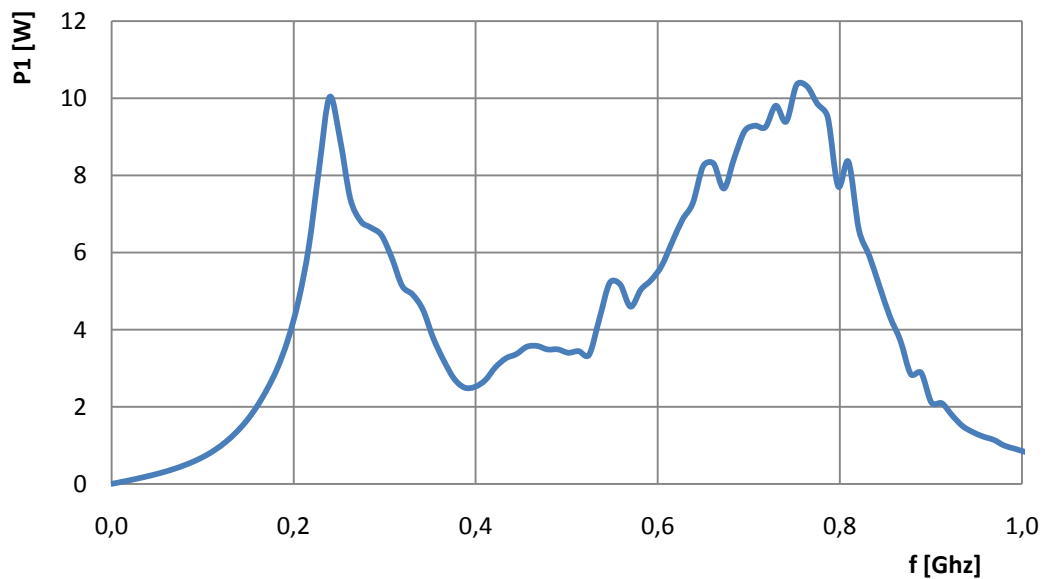
Z obrázku (Obr. č. 23) je patrné, že vlny se šíří jen do prvních místností v blízkosti vysílače, ale dále už jen přímou cestou k přijímací anténě.

V dalším kroku jsme zvolili jako budící signál modulovaný puls (Modulated Pulse) s širokopásmovým pokrytím od 100 MHz do 1000MHz. Pro takový frekvenční rozsah jsme

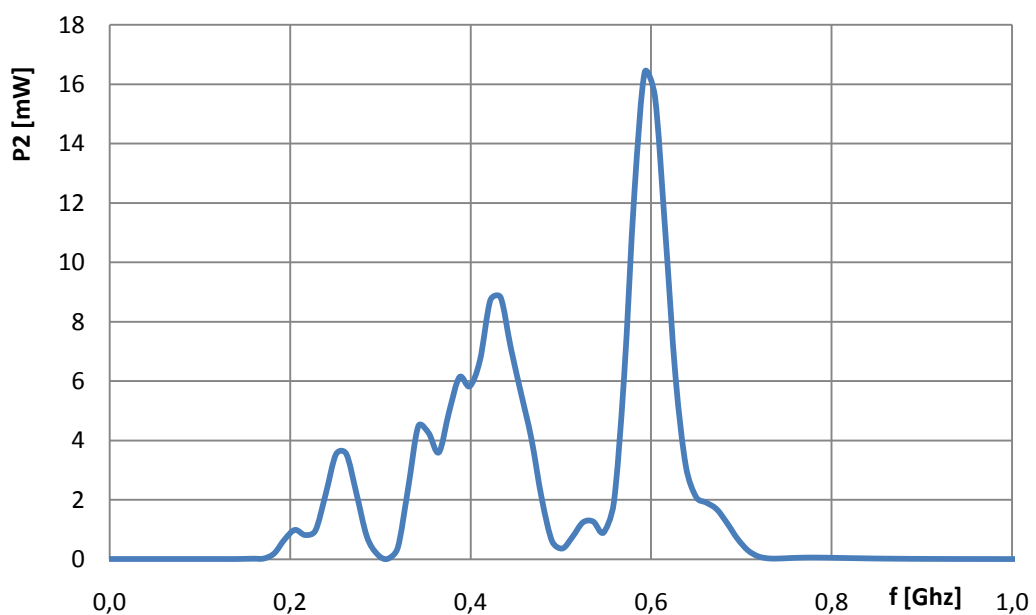
poté vypočetli z hodnot výkonů vysílací (P_1) a přijímací antény (P_2), závislých na frekvenci, útlum simulace L_{sim} .

Výkony jsou uvedeny na následujících obrázcích (Obr. č. 24 a Obr. č. 25). Útlum L_{sim} jsme vypočetli podle vzorce (7.1):

$$L_{sim} = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad [dB] \quad (7.1)$$



Obr. č. 24: Výkon vysílací antény (P_1) v závislosti na frekvenci



Obr. č. 25: Výkon přijímací antény (P_2) v závislosti na frekvenci

Dále jsme vypočetli ztráty volným prostorem L_{air} dle vzorce (7.2):

$$L_{air} = 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda} \quad [dB] \quad (7.2)$$

kde R je vzdálenost mezi anténami [m] (v našem případě 14,4m)

λ vlnová délka [m]

K těmto ztrátám jsme ještě přičetli dodatečný útlum L_{2m} , který jde na vrub přenosu napětí mezi anténou a zátěží (dělič impedancí). Dodatečný útlum jsme vypočetli dle vzorce (7.3):

$$L_{2m} = 10 \log \left(\frac{1}{2R_{2a}} \cdot \frac{((R_2 + R_{2a})^2 + X_{2a}^2)}{R_2} \right) \quad [dB] \quad (7.3)$$

kde R_2 je odpor zátěže [Ω] (nastaven na 73 Ω)

R_{2a} reálná složka vnitřního odporu druhé antény [Ω]

X_{2a} imaginární složka vnitřního odporu druhé antény (reaktance) [Ω]

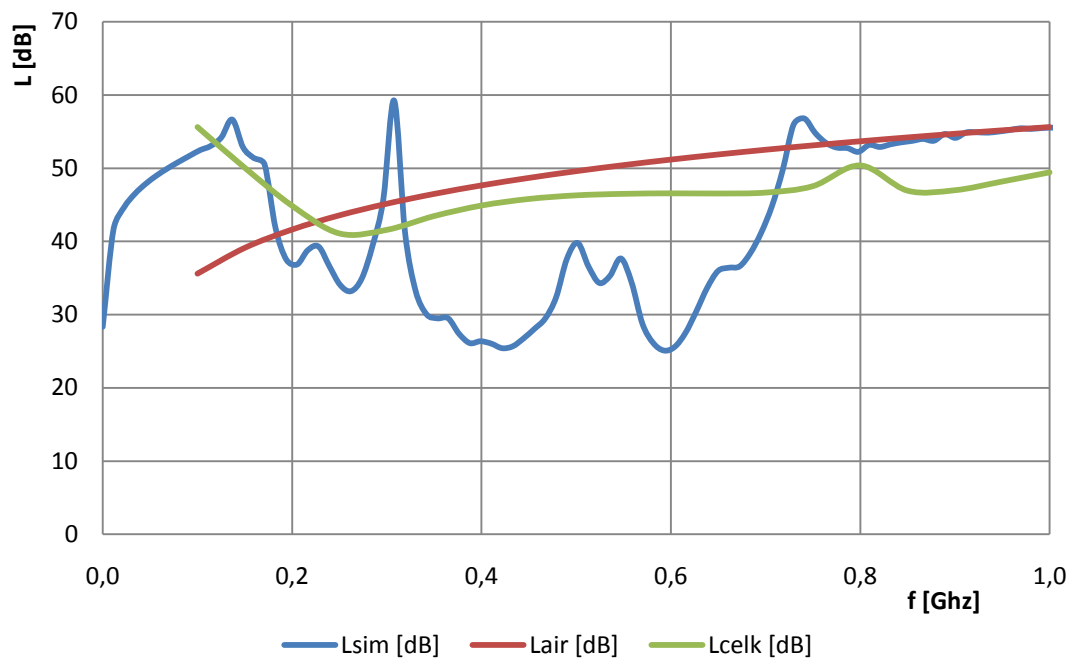
Hodnoty R_{2a} a X_{2a} jsme získali z programu MMANA i s hodnotami zisků antén $G_1 = G_2$, abychom mohli vypočítat útlum zisku $L_{G1} = L_{G2}$ dle vzorce (7.4):

$$L_{G1} = L_{G2} = 10 \log G_1 = 10 \log G_2 \quad [dB] \quad (7.4)$$

Z těchto jednotlivých hodnot útlumů jsme vypočetli celkový útlum L_{celk} prostým sečtením ztrát volným prostorem L_{air} a dodatečného útlumu L_{2m} a odečtením útlumů zisků antén L_{G1} a L_{G2} . L_{celk} je tedy dáno vztahem (7.5):

$$L_{celk} = L_{air} + L_{2m} - L_{G1} - L_{G2} \quad [dB] \quad (7.5)$$

Všechny hodnoty útlumů jsme pro přehlednost vykreslili do jednoho grafu (Obr. č. 26).

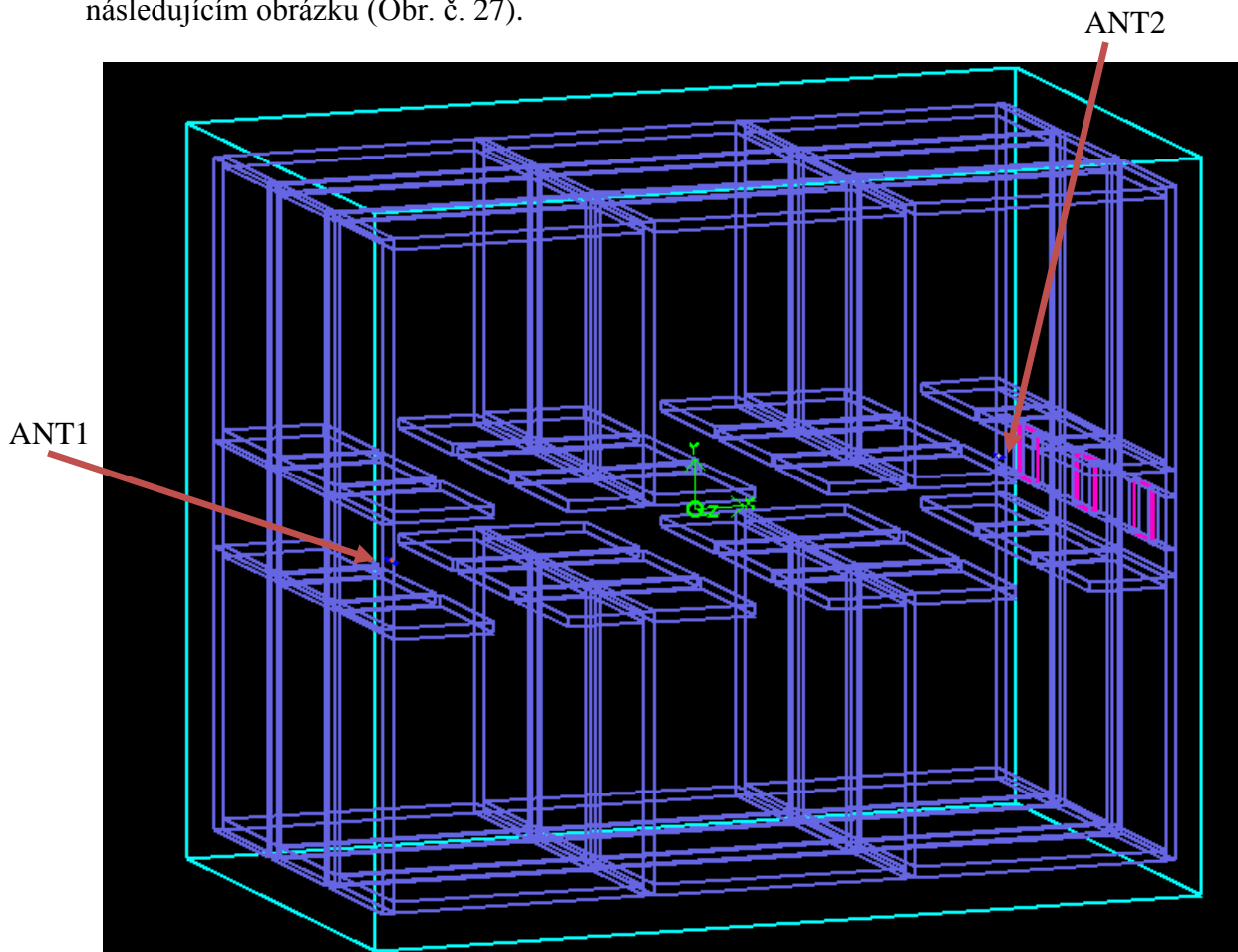


Obr. č. 26: Porovnání útlumu – model chodba

Z grafu (Obr. č. 26) je patrné, že útlum simulace L_{sim} se pro frekvence 100-250 MHz a 750-1000 MHz téměř shoduje s analytickým výpočtem celkového útlumu L_{celk} . Pro frekvence od 250 do 750 MHz se hodnoty útlumů asi o 10 dB liší. Rozdíl může být způsoben vícecestným šířením vln. Odrazy od jednotlivých stěn se přičítají a mohou způsobovat tuto nepřesnost.

7.5 Šíření vln mezi patry

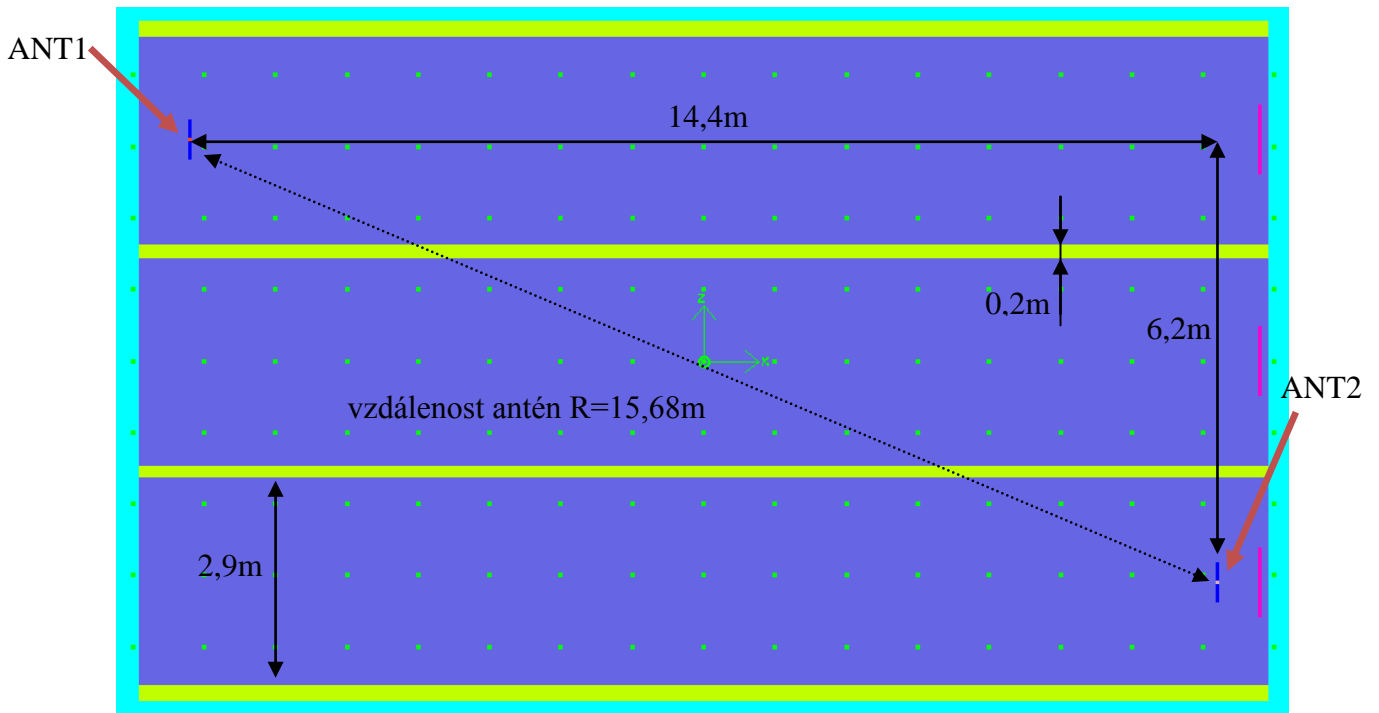
Posledním úkolem bylo nasimulovat šíření vln skrz rovinou desku neboli šíření vln mezi patry. Model byl vytvořen z předchozího modelu chodby (Obr. č. 21) prostým nakopírováním dvou pater. Vznikl tedy efekt 3patrové „budovy“, který je vidět na následujícím obrázku (Obr. č. 27).



Obr. č. 27: Model 3patrové chodby

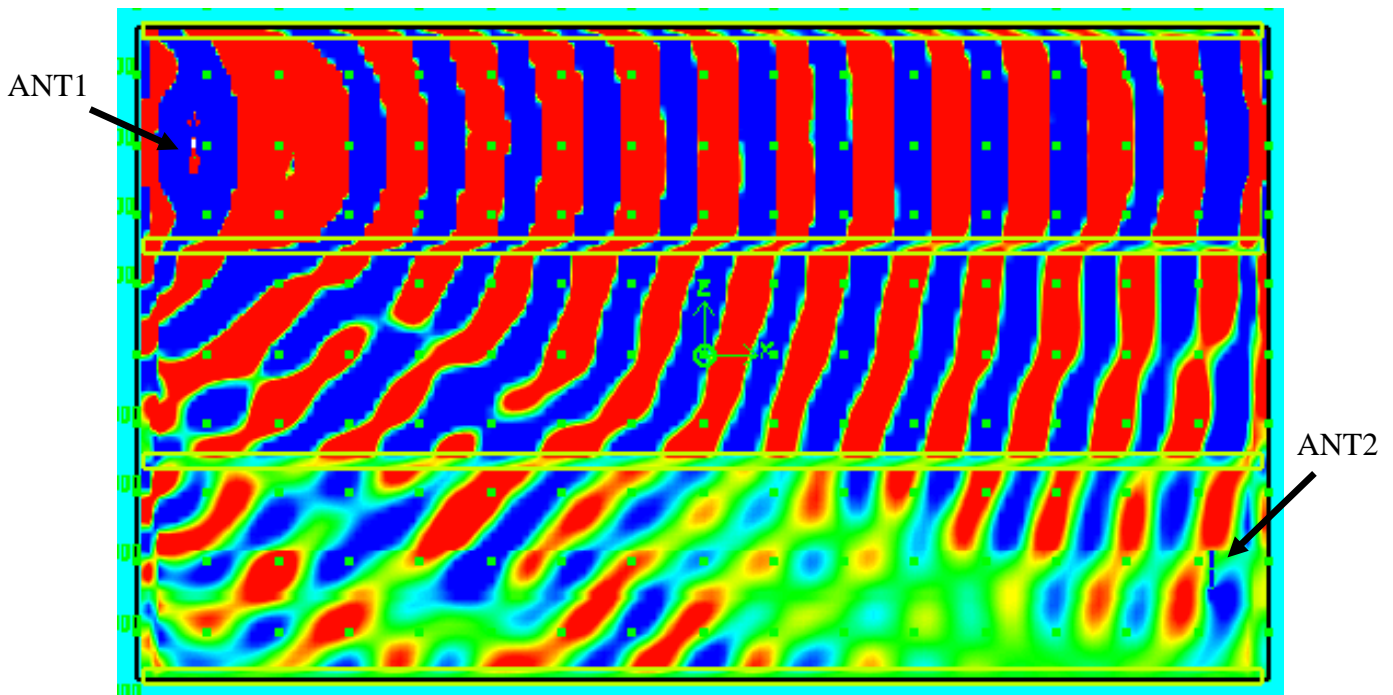
Na obrázku (Obr. č. 27) nejsou opět zobrazeny podlahy ani stropy, protože by nebylo vidět vnitřní část včetně antén. Vysílací anténa (ANT1) je umístěna ve 3. patře a přijímací anténa (ANT2) je umístěna v 1. patře (přízemí). Nastavení buňky sítě bylo shodné jako v předchozím případě, ale model samozřejmě narostl v ose z trojnásobně, takže vzduchový kvádr jsme museli zvětšit na 16,5x14x10m. Počet buněk tedy vzrostl asi na 16,5 milionů a výpočetní čas se vyšplhal již téměř k 5 hodinám.

Boční pohled na 3patrovou chodbu i s rozměry je na dalším obrázku (Obr. č. 28). Tloušťka stropů (resp. podlah) je shodně nastavena na 0,2m.



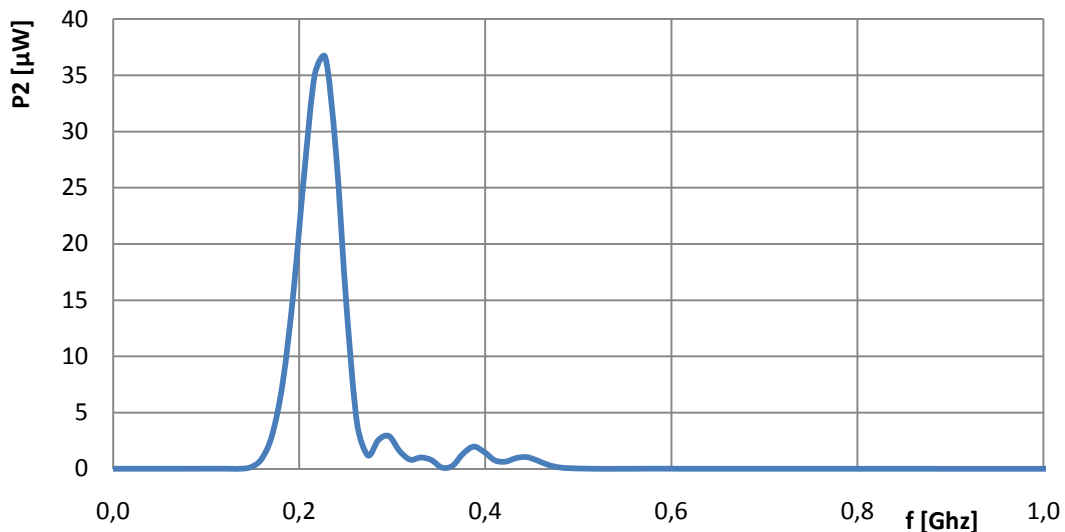
Obr. č. 28: Boční pohled s rozměry – 3patrová chodba

Jako budící signál jsme opět nejprve použili periodický sinusový průběh o frekvenci 300 MHz a výstup sondy (EPlane) jsme zobrazili na následujícím obrázku (Obr. č. 29).



Obr. č. 29: Šíření vln mezi 3 patry pro sinusový průběh o frekvenci 300 MHz

Nakonec jsme i pro tento 3patrový model vypočetli dle vzorce (7.1) útlum L_{sim} . Výkon vysílací antény (P_1) je shodný jako v předchozím případě modelu (viz Obr. č. 24). Výkon přijímací antény (P_2) se, z důvodu přemístění přijímací antény do přízemí (1. patra), již liší a je uveden na následujícím obrázku (Obr. č. 30).



Obr. č. 30: Výkon přemístěné přijímací antény (P_2) v závislosti na frekvenci

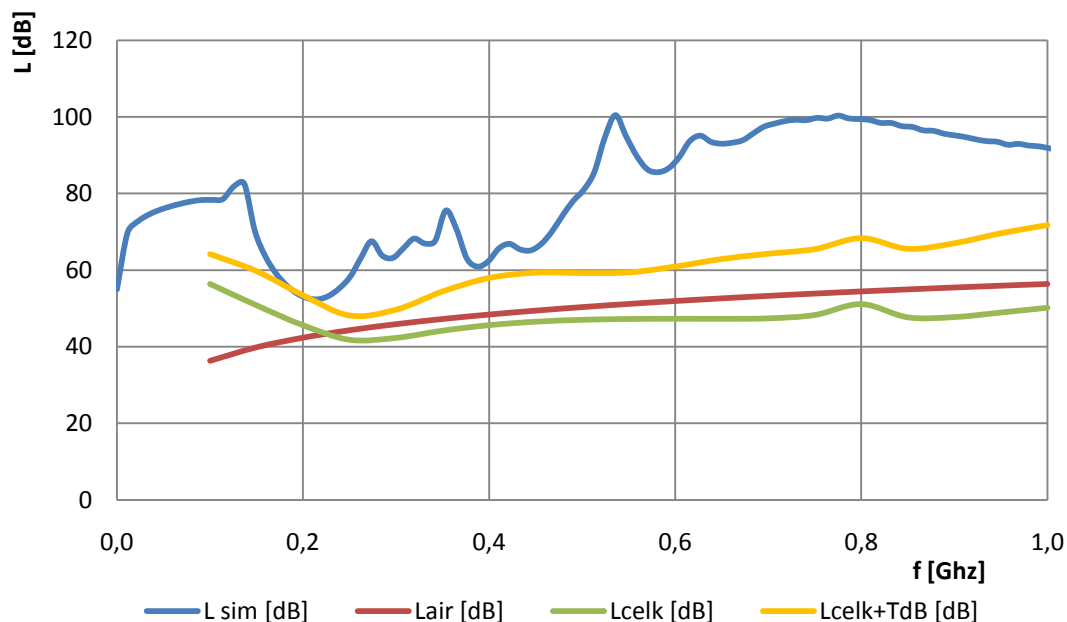
Dále jsme dle vzorce (7.2) vypočetli ztráty volným prostorem L_{air} , dle vzorce (7.3) dodatečný útlum L_{2m} , který je způsoben impedančním děličem, a také dle vzorce (7.4) útlumy zisků L_{G1} a L_{G2} . Poté jsme z jednotlivých hodnot dle vzorce (7.5) vypočetli celkový útlum L_{celk} .

V tomto momentě jsme ale narazili na problém. Přijímací anténa byla přemístěna do přízemí, tedy mezi oběma anténami byly dvě překážky (podlahy resp. stropy). Vypočtený celkový útlum L_{celk} ale nezahrnoval útlumy dvou stropů (resp. podlah). Proto bylo nutné započítat ještě je.

Pomocí funkcí, které jsem dostal od vedoucího, `dslab_1layer_tm.m` (příloha P I) a `budova_tm_sweep.m` (příloha P II) v programu MATLAB jsme vypočetli útlum stropu (resp. podlahy) pro frekvence od 100 do 1000 MHz. Funkce vygenerovala výstupní hodnoty Ttm . Tuto hodnotu jsme poté pomocí vzorce (7.6) přepočítali na decibely.

$$TdB = 20 \log_{10}(abs(Ttm)) \quad [dB] \quad (7.6)$$

Protože se vlny šířily přes 2 stropy (resp. podlahy), tak jsme jako útlum stropů započítali dvojnásobek hodnoty TdB a následně přičetli k celkovému útlumu L_{celk} . Všechny hodnoty útlumů jsme vykreslili do grafu (Obr. č. 31).



Obr. č. 31: Porovnání útlumu – model 3patrová chodba

Z grafu (Obr. č. 31) je patrné, že útlum simulace L_{sim} se pro frekvence 100-500 MHz blíží k analytickému výpočtu celkového útlumu se započteným útlumem stropů $L_{celk}+TdB$. Útlum stropu se pohyboval od 3 do 10 dB. Pro vyšší frekvence už jsou zřejmě simulační hodnoty opět ovlivněny odrazy od stěn, a proto je pro frekvence 500-1000 MHz rozdíl simulace od analytického modelu již kolem 30 dB.

ZÁVĚR

Cílem a motivací diplomové práce bylo seznámení se základními mechanizmy šíření elektromagnetických vln v různých prostředích, nastudování analytických a numerických metod, sloužících k řešení elektromagnetických vln a poté numericky vyřešit pro menší objekt šíření elektromagnetických vln od radiomikrofonů v pásmu UHF pomocí programu LC a srovnat výsledky získané programem LC s přibližným analytickým řešením získaným v MATLABu.

V teoretické části práce jsou uvedeny základní principy šíření elektromagnetických vln ve volném prostoru, v účinku rovinného povrchu Země a v tunelu. Je zde také zmínka o metodě konečných diferencí v časové oblasti (FDTD). V praktické části práce je stručně popsán program LC a 3 typy budících signálů, které byly používány v simulacích. Největší úsek této části zabírá popis jednotlivých simulací.

Nejprve byla na jednoduchém modelu ověřena impedance půlvlnného dipólu. Jako budící signál byl použit Gaussian pulse jako napěťový zdroj o hodnotě 1V. Byl upřednostněn napěťový zdroj před proudovým, protože proudový zdroj nedosahoval uspokojivých výsledků a i z důvodu snazšího umístění napěťových a proudových sond. Simulace byla porovnána s hodnotami z programu MMANA pro dipól o velikosti ramene 5mm a impedance byly zakresleny do grafů. Hodnoty impedance se lišily asi o 10Ω a rezonanční frekvence asi o 20 MHz. V naší simulaci tedy byla rezonanční frekvence dipólu asi 260 MHz a její hodnota byla asi 80Ω . Tento rozdíl byl zřejmě způsoben nepřesností simulace.

V dalším kroku byla ověřována intenzita elektrického pole půlvlnného dipólu. Jako budící signál byl tentokrát použit Continuous Sinusoid o frekvenci 300 MHz jako napěťový zdroj o hodnotě 1V. Hodnoty ze simulace byly porovnány s výpočtem a zapsány do přehledné tabulky. Hodnoty intenzit elektrického pole E_{sim} a E_{vyp} se při rostoucí vzdálenosti od dipólu přibližovali. Pro vzdálenost $r = 750\text{mm}$ obě hodnoty dosahovaly téměř 0,80 V/m.

Následně byl ověřován přenesený výkon mezi 2 dipóly (anténami). Antény byly umístěny od sebe do vzdálenosti $r = 1\text{m}$. Hodnoty ze simulace byly opět porovnány s výpočtem a zapsány do tabulky. Hodnoty výkonů P_{sim} a P_{vyp} se téměř shodovaly na hodnotě $117\ \mu\text{W}$.

Jedním z hlavních bodů této práce byla simulace šíření vln jednopatrovou budovou skrz patnáctimetrovou chodbu (tunel) s přilehlými místnostmi. Z důvodu velikosti modelu bylo nutné zvětšit velikost ramene dipólu i napájecí štěrbinu na 10mm, aby byla dodržena první podmínka (Courantova) pro stabilitu algoritmu programu LC. Pro budící signál byl použit Modulated pulse s rozsahem frekvencí od 100 do 1000 MHz, aby bylo postiženo širší spektrum, a opět jako napěťový zdroj o hodnotě 1V. Vzdálenost obou antén byla $R = 14,4\text{m}$. Z výkonu vysílací antény P_1 a výkonu přijímací antény P_2 byl vypočítán útlum L_{sim} a porovnán s analytickým řešením celkového útlumu L_{celk} . Hodnoty byly zakresleny do grafu. Útlum simulace L_{sim} byl pro frekvence 100-250 MHz a 750-1000 MHz téměř shodný s analytickým výpočtem celkového útlumu L_{celk} . Pro frekvence od 250 do 750 MHz se již hodnoty útlumů asi o 10 dB lišily. Rozdíl mohl být způsoben vícecestným šířením vln. Odrazy od jednotlivých stěn se přičítají a mohou způsobovat tuto nepřesnost.

Posledním bodem práce bylo šíření vln třípatrovou budovou. Tento model byl vytvořen rozšířením předchozího modelu o další 2 patra. Vysílač byl umístěn do 3. patra a přijímač do 1. patra, aby byla vzdálenost obou antén co největší. Vzdálenost mezi anténami byla 15,68m. Z výkonů ze simulace byl opět vypočten útlum L_{sim} a porovnán s analytickým řešením celkového útlumu se započtenými útlumy stropů $L_{celk}+TdB$. Hodnoty byly zakresleny do grafu. Útlum simulace L_{sim} se pro frekvence 100-500 MHz blížil k analytickému výpočtu celkového útlumu se započteným útlumem stropů $L_{celk}+TdB$. Útlum stropu se pohyboval od 3 do 10 dB a byl započítán 2 krát. Pro vyšší frekvence už byly zřejmě simulační hodnoty opět ovlivněny odrazy od stěn, a proto byl pro frekvence 500-1000 MHz rozdíl simulace od analytického modelu již kolem 30 dB.

Závěrem bych chtěl říct, že zpracování této práce mi přineslo mnoho poznatků a byl bych rád, kdyby posloužila i někomu dalšímu pro získání základních informací o šíření elektromagnetických vln.

CONCLUSION

The goal and motivation of this thesis was to acquaint with the basic mechanisms of electromagnetic wave propagation in various environments, preparation of analytical and numerical methods used to solve electromagnetic waves and then numerically solve for the smaller object from electromagnetic wave propagation in the UHF from radio-microphones using LC and compare the results obtained LC program with an approximate analytic solution obtained in MATLAB.

The theoretical part presents basic principles of electromagnetic wave propagation in free space, the effect of surface earth and tunnel. There is also mention of the finite difference time domain method (FDTD). The practical part is briefly described the program LC and 3 types of excitation signals, which we were used during the simulation. The largest segment of this section covers a description of each simulation.

First, on the simple model was verified impedance of the dipole. As the excitation signal was used a Gaussian pulse as voltage source with a value of 1V. Voltage source was preferred, because current source does not reach good results and because for better placement of voltage and current probes. Simulations were compared with values from the program MMANA for arm of dipole in size 5 mm and impedance were plotted into graphs. Impedance values were varied about 10Ω and the resonant frequency were about 20 MHz. In our simulation, therefore the dipole resonance frequency was around 260 MHz and the value of impedance was approximately 80Ω . This difference was probably caused by the inaccuracy of simulation.

The next step was verified by the intensity of the electric field of dipole. As the excitation signal was used this time Continuous Sine wave of 300 MHz as a voltage source with a value of 1V. Values from the simulation were compared with the calculation and entered into a table. Value of electric field intensity E_{sim} and E_{vyp} with increasing the distance from the dipole were closer. For the distance $r = 750\text{mm}$ both values reached almost 0.80 V / m .

Next was verified transferred power between 2 dipoles (antennas). Antennas were placed apart by a distance $r = 1\text{m}$. Values from the simulation were again compared with the calculation and entered into a table. Values of P_{sim} and P_{vyp} were almost identical to the value of $117 \mu\text{W}$.

One of the main points of this work was the simulation of wave propagation in one-story building through the 15m hall (tunnel) with adjacent rooms. Because of the size of the model was necessary to increase the size of the dipole arm and power slits at 10mm, to keep the first condition (Courant) for the stability of the LC algorithm program. For the excitation signal was used Modulated pulse with frequency range from 100 to 1000 MHz in order to hit a broader spectrum, and again as a voltage source with a value of 1V. Distance between the two antennas was $R = 14.4$ m. The performance of the transmitting antenna P_1 and receiving antenna power P_2 was calculated attenuation L_{sim} and was compared with the analytical calculation of the total attenuation L_{celk} . Values were plotted on a graph. Attenuation of simulation L_{sim} was for frequencies 100-250 MHz and 750-1000 MHz almost identical with the analytical calculation of the total attenuation L_{celk} . For frequencies from 250 to 750 MHz values were different about 10 dB. The difference could be caused by multipath spread of waves. Reflections from different walls are added and this may cause inaccuracy.

The last point was the wave of work three-story building. This model was created by extending the previous model, the other 2 floors. The transmitter was placed on 3rd floor and receiver on 1st floor for the longest distance of the antennas. The distance between antennas was 15.68 m. From simulation was calculated attenuation L_{sim} and compared with the analytical solution to the total attenuation plus rate ceilings $L_{celk}+TdB$. Values were plotted on a graph. L_{sim} attenuation simulation for the 100-500 MHz frequency was close to the analytical calculation of the total attenuation plus rate ceilings $L_{celk}+TdB$. Ceiling attenuation ranged from 3-10 dB and be counted 2 times. For higher frequencies have been obviously affected by the simulation values back reflections from the walls, and therefore the frequency of 500-1000 MHz difference simulation of an analytical model has about 30 dB.

Finally I would like to say that my analysis has brought me a lot of knowledge and I would like them to serve as someone else to obtain basic information about the propagation of electromagnetic waves.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] MAZÁNEK, M., PECHAČ, P. Šíření vln a antény, 2. vydání. Praha. Skriptum ČVUT 2004. ISBN 80-01-03032-6.
- [2] ČERNOHORSKÝ, D., SVAČINA, J., RAIDA, Z. Elektromagnetické vlny a vedení, 1995. PC-Dir; Brno. ISBN 80-214-0697-6.
- [3] CHANDRA, A. – SCHOBERL, T – SCHMITT, H., J. Propagation of 450 MHz Radio Signals in a Multi-floor Building. International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings (22-25 Sept), Sept 1996, vol. 3, pg. 1227–1233. Dostupné z IEEE explore.
- [4] BÍBR, I. Mandriva Linux 2008 – instalační a uživatelská příručka, 2007. Nakladatelství Computer Press; Brno. ISBN 978-80-251-1823-8. 432 stran.
- [5] BOROVIAN, M. Šíření signálů po budovách, 2007. Diplomová práce na FAI UTB Zlín. Vedoucí diplomové práce Vojtěch Křesálek.
- [6] STRNAD, J. Využití volně dostupného simulátoru LC v oblasti elektromagnetické kompatibility, 2009. Diplomová práce na FAI UTB Zlín. Vedoucí diplomové práce Stanislav Goňa.
- [7] TAFLOVE, A – MAY, M., P. LC program [freely available finite difference time domain code]. Ver. 2. 10., 1998. Dostupné z < <http://lc.cray.com/> >. Vyžaduje Redhat, Mandriva nebo Suse Linux.
- [8] RAIDAZ, Z. A kolektiv Analýza mikrovlnných struktur v časové oblasti, 1. vydání, 2004. Vutium; Brno. ISBN: 80-214-2541-5.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

A_{ef}	Efektivní plocha přijímací antény
ANT1	Vysílací anténa
ANT2	Přijímací anténa
ATT	Útlum v decibelech
a_w	Délka tunelu (chodby)
B	Magnetické pole
BER	Bitová chyba (Bit Error Rate)
c	Rychlost světla
D	Směrovost antény
ϵ_r	Permitivita prostředí
E	Intenzita elektrického pole
E_{ef}	Efektivní hodnota intenzity elektrického pole
E_{Hcelk}	Intenzita elektrického pole pro horizontální polarizaci
E_o	Intenzita elektrického pole odraženého paprsku
E_p	Intenzita elektrického pole přímého paprsku
E_{sim}	Intenzita elektrického pole ze simulace v programu LC
E_{Vcelk}	Intenzita elektrického pole pro vertikální polarizaci
E_{vyp}	Vypočtená intenzita elektrického pole
EIRP	Efektivní izotropicky vyzářený výkon
EM	Elektromagnetický
EMC	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	Elektromagnetické rušení
φ_1	Úhel odrazu
φ_2	Úhel dopadu

F	Frekvence
f_c	Kritický kmitočet
f_s	Vzorkovací frekvence
FDTD	Metoda konečných diferencí v časové oblasti
G	Zisk antény
H	Intenzita magnetického pole
H	Výška antény
H_{ef}	Efektivní hodnota intenzity magnetického pole
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
λ	Vlnová délka
L_{2m}	Dodatečný útlum
L_{air}	Ztráty volným prostorem v decibelech
L_c	Celkové ztráty (útlum)
L_{celk}	Celkové ztráty (útlum) v decibelech
L_{FSL}	Ztráty volným prostorem
L_{G1}	Útlum zisku vysílací antény
L_{G2}	Útlum zisku přijímací antény
L_{sim}	Útlum vypočtený ze simulace v programu LC
LC	Volně dostupný FDTD simulátor od firmy Cray
μ_r	Permeabilita prostředí
Mandriva	Francouzská distribuce Linuxu (GNU/Linux)
MATLAB	Programové prostředí pro vědeckotechnické numerické výpočty
MMANA	Komerční simulátor pro návrh antén
η_p	Účinnost přijímací antény
η_v	Účinnost vysílací antény
n	Index lomu

P_c	Celkový vyzářený výkon zářičem
P_p	Výkon přijímací antény
P_v	Výkon dodávaný anténě
PEC	Perfect Electric Conductor – perfektní vodič
PML	Perfectly Matched Layer – Okrajová absorpční podmínka
R	Vzdálenost antén
r	Poloměr koule (Země)
R_2	Lineární zátěž antény (odpor na zátěži)
R_{2a}	Reálná složka vnitřního odporu přijímací antény
S	Hustota výkonového toku v místě příjmu
SPICE	Rozhraní mezi elektromagnetickou simulací a simulací obvodů programu LC
TdB	Útlum stropu (resp. podlahy) v decibelech
Ttm	Útlum stropu (resp. podlahy)
v	Rychlost šíření vln
W	Činitel tlumení
x	Numerická vzdálenost
X_{2a}	Imaginární složka vnitřního odporu přijímací antény (reaktance)

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. č. 1: Obecný radiokomunikační přenosový řetězec	11
Obr. č. 2: Možné šíření signálu uvnitř budov	16
Obr. č. 3: Vícecestné šíření signálu	16
Obr. č. 4: Vertikální (a) a horizontální (b) polarizace	24
Obr. č. 5: Tunel – parallel plate vlnovod	26
Obr. č. 6: Tunel - dutý kovový vlnovod	27
Obr. č. 7: Yee lattice	29
Obr. č. 8: Gaussian pulse v závislosti na čase a frekvenci.....	34
Obr. č. 9: Úzkopásmový Modulated pulse v závislosti na čase a frekvenci.....	34
Obr. č. 10: Širokopásmový Modulated pulse v závislosti na čase a frekvenci.....	35
Obr. č. 11: Continuous Sinusoid v závislosti na čase a frekvenci	35
Obr. č. 12: Model půlvlnného dipólu.....	36
Obr. č. 13: Impedance dipólu z programu MMANA	37
Obr. č. 14: Impedance dipólu z programu LC	37
Obr. č. 15: Porovnání impedancí z programů MMANA a LC	38
Obr. č. 16: Intenzita elektrického pole pro různé vzdálenosti r	39
Obr. č. 17: Intenzita elektrického pole pro různé vzdálenosti r - detail.....	39
Obr. č. 18: Model 2 antény ve vzdálenosti 1m	41
Obr. č. 19: Výkon na první anténě po 3000 krocích simulace.....	43
Obr. č. 20: Přenesený výkon na druhé anténě po 3000 krocích simulace	43
Obr. č. 21: Model chodby	44
Obr. č. 22: Půdorys chodby s rozměry.....	45
Obr. č. 23: Šíření vln pro sinusový průběh o frekvenci 300MHz.....	46
Obr. č. 24: Výkon vysílací antény (P_1) v závislosti na frekvenci	47
Obr. č. 25: Výkon přijímací antény (P_2) v závislosti na frekvenci	47
Obr. č. 26: Porovnání útlumu – model chodba	49
Obr. č. 27: Model 3patrové chodby	50
Obr. č. 28: Boční pohled s rozměry – 3patrová chodba	51
Obr. č. 29: Šíření vln mezi 3 patry pro sinusový průběh o frekvenci 300 MHz.....	51
Obr. č. 30: Výkon přemístěné přijímací antény (P_2) v závislosti na frekvenci.....	52
Obr. č. 31: Porovnání útlumu – model 3patrová chodba	53

SEZNAM TABULEK

Tab. č. 1: Elektrické materiálové parametry struktur povrchu Země	25
Tab. č. 2: Příklad pro výpočet útlumu	27
Tab. č. 3: Intenzita elektrického pole.....	40
Tab. č. 4: Přenesený výkon.....	42

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha P I DSLAB_1LAYER_TM.m

Příloha P II BUDOVA_TM_SWEEP.m

CDROM

PŘÍLOHA P I: DSLAB_1LAYER_TM.M

```

function [ev_Rtm,ev_Ttm]=dslab_1layer_tm(f,theta,phi,er_cplx,mu_cplx,t1)
%REFLECTION AND TRANSMISSION FROM THE 1-layer DIELECTRIC LAYER (TM case)
%REFLECTION A TRANSMISSION COFFICIENTS DEFINED ON TOTAL FIELDS

%f      ... frequency [Hz]
%theta, phi ... angle of incidence [rad]
%er      ... complex relative permittivity (er_cplx=er*(1-tgdel_e))
%mu      ... complex relative permeability (mu_cplx=mu*(1-tgdel_m))
%t1      ... thickness of the layer [m]
mi0=4*pi*1e-7;
epsilon0=8.854187817*1e-12;

omg0=2*pi*f;
k0=omg0*sqrt(mi0*epsilon0);
k1=k0*sqrt(er_cplx*mu_cplx);

alfa=k0*sin(theta)*cos(phi);
beta=k0*sin(theta)*sin(phi);

gama0=sqrt(alfa^2+beta^2-k0^2);
gama1=sqrt(alfa^2+beta^2-k1^2);

epsilon1=epsilon0*er_cplx;
mx=[-gama0/epsilon0 -gama1*sinh(gama1*t1)/epsilon1 -gama1*cosh(gama1*t1)/epsilon1 0
    0 0      gama1/epsilon1 -gama0/epsilon0
    1 -cosh(gama1*t1) -sinh(gama1*t1) 0
    0 1 0 -1];
b=[-gama0/epsilon0;0;-1;0];
x=inv(mx)*b;
Rtm=x(1,1);
Ttm=x(4,1);
ev_Rtm=Rtm;
ev_Ttm=Ttm;

```

PŘÍLOHA P II: BUDOVA_TM_SWEEP.M

```
function budova_tm_sweep

theta=atan((15-0.5)/5.4);

theta2=theta*180/pi

phi=1*pi/180;

tgdel=1.25/7;           % 12.5dB,500MHz, d=0.3m

er_cplx=7.0*(1-j*tgdel); %

mu_cplx=1;

t1=0.2;

Np=19;

ff=linspace(100*1e6,1000*1e6,Np);

for ii=1:Np

[Rtm,Ttm1]=dslab_1layer_tm(ff(ii),0,phi,er_cplx,mu_cplx,t1);

TdB=20*log10(abs(Ttm1));%ok

mxTtm(ii)=TdB;

end;

figure(1);clf;

plot(ff,mxTtm,'b');

mxTtm
```