

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Model vícecestného šíření signálu

Bc. Marek Pola

Diplomová práce
2009

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektrotechniky
Akademický rok: 2008/2009

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Marek POLA**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**

Název tématu: **Model vícecestného šíření signálu**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Teoretická část:

V teoretické práci se zaměřte na modelování šíření signálu v pásmech datových bezdrátových služeb (např. WiFi, WiMAX apod.) Rozeberte šíření elmag. vln ve volném prostoru a v prostoru s překážkami a vznik fadingu.

Praktická část:

Náplní praktické části bude vytvoření softwarového modelu šíření signálu v budově s rovnoběžným uspořádáním stěn. Model bude postihovat šíření signálu s jedním a dvěma odrazy a průchody zdmi včetně zkreslení signálu při průchodech stěnami i odrazech od stěn.

V případě modelování pomocí geometrické optiky budou zahrnuta následující geometrická zjednodušení:

- paprsek se bude odrážet pouze od hraničních stěn budovy,
- paprsek bude pouze procházet příčkami bez lomu (tzn. vystoupí z příčky pod stejným úhlem jako vstupní paprsek)

Model bude umožňovat vlastní zadání trajektorie pohybu v definovaném prostoru a výpočet fadingu.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

- 1) NOVOTNÝ, Karel - ŠKVOR, Zbyněk - MAZÁNEK, Miloš - PECHAČ, Pavel. Vlny a Vedení. Dotisk prvního vydání. Praha: ČVUT 2008. 190s. ISBN 978-80-01- 03317-3.
- 2) SEYBOLD, S. John. Introduction to RF propagation. USA: John Wiley & Sons 2005 .352s. ISBN 978-0471655961
- 3) SCHEJBAL, Vladimír - BEZOUŠEK, Pavel - ČERMÁK, Dušan - NĚMEC, Zdeněk - FIŠER, Ondřej - HÁJEK, Martin. UWB Propagation through walls. Radioengineering. Vol. 14. No. 1. 2005. ISSN 1210-2512.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:


15. ledna 2009

Termín odevzdání diplomové práce:

21. srpna 2009

doc. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan

L.S.


Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 31. března 2009

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č.121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle paragrafu 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Třebíči dne 14.8. 2009

Marek Pola

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Zdeňku Němcovi, Ph.D., který mi vždy ochotně poradil a pomáhal při zpracování této diplomové práce.

ANOTACE

Práce se zaměřuje na modelování šíření signálu bezdrátových služeb uvnitř budov. Jsou zde rozebrány způsoby modelování pomocí empirických, semi-empirických a deterministických metod, a také šíření elmag. vln ve volném prostoru, v prostoru s překážkami a vznik fadingu. V samotném softwarovém modelu šíření signálu je důraz kladen hlavně na vícecestnost šíření signálu a vznik fadingu.

KLÍČOVÁ SLOVA

modely šíření signálu v budovách, fading, šíření elmag. vln, indoor

TITLE

A multipath signal propagation model

ANNOTATION

The work focuses on indoor wireless signal propagation modelling. Various types of models for indoor signal propagation, like empiric, semi-empiric and deterministic are examined. Close look is taken also on electromagnetic wave propagation in free space, in space with obstacles and occuring of fading. Software propagation model that was created focuses mainly on multipathness of signal propagation and fading.

KEYWORDS

indoor signal propagation modelling, fading, electromagnetic waves propagation, indoor

Obsah

Úvod.....	12
1 Šíření elektromagnetických vln.....	13
1.1 Maxwellovy rovnice.....	13
1.1.1 Diferenciální tvar Maxwellových rovnic.....	14
1.2 Elektromagnetické vlny v neohraničeném prostoru.....	14
1.2.1 Vlnová rovnice pro harmonická pole.....	14
1.2.2 Rovinná homogenní vlna v neohraničeném prostoru.....	15
1.3 Elektromagnetické vlny na rozhraní prostředí.....	17
1.3.1 Odraz a lom rovinné vlny na rozhraní mezi dvěma dielektriky pro obecný úhel dopadu.....	18
1.4 Shrnutí první kapitoly.....	20
2 Modelování šíření signálu v pásmech datových bezdrátových služeb.....	21
2.1 Datové bezdrátové služby.....	21
2.1.1 WiFi.....	21
2.1.2 WiMAX.....	22
2.1.3 Fyzické rozhraní.....	22
2.2 Modelování šíření signálu v budovách.....	25
2.2.1 One-Slope model.....	26
2.2.2 ITU Indoor model.....	28
2.2.3 Multi-Wall model.....	29
2.2.4 FDTD.....	30
2.2.5 Modely založené na geometrické optice (Ray Tracing).....	32
2.3 Fading.....	33
2.3.1 Pomalé úniky (slow fading).....	35
2.3.2 Rychlé úniky (fast fading).....	37
2.4 Shrnutí druhé kapitoly.....	40
3 Program pro modelování vícecestného šíření signálu v budově.....	41
3.1 Modelování prostoru.....	42
3.1.1 Výpočet diskrétních bodů trajektorie pohybu přijímače.....	43
3.1.2 Jednonásobné odrazy.....	44
3.1.3 Dvojnásobné odrazy.....	45
3.1.4 Výpočet průsečíků paprsků s příčkami.....	46
3.1.5 Úhly paprsků s příčkami a zdmi.....	47
3.2 Modelování signálu.....	49
3.2.1 Vygenerování pulsního signálu.....	50
3.2.2 Výpočet spektra signálu.....	52
3.2.3 Generování S parametrů a výpočet spektra signálu při průchodu a odrazu ode zdi.....	53
3.2.4 Výpočet výsledného signálu na přijímači.....	55
3.2.5 Výpočet úrovní signálu pro zvolený pohyb.....	56
3.3 Grafické uživatelské rozhraní.....	56
3.4 Výsledky.....	57
3.4.1 Experiment 1.....	57
3.4.2 Experiment 2.....	62
3.5 Shrnutí třetí kapitoly.....	67
Závěr.....	68
Použitá literatura a zdroje.....	70
Přílohy.....	73

Seznam obrázků

Obr. 1: Rovinná vlna.....	15
Obr. 2: Rovinná vlna – E-H složky.....	16
Obr. 3: Polarizace rovinné vlny.....	17
Obr. 4: Rovina dopadu a rozhraní.....	17
Obr. 5: Rovina dopadu a rozhraní.....	18
Obr. 6: Kolmo polarizovaná vlna.....	19
Obr. 7: Rovnoběžná polarizace.....	19
Obr. 8: Přímé rozprostírání spektra [4]	23
Obr. 9: Spektrum DHSS [4]	23
Obr. 10: FHSS [4]	24
Obr. 11: OFDM [4]	24
Obr. 12: OFDM spektrum [4]	25
Obr. 13: Mnohacestné šíření signálu ve venkovním prostředí [4]	25
Obr. 14: Modelování pomocí One-Slope[10]	27
Obr. 15: Modelování pomocí One-Slope [10]	27
Obr. 16: Ukázka přímých paprsků, procházejících různými stěnami, spojující vysílač s body, ve kterých chceme spočítat úroveň signálu, pomocí Multi - Wall modelu [13] ..	29
Obr. 17: Multi-Wall model [10]	30
Obr. 18: Multi-Wall model [10]	30
Obr. 19: Yee cell [15]	31
Obr. 20: Ukázka indoor modelování pomocí 3d ray tracingu [17]	33
Obr. 21: Ukázka outdoor modelování pomocí ray tracingu[17]	33
Obr. 22: Ukázka časového rozptřeni zpoždění signálů z více cest (delay spread) [18] ..	34
Obr. 23: Fading[18]	35
Obr. 24: Pomalé úniky relativní k mediánu ztrát šířením, na určité cestě [9]	36
Obr. 25: Graf histogramu ztrát slow fadingem v porovnání s hustotou pravděpodobnosti normálního rozdělení[9]	36
Obr. 26: Rayleigh fading s maximálním Dopplerovským posuvem 10 Hz [19]	37
Obr. 27: Rayleigh fading s maximálním Dopplerovským posuvem 100 Hz [19]	38
Obr. 28: Riceova hustota pravděpodobnosti v závislosti na různém K [9]	39
Obr. 29: Porovnání hustot pravděpodobnosti Rayleighova a Riceova rozdělení [18]	39
Obr. 30: Funkční blokové schéma modelu.....	41
Obr. 31: Blokové schéma modelování prostoru.....	42
Obr. 32: Princip výpočtu trajektorie, aproximace přímkami.....	43
Obr. 33: Princip nalezení jednonásobných odrazů.....	44
Obr. 34: Nalezení dvojnásobných odrazů.....	45
Obr. 35: Ilustrace hledání průsečíku.....	46
Obr. 36: Nalezení průsečíků paprsků s příčkou.....	47
Obr. 37: Definování úhlů.....	47
Obr. 38: Naznačení modelování signálu.....	49
Obr. 39: Puls 1.....	50
Obr. 40: Puls 2.....	51
Obr. 41: Puls 3.....	51
Obr. 42: Systém reprezentovaný S parametry.....	53
Obr. 43: Ukázka vypočtených S parametrů.....	55
Obr. 44: Ukázka interface programu.....	56
Obr. 45: Zvětšená část možností nastavení modelu.....	57
Obr. 46: Rozložení v budově.....	58
Obr. 47: Fading.....	60

Obr. 48: Signál v čase v bodě příjmu 10.....	61
Obr. 49: Zvětšený časový průběh signálu v bodě 10.....	61
Obr. 50: Výkonová spektrální hustota v bodě příjmu 10.....	62
Obr. 51: Zvětšené spektrum v bodě příjmu 10.....	62
Obr. 52: Rozložení v budově.....	63
Obr. 53: Fading - experiment 2.....	64
Obr. 54: Časový průběh signálu v bodě 10.....	65
Obr. 55: Zvětšený časový průběh signálu v bodě 10.....	65
Obr. 56: Výkonová spektrální hustota v bodě 10.....	66
Obr. 57: Zvětšený průběh výkonové spektrální hustoty v bodě 10.....	66

Seznam tabulek

Tabulka 1: Seznam použitých symbolů	11
Tabulka 2: Rozdělení frekvenčních pásem.....	22
Tabulka 3: Odhady koeficientů k One-Slope modelu[11]	28
Tabulka 4: Hodnoty koeficientu ztrát $N[9]$	28
Tabulka 5: Hodnoty ztrátového faktoru prchodu podlažimi[9]	29

Seznam použitých symbolů

H	Intenzita magnetického pole
E	Intenzita elektrického pole
B	Magnetická indukce
D	Elektrická indukce
l	Délka
j	Proudová hustota vodivého proudu
S	Plocha
ρ	Hustota náboje
V	Objem
ϵ	Permitivita
μ	Permeabilita
Δ	Laplaceův operátor
\mathbf{H}	Fázor vektoru intenzity magnetického pole
\mathbf{E}	Fázor vektoru intenzity elektrického pole
\mathbf{B}	Fázor vektoru magnetické indukce
\mathbf{D}	Fázor vektoru elektrické indukce
E_m	Modul
φ	Fáze fázoru
e_0	Směr fázoru
j	Imaginární jednotka
σ	Vodivost
k	Konstanta šíření
ω	Úhlová rychlost
t	Čas
x	Osa Kartézského souřadného systému
y	Osa Kartézského souřadného systému
z	Osa Kartézského souřadného systému
ϵ_k	Permitivita prostředí
μ_k	Permeabilita prostředí
ϵ_0	Permitivita vakua
μ_0	Permeabilita vakua
Z	Vlnová impedance prostředí
\mathbf{k}	Vlnový vektor
R	Koeficient odrazu vlny
T	Koeficient prostupu vlny

Tabulka 1: Seznam použitých symbolů

Úvod

Na začátku 21 století se s rozvojem bezdrátových komunikačních technologií začínají stále více uplatňovat moderní metody predikce úrovní signálu. To je předně umožněno strmým růstem výkonu výpočetní techniky, jelikož všeobecně modelování pomocí sofistikovaných metod je velmi výpočetně náročné. Tyto metody jsou celkem přesné při dobré znalosti modelovaného prostředí. Záleží zda je modelován venkovní či uzavřený prostor a v případě uzavřených prostor záleží i na tvaru těchto prostor. Vlny se např. zcela jinak šíří v budově, kde jeden rozměr je mnohem větší než další dva, jako jsou např. tunely (vlnovodný efekt), oproti budově typu kvádr s rovnoměrnými rozměry. V případě modelování vnitřních prostor jako jsou různé užitné budovy, sklady, kanceláře atd. velmi záleží na rozložení nábytku, dveří, oken a dalšího vybavení těchto prostor, jakožto i na pohybu osob popř. vozidel uvnitř nich. Vnitřní prostory jsou poté specifické velmi rychlými změnami úrovní přijímaného výkonu v závislosti na pohybu přijímače nebo vysílače a také na pohybu osob a změnách v interiéru.

Úkol práce sestává z teoretické části, ve které má být rozebráno modelování šíření signálu v pásmech datových bezdrátových služeb a vznik fadingu (2 kapitola). A dále šíření elmag. vln ve volném prostoru a prostoru s překážkami (1 kapitola).

V praktické části má být vytvořen softwarový model šíření signálu v budově s kolmým uspořádáním stěn. Model má postihovat šíření signálu s jedním a dvěma odrazy a průchody zdmi včetně zkreslení signálu při průchodech stěnami i odrazech od stěn. Model dále má umožňovat vlastní zadání trajektorie pohybu v definovaném prostoru a výpočet fadingu (3 kapitola).

1 Šíření elektromagnetických vln

V dnešní době dosahují bezdrátové komunikace nebývalého vzestupu. Internet jako informační prostředek je již hluboce zakořeněn ve vnímání tohoto světa. Internet a bezdrátové komunikace spolu úzce souvisí, jelikož prozatím není možné jeho pokrytí kdekoli za pomoci pouze kabelových sítí, ať už optických či klasických. S Internetem také souvisí další fenomén začátku 21. století, a to mobilní komunikace, navigace atd... Veškeré komunikační služby se začínají prolínat. Nicméně pokud se podíváme na čem se veškeré komunikační služby, potažmo celá elektrotechnika zakládá, jsou jasnou odpovědí slavné Maxwellovy rovnice.

1.1 Maxwellovy rovnice

Elektromagnetické jevy je možno popsat několika integrálními rovnicemi:

Ampérův zákon

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_{S_C} \left(\mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{S} \quad (1.1.1)$$

Gaussova věta elektrostatiky

$$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \iiint_{V_S} \rho \cdot dV \quad (1.1.2)$$

Faradayův zákon elektromagnetické indukce

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \iint_{S_C} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.1.3)$$

Gaussova věta magnetismu

$$\oiint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (1.1.4)$$

Kde C je libovolná uzavřená křivka obepínající plochu S_C . Plocha S je libovolná uzavřená plocha, která vymezuje objem V_S , a je jeho povrchem. Ampérův zákon říká, že magnetické pole je tvořeno jak proudem vodivým tak posuvným. Věta elektrostatiky říká, že pole elektrické indukce v ploše S je tvořeno celkovým volným nábojem v objemu V s povrchem S . Faradayův zákon říká, že elektrické pole je tvořeno změnami magnetického pole. Poslední rovnice říká, že neexistují magnetické náboje. [3]

1.1.1 Diferenciální tvar Maxwellových rovnic

Rovnice (1.1.1) – (1.1.4) je možno převést pomocí Gaussovy a Stokesovy věty do diferenciálního tvaru. [1]. Rovnice (1.1.5) – (1.1.8) představují hledaný diferenciální tvar Maxwellových rovnic:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{j} \quad (1.1.5)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad (1.1.6)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \quad (1.1.7)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (1.1.8)$$

Materiálové vztahy:

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.1.9)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (1.1.10)$$

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0, \mu = \mu_r \mu_0$$

1.2 Elektromagnetické vlny v neohraničeném prostoru

Z Maxwellových rovnic je možné odvodit obecné vlnové rovnice. Předpokladem je, že se bude vlna šířit v homogenním nevodivém prostředí tzn. $\rho = 0, \mathbf{j} = 0$, Maxwellovy rovnice pak mají nulové pravé strany. [1]

$$\text{Vlnová rovnice pro } \mathbf{E}: \quad \Delta \mathbf{E} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (1.2.1)$$

$$\text{Vlnová rovnice pro } \mathbf{H}: \quad \Delta \mathbf{H} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (1.2.2)$$

1.2.1 Vlnová rovnice pro harmonická pole

V lineárním prostředí a pro vektory pole, které se mění s časem harmonicky platí, že mohou být vyjádřeny fázorem vektoru. Např. vektor intenzity elektrického pole $\mathbf{E}(x, y, z, t)$ je možné reprezentovat fázorem:

$$\mathbf{E}(x, y, z) = E_m e^{j\varphi} \mathbf{e}_0 \quad (1.2.3)$$

Pro fáze se dá využít jejich vlastnosti a to :

$$\frac{\partial \mathbf{E}(x, y, z, t)}{\partial t} \rightarrow j\omega \mathbf{E}(x, y, z)$$

A pro mocniny derivací platí násobení mocninami $j\omega$. V případě elektromagnetické vlny v nevodivém prostředí bez vnějších zdrojů ($\sigma=0$).

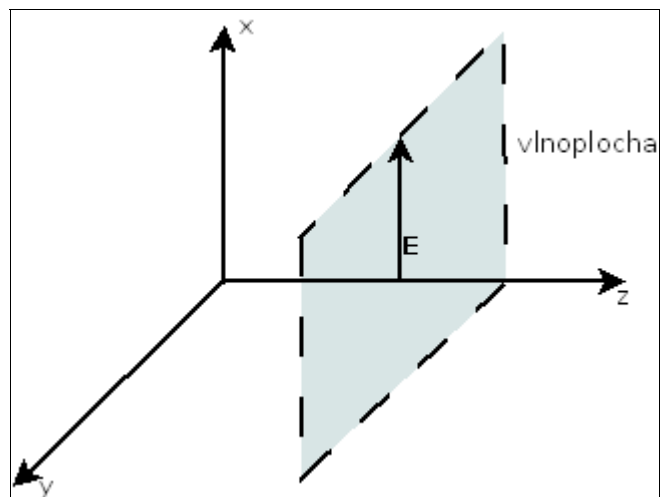
$$\text{Platí} \quad \Delta \mathbf{E} + \mu \epsilon \omega^2 \mathbf{E} = \Delta \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (1.2.4)$$

Rovnice (1.2.4) je homogenní Helmholtzova rovnice, k je takzvaná konstanta šíření. V tomto případě platí pro nevodivé prostředí ($\mu \epsilon \gg \sigma$). Konstanta šíření je potom

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (1.2.5)$$

1.2.2 Rovinná homogenní vlna v neohraničeném prostoru

Na začátek uvedu několik pojmů z teorie šíření vln. **Vlnoplocha** je geometrické místo bodů (plocha) se stejnou fází. V případě, že je vlnoplocha rovinná, říká se vlně rovinná vlna. **Homogenní** vlna je taková, která má na vlnoploše stejnou amplitudu. Rovinná homogenní vlna, je pouze zjednodušením, jelikož nejde dosáhnout nekonečných rozměrů jejího vyzářovače. Nicméně, pokud se nacházíme dostatečně daleko od reálného zářiče, blíží se vlnoplocha kulové ploše, jejíž element můžeme považovat za rovinnou vlnoplochu. Ze součtu rovinných homogenních vln se skládají složitější obecné vlny. V kartézské souřadné soustavě se rovnice (1.2.4) rozpadne na 3 podle souřadnic x, y, z . Budeme předpokládat, že vlna se šíří ve směru osy z . Vlnoplocha je rovina kolmá na osu z , a vektor intenzity \mathbf{E} bude ve směru osy x (Obr. 1).[2]



Obr. 1: Rovinná vlna

Potom dostaneme Helmholtzovu rovnici (1.2.4) zredukovanou na obyčejnou jedno-rozměrnou diferenciální rovnici druhého řádu :

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} + k^2 E_x = 0 \quad (1.2.6)$$

Jejíž řešením je: $E(z) = E_{x0}^+ e^{-jkz} + E_{x0}^- e^{+jkz} \quad (1.2.7)$

Kde $E_{x0}^+ = E_{x0m}^+ \cdot e^{j\varphi^+} \quad (1.2.8)$

$$E_{x0}^- = E_{x0m}^- \cdot e^{j\varphi^-} \quad (1.2.9)$$

Rovnice (1.2.7) představuje vlastně součet dvou rovinných vln a to vlny šířící se po směru osy z

$$E^+(z) = E_{x0}^+ e^{-jkz} \quad (1.2.10)$$

a proti směru z $E^-(z) = E_{x0}^- e^{jkz} \quad (1.2.11)$

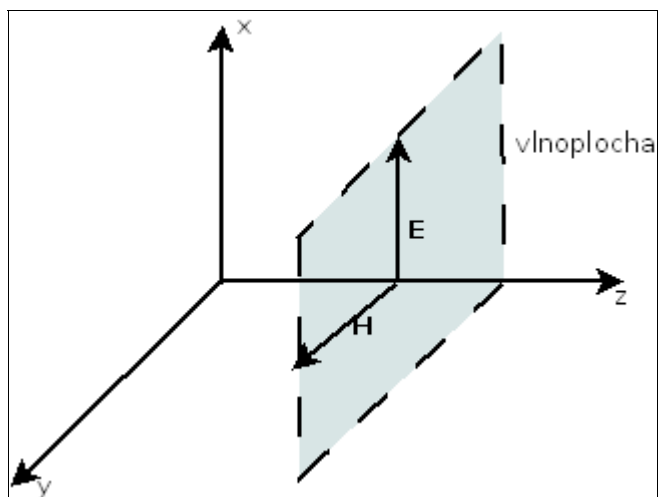
Potom $E^+(z) = E_{x0m}^+ \cdot e^{j\varphi^+} \cdot e^{-jkz} \quad (1.2.12)$

a okamžitá hodnota intenzity elektrického pole rovinné vlny šířící se po směru z

$$E^+(z, t) = E_{x0m}^+ \cdot \sin(\omega t - kz + \varphi^+) \quad (1.2.13)$$

Kde $E^+(z, t) = \Im \{ E^+(z) e^{j\omega t} \} \quad (1.2.14)$

E_{x0m}^+ je modul fázoru, φ je fáze fázoru intenzity elektrického pole, E_{x0}^+ je konstanta určená z hraničních podmínek rovnic. Pokud se do Maxwellovy rovnice (1.1.7) dosadí fázor rovinné vlny (1.2.10), dojde se k základnímu poznatku, že vektor intenzity magnetického pole, je kolmý na vektor intenzity elektrického pole a také kolmý na směr šíření (Obr. 2). [2]



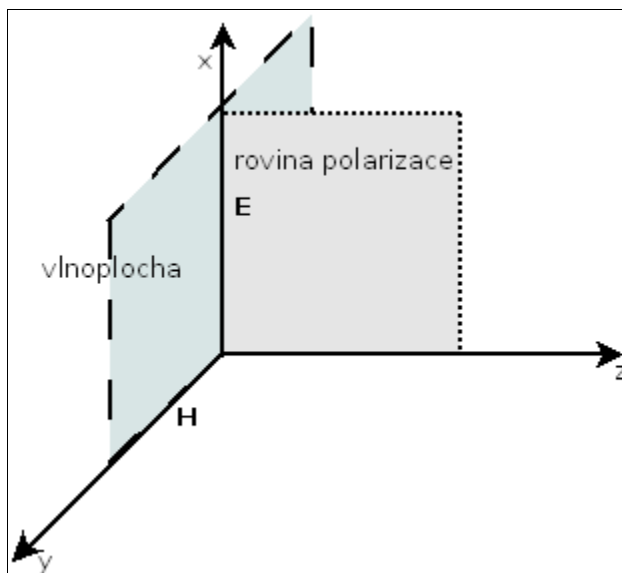
Obr. 2: Rovinná vlna – E-H složky

Dále se dojde na vlnovou impedanci prostředí Z

$$Z = \frac{E_x}{H_y} = \sqrt{\frac{\mu_k}{\epsilon_k}} \quad (1.2.15)$$

a pro vakuum platí
$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \quad (1.2.16)$$

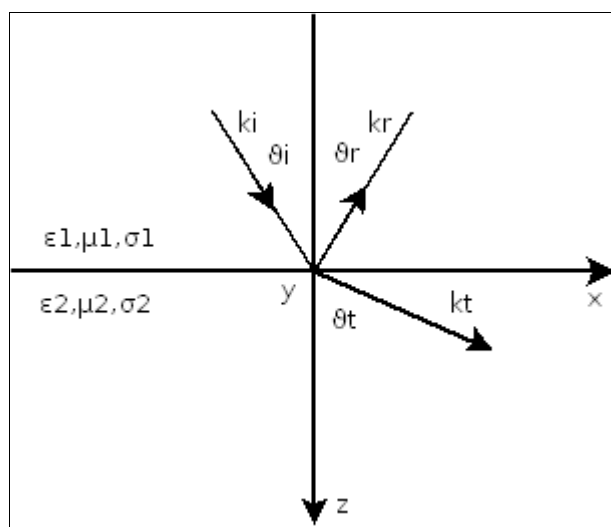
Rovinnou vlnu jako nejjednodušší řešení vlnové rovnice je možné nazvat lineárně polarizovanou. Pro vlnu šířící se po směru osy z (Obr. 3) je rovinou polarizace rovina tvořená vektorem \mathbf{E} a z, kolmá na vlnoplochu.



Obr. 3: Polarizace rovinné vlny

1.3 Elektromagnetické vlny na rozhraní prostředí

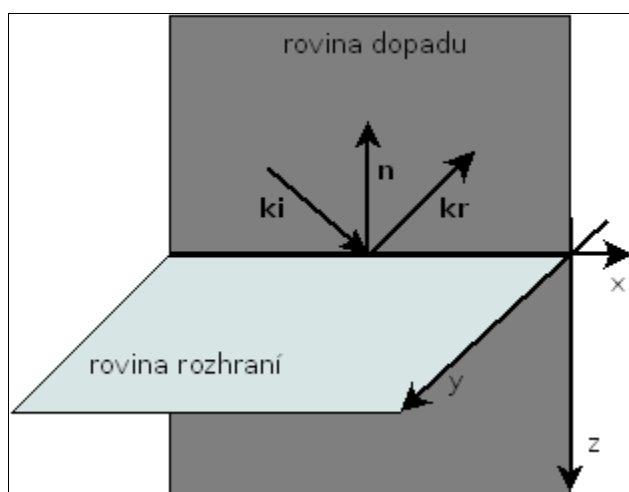
Na předchozích stranách byla popsána rovinná elektromagnetická vlna šířící se v neohraničeném prostředí bez přítomnosti zdrojů ($\sigma = 0$).



Obr. 4: Rovina dopadu a rozhraní

Nyní bude rozebrána výše zmíněná vlna, při dopadu pod obecným úhlem na rozlehlé (nekonečné) rozhraní dvou prostředí. Prostředím se můžou rozumět například zdi (zjednodušení za předpokladu, že budou poloměry křivosti vlnoplochy i rozhraní podstatně větší než délka vlny) a je modelováno různými hodnotami μ, ϵ, σ . V případě, že vlna dojde na rozhraní prostředí, může se lámat, odrážet, popř. nechat pohltit.

Na obrázku (Obr. 4) je vidět situace, kde rovinu rozhraní tvoří osy x a y . Prostředí 1 je určeno parametry $\mu_1, \epsilon_1, \sigma_1$ a prostředí 2 je určeno parametry $\mu_2, \epsilon_2, \sigma_2$. Vlna dopadá na rovinu rozhraní pod úhlem ϑ_i , její vlnový vektor \mathbf{k}_i je rovnoběžný s rovinou dopadu tvořenou osami x, z a vlnoplocha dopadající vlny je kolmá na rovinu dopadu. Vlna se odráží pod úhlem ϑ_r a vlnovým vektorem \mathbf{k}_r . Průchozí vlna má znázorněn úhel ϑ_t a vlnový vektor \mathbf{k}_t .



Obr. 5: Rovina dopadu a rozhraní

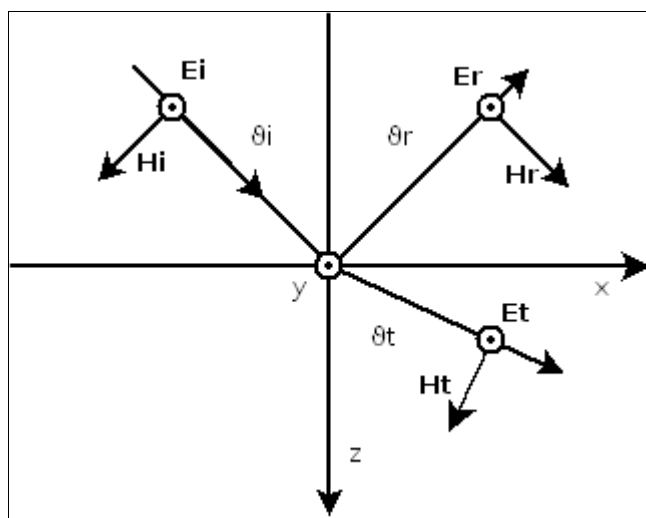
Na (Obr. 5) je znázorněna rovina dopadu tvořená osami x a z , kde \mathbf{k}_i je vlnový vektor dopadající vlny a \mathbf{n} je normála k rovině rozhraní. Rovina rozhraní kolmá na rovinu dopadu je tvořena osami x a y . Pro dopadající, odraženou a prostupující vlnu platí Snellovy zákony.

$$\text{Zákon odrazu} \quad \vartheta_i = \vartheta_r \quad (1.3.1)$$

$$\text{a zákon lomu} \quad k_1 \sin \vartheta_i = k_2 \sin \vartheta_t \quad (1.3.2)$$

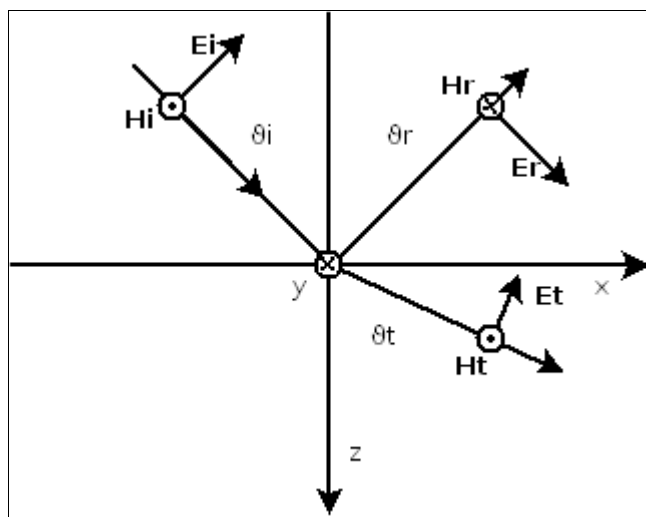
1.3.1 Odras a lom rovinné vlny na rozhraní mezi dvěma dielektriky pro obecný úhel dopadu

Jak už bylo popsáno výše, rovinnou vlnu je možné brát jako lineárně polarizovanou. Rovina dopadu je tvořena opět osami x a z . Rovina rozhraní je tvořena osami x a y .



Obr. 6: Kolmo polarizovaná vlna

Podle toho jestli je vektor E rovnoběžný nebo kolmý na rovinu dopadu se rozlišuje vertikální (rovnoběžná polarizace) (Obr. 7) a kolmá (horizontální) polarizace vlny (Obr. 6). V případě rovnoběžné polarizace je vektor E rovnoběžný s rovinou dopadu a vektor H je na ni kolmý (Obr. 7).



Obr. 7: Rovnoběžná polarizace

V případě kolmé polarizace je to naopak (Obr. 6), vektor E je kolmý na rovinu dopadu. Pro intenzity pole dopadající vlny platí:

$$\mathbf{E}_i = E_{i0} e^{-jk_1(x \sin \vartheta_i + z \cos \vartheta_i)} \mathbf{y}_0 \quad (1.3.3)$$

$$\mathbf{H}_i = \frac{E_{i0}}{Z_1} (-\cos \vartheta_i \mathbf{x}_0 + \sin \vartheta_i \mathbf{z}_0) e^{-jk_1(x \sin \vartheta_i + z \cos \vartheta_i)} \quad (1.3.4)$$

Pro intenzity odražené vlny platí:

$$\mathbf{E}_r = E_{r0} e^{-jk_1(x \sin \vartheta_r - z \cos \vartheta_r)} \mathbf{y}_0 \quad (1.3.5)$$

$$\mathbf{H}_r = \frac{E_{r0}}{Z_1} (\cos \vartheta_r \mathbf{x}_0 + \sin \vartheta_r \mathbf{z}_0) e^{-jk_1(x \sin \vartheta_r - z \cos \vartheta_r)} \quad (1.3.6)$$

A nakonec pro intenzity průchozí vlny platí:

$$\mathbf{E}_t = E_{t0} e^{-jk_2(x \sin \vartheta_t + z \cos \vartheta_t)} \mathbf{y}_0 \quad (1.3.7)$$

$$\mathbf{H}_t = \frac{E_{t0}}{Z_2} (-\cos \vartheta_t \mathbf{x}_0 + \sin \vartheta_t \mathbf{z}_0) e^{-jk_2(x \sin \vartheta_t + z \cos \vartheta_t)} \quad (1.3.8)$$

Kde Z_1 a Z_2 tvoří impedance prostředí. Dopadající a odražená vlna se šíří v prostředí s impedancí Z_1 a konstantou šíření k_1 . Prostupující vlna se šíří v prostředí s impedancí Z_2 a konstantou šíření k_2 . S využitím rovnic (1.3.3 – 1.3.8) je možné dále odvodit činitel odrazu a prostupu.

Činitel odrazu R bude:
$$R = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{Z_{z2} - Z_{z1}}{Z_{z2} + Z_{z1}} \quad (1.3.9)$$

a činitel prostupu T
$$T = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2Z_{z2}}{Z_{z2} + Z_{z1}} \quad (1.3.10)$$

Platí, že $R + 1 = T$. Kde
$$Z_{z1TE} = \frac{Z_1}{\cos \vartheta_1}; Z_{z2TE} = \frac{Z_2}{\cos \vartheta_2} \quad (1.3.11)$$

1.4 Shrnutí první kapitoly

Připomněl jsem integrální, diferenciální tvar Maxwellových rovnic a materiálové vztahy (1.1.1 – 1.1.10), ze kterých moderní teorie elektromagnetických vln vychází. Dále je popsána rovinná homogenní elektromagnetická vlna (1.2.6) jako nutné zjednodušení obecných vln. Tato vlna se šíří v prostředí beze zdrojů, vycházející z Helmholtzovy rovnice (1.2.4). U rovinné homogenní vlny nás zajímá hlavně šíření v neohrančeném prostředí ve vzduchu (vakuu). Ale také šíření vlny přes překážky (dielektrikum), které jsou definovány svými impedancemi (1.2.15) a konstantami šíření (1.2.5) (obecně komplexní a závislé na frekvenci, v tomto případě pouze reálné). Výsledkem této kapitoly je potom odvození koeficientů odrazu R a prostupu T (1.3.11), (1.3.12), které jsou dále využity pro modelování šíření signálu v budově. [1], [2], [12]

2 Modelování šíření signálu v pásmech datových bezdrátových služeb

V případě plánování bezdrátových služeb se už poměrně dlouho nemusíme spoléhat pouze na pokus a omyl popř. na pokus a měření. I když měření zůstává dále nepostradatelným prvkem. Moderní výpočetní technika umožňuje predikovat úroveň signálu v místech příjmu, v nepříliš komplikovaných případech poměrně přesně (v řádech dB až desítek dB) a to pomocí nejjednodušších empirických modelů, až po nejsložitější deterministické. Samozřejmě ani momentálně nejsložitější modely (FDTD, Ray-Tracing) nejsou dokonalé a určité složitosti uspořádání prostředí silně ovlivňují i modelování úrovně signálu zvláště v budovách.

2.1 Datové bezdrátové služby

V dnešní době dosahují datové bezdrátové služby (WiFi, WiMAX) velkého rozmachu. Bezdrátové sítě (WiFi) jsou jednodušší na výstavbu a technickou realizaci, na druhou stranu nenabízejí takovou rychlost přenosu dat jako klasické kabelové. Jak se WiFi dá dobře použít pro WLAN na krátké vzdálenosti, technologie WiMAX je vhodná na delší vzdálenosti (Při přímé viditelnosti je možný přípoj až 20 km od základnové stanice). [5]

2.1.1 WiFi

WiFi síť je standardizovaná podle IEEE. Nejčastěji podle IEEE 802.11b pracující v pásmu 2,4GHz a dosahující maximální rychlosti 11Mb/s resp. 54Mb/s. Řadí se do pásma UHF (Tabulka 2). Vlny v pásmu UHF mají ještě relativně dobrou schopnost odrazet se, lámat a pronikat překážkami a relativně malé ztráty šířením. Signál se šíří přízemní prostorovou vlnou. [6]

Pásmo	Označení	Kmitočety	Vlnová délka
Extrémně nízké frekvence	ELF	< 3 kHz	> 100 km
Velmi nízké frekvence	VLF	3 – 30 kHz	100 – 10 km
Nízké frekvence	LF	30 – 300 kHz	10 – 1 km
Střední frekvence	MF	300 – 3000 kHz	1 km – 100 m
Vysoké frekvence	HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m
Velmi vysoké frekvence	VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m
Ultra – vysoké frekvence	UHF	300 – 3000 MHz	1 m – 10 cm
Super – vysoké frekvence	SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm
Extra – vysoké frekvence	EHF	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm

Tabulka 2: Rozdělení frekvenčních pásem

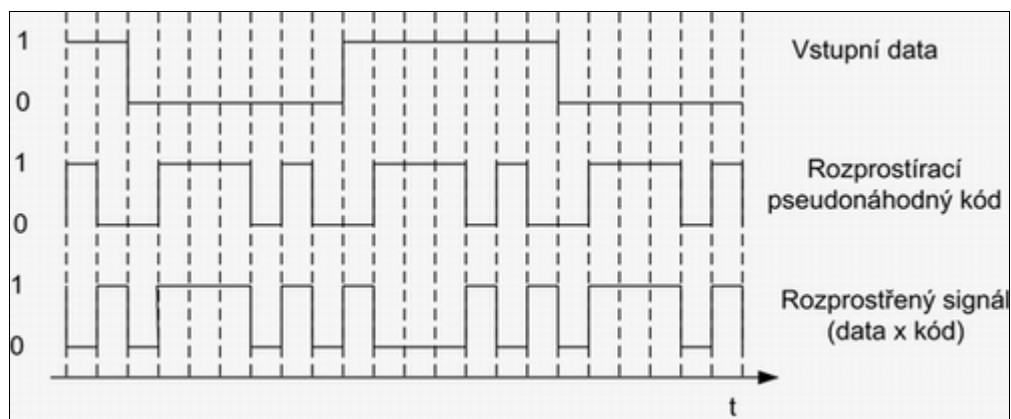
2.1.2 WiMAX

WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access) je bezdrátová technologie definována v normách IEEE 802.16. Standard zaměřený na venkovní síť. V roce 2002 byla publikována první verze standardu 802.16. Ta obsahovala podmínku LOS (Line Of Sight) nutné přímé viditelnosti a definovala frekvenční pásma v rozsahu 10 – 66GHz. V roce 2003 vyšla nová verze standardu 802.16a definující frekvenční pásma v rozsahu 2–11GHz, obsahující jak licencované tak bezlicenční pásmo. Dosah služby má být 40–70 km a přenosová rychlost kolem 70Mb/s. Dále není vyžadována přímá viditelnost. [7]

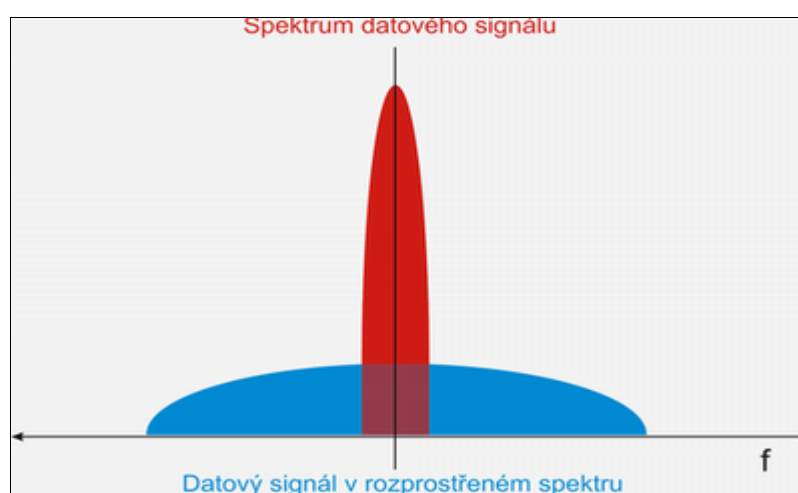
2.1.3 Fyzické rozhraní

Pro bezdrátové systémy se používají dva systémy založené na jedné nosné frekvenci (SC – Single Carrier) a na více nosných (MC). Představitelem SC systémů mohou být DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), přímé rozprostírání spektra a FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), systém s rozprostíráním spektra pomocí frekvenčních skoků. Představitel MC systému, pak může být OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), Ortogonální frekvenční multiplex.

- DSSS : Rozprostírání spektra se provádí pomocí přidání nadbytečných informací do přenášených dat. Dosahuje se tím větší schopnosti signálu odolávat rušení. Každý bit přenášené informace se násobí pomocí funkce XOR s pseudonáhodným kódem. Rozprostřená data jsou poté modulována na nosnou frekvenci a přenášena rádiovým prostředím. Obrázek (Obr. 8) znázorňuje jak rozprostírání probíhá a spektrum rozprostřeného signálu je na obrázku (Obr. 9). [4]

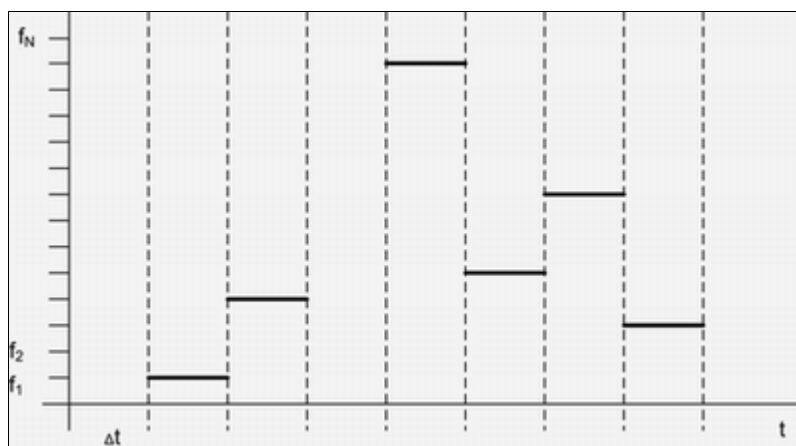


Obr. 8: Přímé rozprostírání spektra [4]



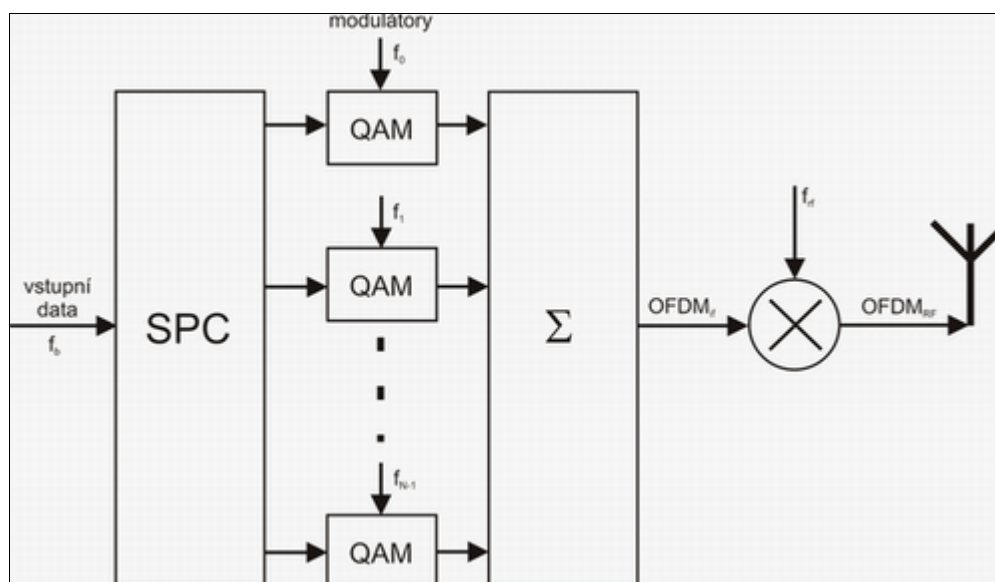
Obr. 9: Spektrum DHSS [4]

- FHSS: Metoda frekvenčního skákání je založena na tom, že datová posloupnost se rozprostírá do několika frekvencí. Frekvence se mění pseudonáhodně. Realizovat frekvenční skákání je možné dvěma způsoby a to rychlé frekvenční skákání FFHSS (Fast Frequency Hopping Spread Spectrum) a nebo pomalé frekvenční skákání SFHSS (Slow Frequency Hopping Spread Spectrum). U FFHSS je pseudonáhodná posloupnost, podle které se řídí frekvence, rychlejší než posloupnost datová což znamená, že jeden bit datové posloupnosti je poslán na několika frekvencích. U SFHSS je to naopak, tam je několik bitů posláno na jedné frekvenci. FHSS mají dobrou ochranu proti rušení zapříčiněnou větší šířkou pásma, ale pomalejší datový tok. Nevýhodou systému je značné rušení vznikající skoky mezi frekvencemi (impulzní rázy). Na obrázku (Obr. 10) jsou vidět frekvence a jednotlivé časové úseky jim přiřazené.



Obr. 10: FHSS [4]

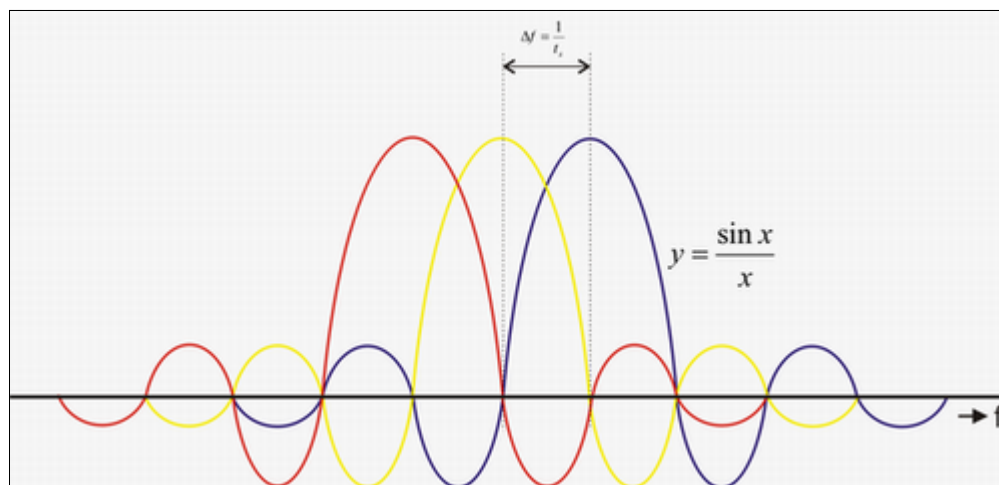
- OFDM: Princip OFDM leží na rozložení vysokorychlostního vstupního datového toku do řady paralelních pomalejších datových toků s jejich následnou modulací na ortogonální sub-nosné vlny. Příklad OFDM systému je vidět na obrázku (Obr. 11). Na vstup jsou přiváděna vstupní data na sériově paralelní převodník, který vstupní posloupnost převede na N paralelních složek. Z jednotlivých složek se stanou modulované (QAM), ortogonální a sub-nosné vlny. Nakonec se pomocí IFFT (Inverzní rychlá Fourierova transformace) sečtou do podoby OFDM symbolu. Spektrum OFDM symbolu je vidět na obrázku (Obr. 12). Jak je vidět sub-nosné frekvence se částečně překrývají což zvyšuje spektrální účinnost systému. Je to umožněno výše zmíněnou ortogonalitou frekvencí.



Obr. 11: OFDM [4]

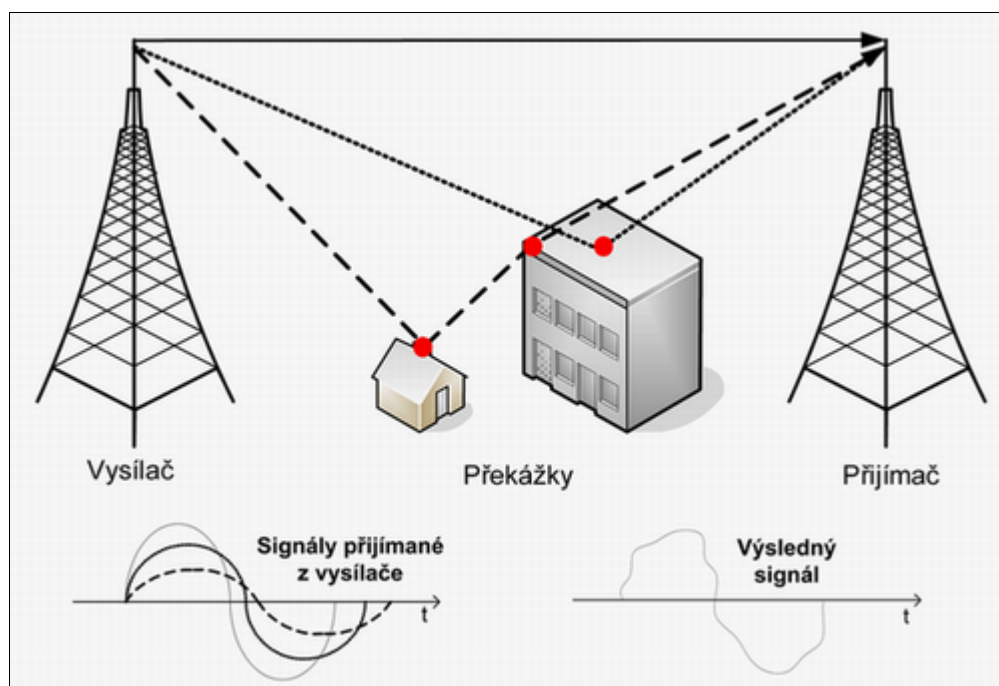
Další velkou výhodou je odolnost vůči interferencím vzniklým mnohacestným šířením signálu (Obr. 13). Nevýhodou OFDM je citlivost na frekvenční offset (jitter)

sub-nosných vln nacházejících se velmi blízko sebe. Dále obálka časového průběhu OFDM není konstantní. [8]



Obr. 12: OFDM spektrum [4]

Na obrázku (Obr. 13) je vidět princip vícecestného šíření signálu, v tomto případě ve venkovním prostředí v zástavbě.



Obr. 13: Mnohacestné šíření signálu ve venkovním prostředí [4]

2.2 Modelování šíření signálu v budovách

Šíření elektromagnetických vln uvnitř budov se zřetelně liší oproti šíření ve venkovních prostorách a dá se říci, že uzavřené prostory (dále indoor) mohou být z hlediska šíření signálu značně nepřátelské. Modelování indoor šíření signálu je komplikováno

velkou variabilitou konstrukčních prvků budov a vlastnosti prostředí (z hlediska šíření signálu) se mohou měnit a mění zásadním způsobem díky pohybům osob uvnitř, otevírání oken, dveří atd.. Další věcí, které je potřeba v případě indoor bezdrátových operací zvažovat, je interference. V indoor prostředí je celkem běžné mít interferující zařízení (PC rušení ze spínaných zdrojů) několik desítek centimetrů od přenosového systému. Příkladem může být PC s WLAN kartou obsahující i bezdrátovou klávesnici a myš, vše pracující na stejné frekvenci v 2,4GHz pásmu. Dále je potřeba uvážit jiné kancelářské přístroje, které jsou potenciálně rušící. Zásadní rozdíl prostředí indoor oproti venkovním prostorám je, že se v uzavřených prostorách velmi projevuje tzv. multipath, což znamená mnohacestné šíření signálu. LoS (Line of Sight) neboli přímá viditelnost mezi vysílačem a přijímačem nemusí být vůbec zaručena a charakteristiky prostředí se mohou velmi výrazně změnit během okamžiku, nebo malého posunu vysílače popř. přijímače. Výše zmíněné mnohacestné šíření elektromagnetických vln způsobuje nerovnoměrnost v rozdělení přijímaných úrovní signálu tím, že různě odražené vlny mezi sebou interferují (sčítají se, popř odčítají). Způsoby modelování úrovně signálu v indoor prostředí lze rozdělit do několika hlavních tříd a to jsou:

Deterministické modely:

- FDTD (Finite Diference Time Domain),
- Modely založené na geometrické optice (Ray Tracing)

Empirické modely:

- One-Slope model,
- ITU model.

Semi-empirické modely:

- Multi – Wall model.

Empirické a Semi-empirické modely se řadí do takzvané třídy site-general [9] což znamená, že se hodí pro obecně zadané indoor prostředí. Deterministické modely se řadí do tzv. site-specific třídy a tudíž do přesněji definovaného prostředí s předem známým rozložením materiálu zdí, množství a parametrů věcí obsažených v interiéru.

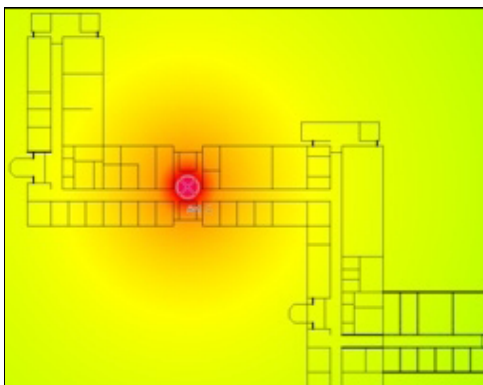
2.2.1 One-Slope model

Nejjednodušší z empirických modelů se nazývá One-Slope model. Slouží k výpočtu ztrát šířením (path loss). Tyto ztráty závisí na vzdálenosti mezi vysílačem a bodem

pozorování a na základních vlastnostech prostředí, ve kterém se nachází. Vzorec pro výpočet je :

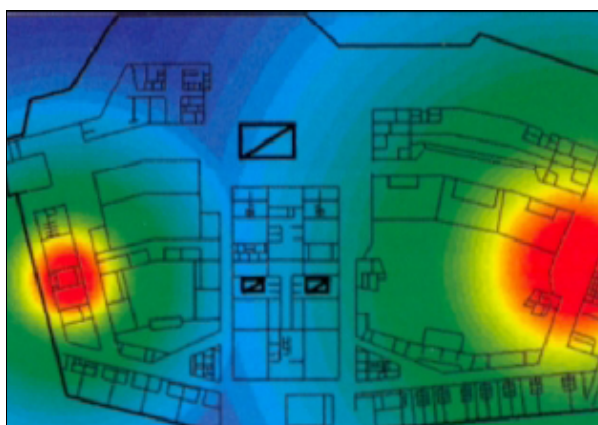
$$L(r) = L_0 + 10n \cdot \log_{10}(r) \quad (2.2.1)$$

Kde $L(r)$ je predikovaná hodnota ztrát šířením [dB], r je vzdálenost [m] mezi vysílačem a bodem pozorování, L_0 referenční útlum na vzdálenosti 1 metr [dB] a n je koeficient útlumu („power decay index“).



Obr. 14: Modelování pomocí One-Slope [10]

Na obrázcích (Obr. 14) a (Obr. 15) je vidět plochy určitých výkonů nezávislých na rozložení budovy.



Obr. 15: Modelování pomocí One-Slope [10]

Podle tabulky (Tabulka 3) se dají určit referenční útlum a koeficient útlumu, v závislosti na vlastnostech prostředí, ve kterém se nacházíme.

Prostředí	Lo [dB]	n
Budova		
Jednopodlažní	33,3	4
Dvoupodlažní	21,9	5,2
Vícepodlažní	44,9	5,4
Otevřené	42,7	1,9
Velké	37,5	2
Koridor	39,2	1,4

Tabulka 3: Odhady koeficientů k One-Slope modelu[11]

2.2.2 ITU Indoor model

ITU model pro indoor obecné prostředí (site-general) predikuje útlum úrovně signálu v bodě pozorování podle vztahu:

$$L_c = 20 \log_{10}(f) + N \log_{10}(d) + L_f(n) - 28 \text{dB} \quad (2.2.2)$$

kde:

- N je ztrátový koeficient,
- f je frekvence v MHz,
- d je vzdálenost v metrech mezi vysílačem a přijímačem větší než 1m,
- $L_f(n)$ je ztrátový faktor průchodu podlažími,
- n je počet podlaží mezi vysílačem a přijímačem.

Frekvence [GHz]	Prostředí		
	Domácí [dB]	Kanceláře [dB]	Komerční [dB]
0,9	-	33	20
1,2 – 1,3	-	32	22
1,8 – 2	28	30	22
4	-	28	22
5,2	-	31	-
60	-	22	17

Tabulka 4: Hodnoty koeficientu ztrát N [9]

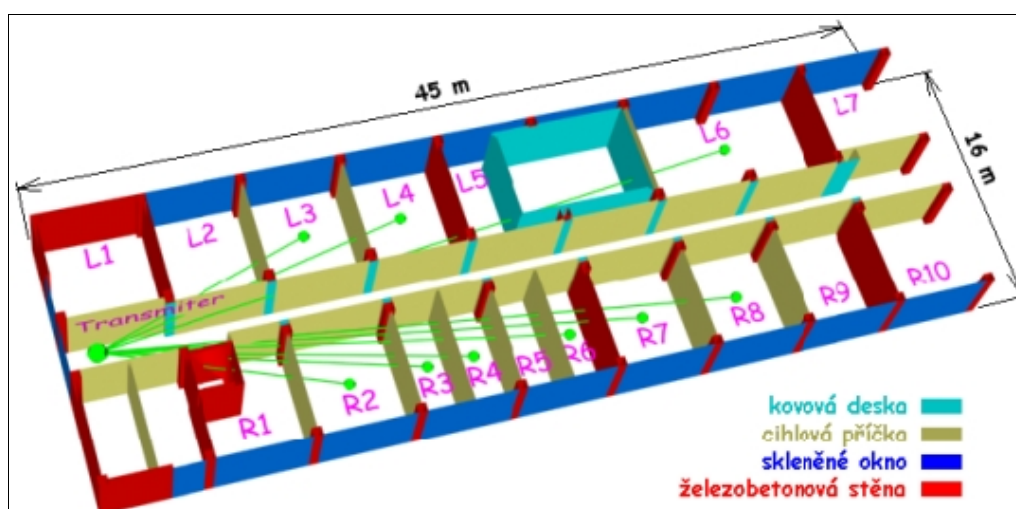
(Tabulka 4) ukazuje typické hodnoty koeficientu N a (Tabulka 5) ukazuje některé typické hodnoty faktoru $L_f(n)$. [9]

Frekvence [GHz]	Prostředí		
	Domácí [dB]	Kanceláře [dB]	Komerční [dB]
0,9	-	9 (n=1) 19 (n=2) 24 (n=3)	
1,8 – 2	4n	15 + 4 (n-1)	6 + 3 (n-1)
5,2	-	16 (n=1 pouze)	-

Tabulka 5: Hodnoty ztrátového faktoru prchodu podlažními[9]

2.2.3 Multi-Wall model

Tento model počítá celkový útlum úrovně signálu jako ztráty volným prostorem (Free Space Loss) a započítává i ztráty způsobené průchodem přímého paprsku zdi a podlažními. Přímý paprsek se bere jako přímka mezi přijímačem a vysílačem (Obr. 16). Model bere v úvahu i uspořádání interiéru (nábytek atd...). Multi-Wall model je potom přesnější než One-Slope model, ale náročnější na výpočet.



Obr. 16: Ukázka přímých paprsků, procházejících různými stěnami, spojující vysílač s body, ve kterých chceme spočítat úroveň signálu, pomocí Multi - Wall modelu [13]

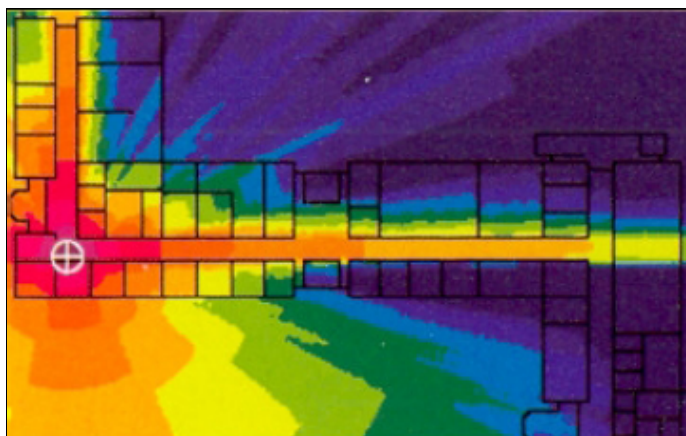
Celkový útlum úrovně signálu se potom počítá podle vztahu:

$$L = L_{FS} + L_c + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{\left(\frac{k_f+2}{k_f+1} - b\right)} L_f \quad (2.2.3)$$

kde:

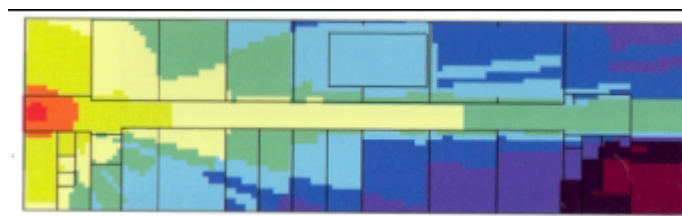
- L_{FS} jsou ztráty volným prostorem mezi vysílačem a přijímačem,
- L_c je konstanta ztrát,
- k_{wi} je počet zdí typu i , na přímce přijímač vysílač,

- k_f je počet podlaží na přímce přijímač vysílač,
- L_{wi} jsou ztráty průchodem zdí typu i ,
- L_f je ztráta průchodem poschodími,
- b je empirický parametr,
- I je počet typů zdí.



Obr. 17: Multi-Wall model [10]

Na obrázcích (Obr. 17, Obr. 18) je vidět modelování výkonových úrovní pomocí Multi-Wall modelu. Různými barvami jsou znázorněny různé výkonové úrovně signálu. Čím se barva více blíží červenému okraji barevného spektra, tím větší výkon zobrazuje.



Obr. 18: Multi-Wall model [10]

Konstantní útlum v (2.2.3) L_c se běžně blíží k nule. Suma v (2.2.3) představuje součet útlumů všech zdí, kterými paprsek projde. Jako typy zdí se používají nejčastěji 2 a to lehké zdi L_{w1} a těžké zdi L_{w2} . Lehké zdi jsou definovány jako zdi, které nenesou zátěž, tzn. sádro-karton, popř. příčky tenčí než 10 cm a tenké betonové zdi. Těžké zdi L_{w2} nenesou zátěž (nosné zdi) nebo zdi tlustší než 10 cm z betonu, cihel. Ztrátové faktory v (2.2.3) obsahují také statistické efekty nábytku a vlnovodné efekty koridorů. [11]

2.2.4 FDTD

Finite Difference Time Domain (FDTD) je jedna z nepopulárnějších metod pro řešení EM polí. Je založena na diskretizaci Maxwellových rovnic v diferenciálním tvaru

(2.2.4, 2.2.5) v čase i prostoru. Využívá aproximace parciálních derivací pomocí metody centrálních diferencí. Algoritmus FDTD byl poprvé představen na IEEE Transactions on Antennas and Propagation v roce 1966 (Kane Yee). Název FDTD byl zaveden až v roce 1980 (Alan Taflove).[15]

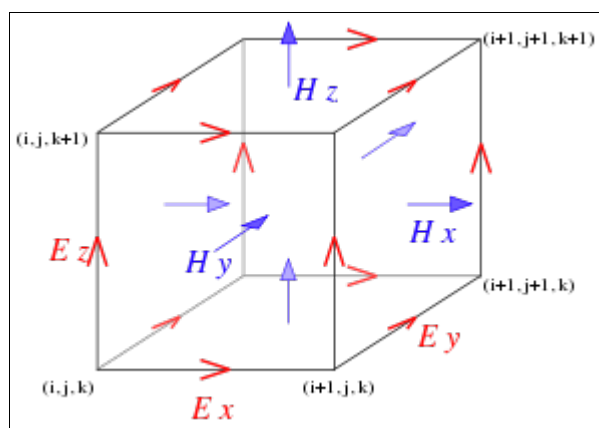
$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.2.4)$$

$$\text{rot } \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.2.5)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial y} \right), \\ \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial z} \right), \\ \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial x} \right). \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{E}_x}{\partial t} &= \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \sigma \mathbf{E}_x \right), \\ \frac{\partial \mathbf{E}_y}{\partial t} &= \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \sigma \mathbf{E}_y \right), \\ \frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial t} &= \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \sigma \mathbf{E}_z \right). \end{aligned} \quad (2.2.7)$$

Na obrázku (Obr. 19) je vidět tzv. Yee cell (Elementární Yee buňka), na které je ukázána distribuce EM. pole, používaná v FDTD.



Obr. 19: Yee cell [15]

Soustavy parciálních diferenciálních rovnic (2.2.6-2.2.7) představují rozepsání rovnic (2.2.4 – 2.2.5) pro ortogonální soustavu souřadnic. Bod mřížky na (Obr. 19) se dá definovat jako:

$$(i, j, k) \equiv (i \Delta x, j \Delta y, k \Delta z) \quad (2.2.8)$$

První derivace obecné funkce F je

$$F^n(i, j, k) \equiv F(i\delta, j\delta, k\delta, n\Delta t) \quad (2.2.9)$$

kde $\delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ (2.2.10)

a pomocí centrální aproximace podle x a t se dá zapsat jako:

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\delta} + O(\delta^2) \quad (2.2.11)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (2.2.12)$$

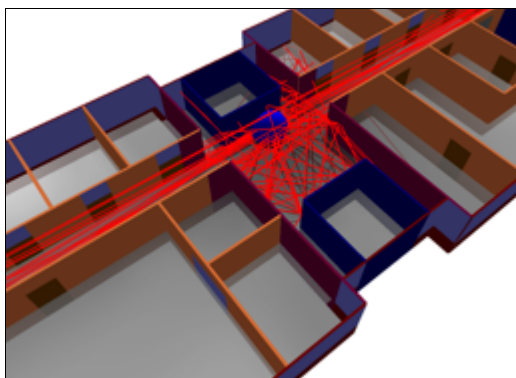
kde n je časový krok a i, j, k jsou uzly sítě. První rovnice (2.2.11) představuje aproximaci parciální derivace podle prostorové souřadnice x, druhá rovnice (2.2.12) představuje derivaci podle času. Výhody FDTD např. jsou :

- Výpočetně velmi robustní a stabilní, relativně jednoduchý algoritmus,
- Paměťově efektivní,
- Simulace plně 3D struktur s libovolně orientovanými dielektriky, atd..

Nevýhodami je problematický výpočet pro struktury s vysokým Q (rezonátory...) a nutnost diskretizace celého prostoru s modelem.[14]

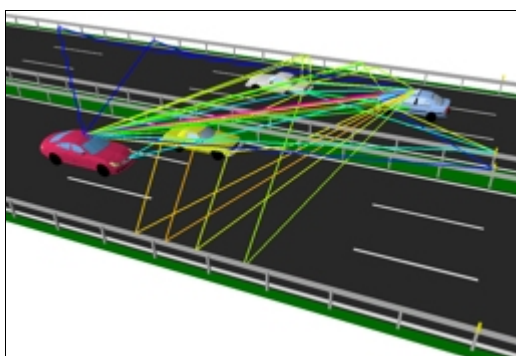
2.2.5 Modely založené na geometrické optice (Ray Tracing)

Využití metod geometrické optiky (GO) jmenovitě ray tracing v počítačové grafice (modelování ve viditelném spektru) je velmi známé. Technika je založena na vytvoření řady paprsků, které jsou trasovány (sledovány) od zdroje k zobrazovací rovině, nebo naopak. Při tom se trasují i jejich odrazy a průchody objekty. Podobnou techniku je možné využít i pro modelování šíření elektromagnetických vln jak v indoor tak outdoor prostředí s tím, že elektromagnetické vlny jsou aproximovány jednotlivými paprsky. Paprsků od vysílače je teoreticky nekonečně mnoho a model tak nutně musí přijmout různá zjednodušení. Při modelování pomocí GO se využívá pro šíření paprsků Snellových zákonů odrazu a lomu (1.3.1 – 1.3.2). Tento způsob má velkou výhodu v tom, že s jeho pomocí se dají modelovat i výkonové úniky tzv. fading.



Obr. 20: Ukázka indoor modelování pomocí 3d ray tracingu [17]

Na obrázku (Obr. 20) je ukázáno modelování šíření vln v indoor prostředí pomocí komerčního software. Model obsahuje velké množství odrazů paprsků od stěn a průstupu stěnami.



Obr. 21: Ukázka outdoor modelování pomocí ray tracingu[17]

Na obrázku (Obr. 21) je využit ray tracing na modelování signálů mezi auty v otevřeném prostředí.

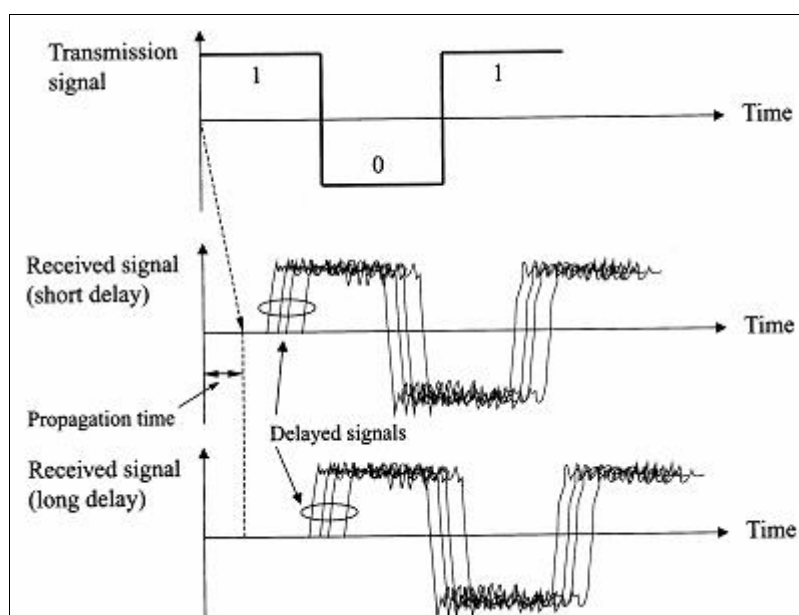
2.3 Fading

Fading neboli výkonové úniky signálu je jev známý především v mobilních komunikacích, popř. tam kde dochází k pohybu vysílače popř. přijímače nebo obojího. Fading může být způsoben jednak mnohacestným šířením signálu (základní ukázka na Obr. 13) a/nebo zastíněním přijímače tzv. shadowing, kdy se přijímač nachází v místě kam signál obtížněji proniká, za různými překážkami atd.. U wireless sítí nebo mobilních sítí, jejich všesměrové antény velmi dobře umožňují mnohacestné šíření na rozdíl od pevných spojů, které mohou využívat směrovosti antén jako výhody proti vícecestnému šíření. Princip úniků mnohacestným šířením je v tom, že vysílač teoreticky emituje nekonečný počet vln (paprsků) do všech směrů a tyto vlny se k přijímači dostávají po různých

cestách, s různým časovým zpožděním a různou fází a amplitudou (vlastnosti ovlivněné okolním prostředím, indoor, outdoor).

Úniky signálu mohou být zhruba rozděleny na pomalé (slow fading, large-scale fading, shadowing, long-term fading) a na rychlé (fast fading, small-scale fading, short-term fading). Fading jako takový bývá, vzhledem k variabilitě prostředí (zvláště indoor prostředí), modelován statisticky. Pomalé úniky jsou často charakterizovány pomocí log-normálního rozdělení pravděpodobnosti a bývají vyvolány významnými změnami v geometrii přijímač/vysílač v řádu množství vlnových délek. Rychlé úniky jsou asociovány s velmi malými změnami v geometrii přijímač/vysílač v řádu jednotek vlnových délek. Rychlé úniky bývají charakterizovány hlavně pomocí Rayleighova, Riceova, Nakagamiho a Weibullova rozdělení pravděpodobnosti.

S vícecestným šířením bývá krom fadingu také spojováno tzv. časové rozložení zpoždění (delay spread) a Dopplerovské rozložení zpoždění (Doppler spread). Kde to první se týká časové oblasti signálu a to druhé frekvenční oblasti. Obojí se samozřejmě stejně jako u fadingu mění se změnami geometrie prostředí.

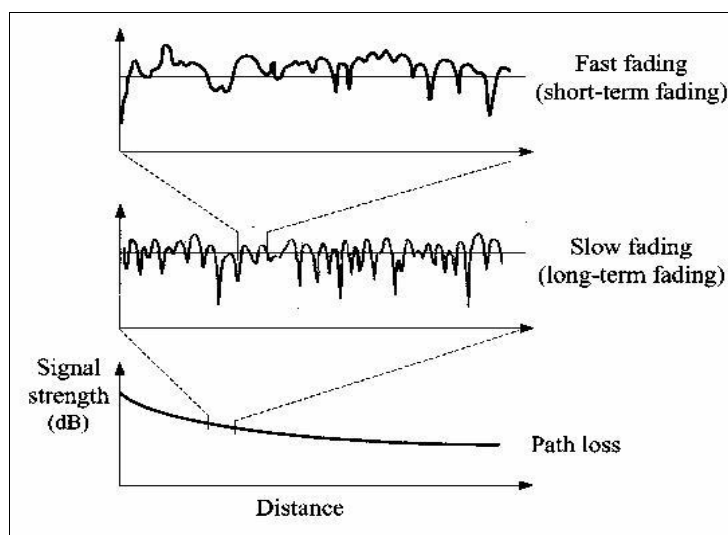


Obr. 22: Ukázka časového rozptření zpoždění signálů z více cest (delay spread) [18]

Na obrázku (Obr. 22) je ukázán vysílaný binární signál a přijatý časově zpožděný. Delay spread je vidět jako zakroužkovaný časový rozdíl příchodu prvního paprsku a posledního čtvrtého paprsku (v případě, že aproximujeme šíření vln paprsky, potom první

paprsek je signál, který na obrázku (Obr. 22) přišel s nejmenším zpožděním). V tomto případě přijatý signál je součtem všech zpožděných signálů (paprsků).

Na obrázku (Obr. 23) je ukázka rychlého i pomalého úniku. Jak je vidět na obrázku (Obr. 23) výkonová úroveň signálu v dB klesá se vzdáleností, v tomto případě to může být relativní vzdálenost od vysílače k přijímači nebo to může být určitý pohyb přijímače od vysílače a jeho čas.



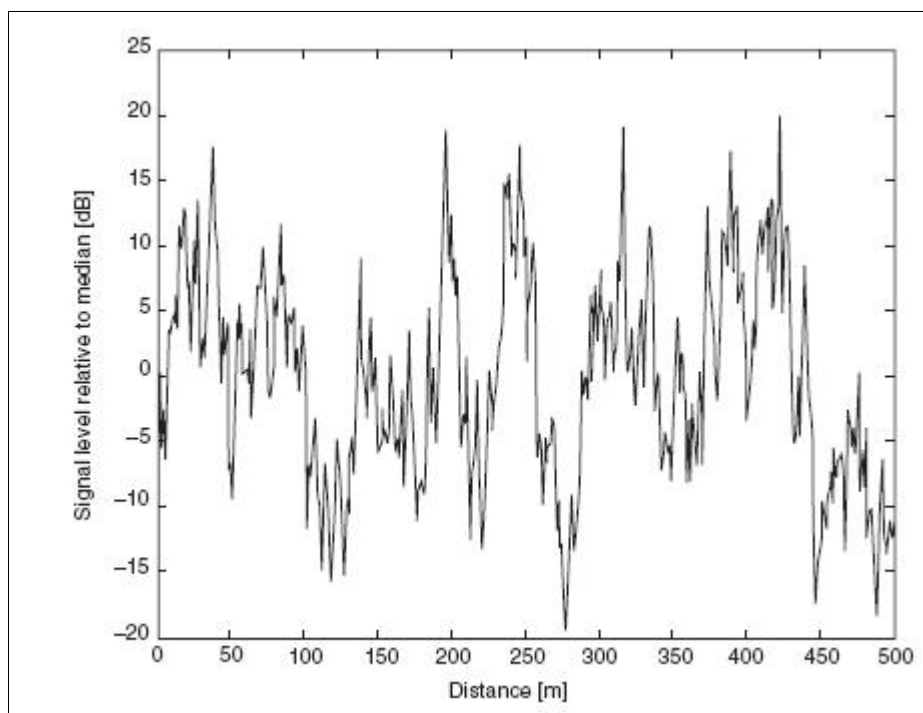
Obr. 23: Fading[18]

Pomalé úniky (slow fading) potom můžeme znázornit jako výřez určité vzdálenosti nebo času na celkových ztrátách signálu šířením (path loss). A stejným způsobem se dají vyjádřit rychlé úniky (fast fading), tam se výřez určité vzdálenosti provede na grafu pomalých úniků (slow fading).

2.3.1 Pomalé úniky (slow fading)

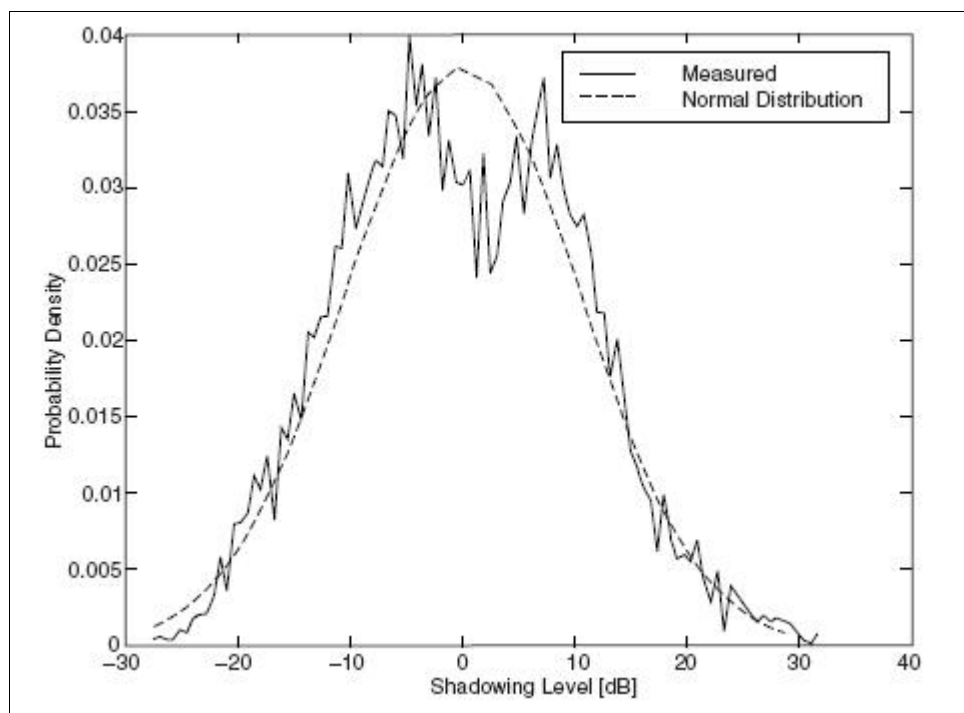
Jak už bylo napsáno výše, pomalé úniky bývají charakterizovány log-normálním rozdělením pravděpodobnosti, což zapříčiňuje měření a modelování v dB logaritmických jednotkách. Pokud chceme modelovat slow fading je nutné jako první krok spočítat medián nebo střední hodnotu celkových ztrát šířením po celé cestě. Pomalé úniky potom můžeme modelovat kolem této cesty s tím, že se berou jako náhodná veličina s log-normálním rozdělením, kterou definují výše zmíněný medián a rozptyl tzv. variabilita lokace (location variability). [9]

Na (Obr. 24) je vidět změřený slow fading relativní k mediánu a je funkcí dráhy v metrech.



Obr. 24: Pomalé úniky relativní k mediánu ztrát šířením, na určité cestě [9]

Na (Obr. 25) je vidět histogram změřených ztrát pomalými úniky, porovnaný s grafem hustoty pravděpodobnosti normálního rozdělení.



Obr. 25: Graf histogramu ztrát slow fadingem v porovnání s hustotou pravděpodobnosti normálního rozdělení[9]

2.3.2 Rychlé úniky (fast fading)

Rychlé úniky zahrnují veškeré úniky, které nastávají v souvislosti s pohybem vysílače přijímač na relativně krátkých vzdálenostech (v řádu jednotek vlnové délky). Ztráty fast fadingem bývají zapříčiněny příjmem mnoha odražených paprsků (signálů) s různou fází a amplitudou a jejich součtem.

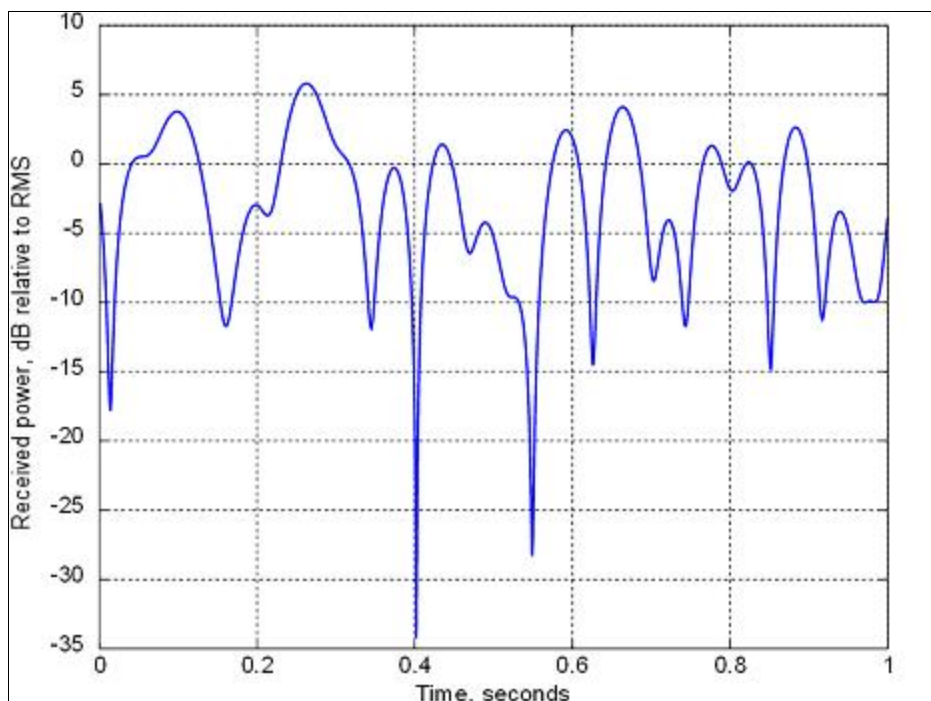
V případě, že mezi přijímačem a vysílačem není přímá viditelnost (NLOS) je možné klasifikovat únik statisticky jako tzv. Rayleigh fading. Náhodná veličina R potom má hustotu pravděpodobnosti:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}; r \geq 0 \quad (2.3.1)$$

kde střední hodnota je $\mu_r = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$

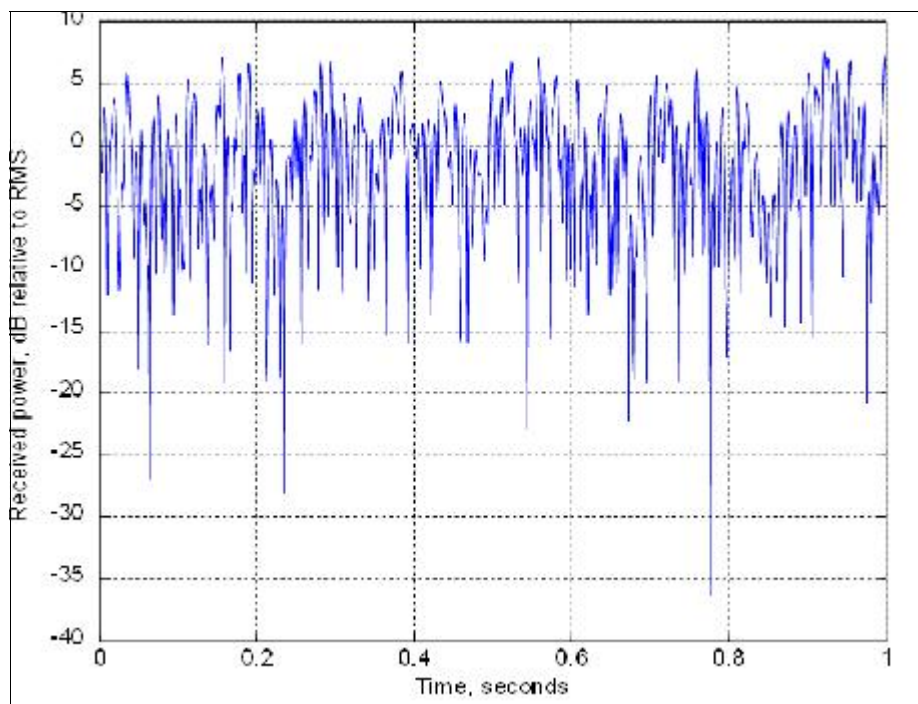
a rozptyl $\sigma_r^2 = \sigma^2(2 - \frac{\pi}{2})$

Na (Obr. 26) je vidět přijatý výkon relativní ke střední hodnotě v dB a je funkcí času. Tak může vypadat typický Rayleigh fading na přijímači pohybujícím se určitou rychlostí, maximální Dopplerův posun je zde 10 Hz.



Obr. 26: Rayleigh fading s maximálním Dopplerovským posuvem 10 Hz [19]

Na (Obr. 27) je to samé co na (Obr. 26) akorát maximální Dopplerovský posun je zde 100 Hz.



Obr. 27: Rayleigh fading s maximálním Dopplerovským posuvem 100 Hz [19]

V případě, že mezi vysílačem a přijímačem je přímá viditelnost (LOS) je možné modelovat úniky Riceovým rozdělením pravděpodobnosti. V tomto případě se kromě odrazů hlavně projevuje dominantní přímý paprsek. Riceovu hustotu pravděpodobnosti je možné popsat vztahem:

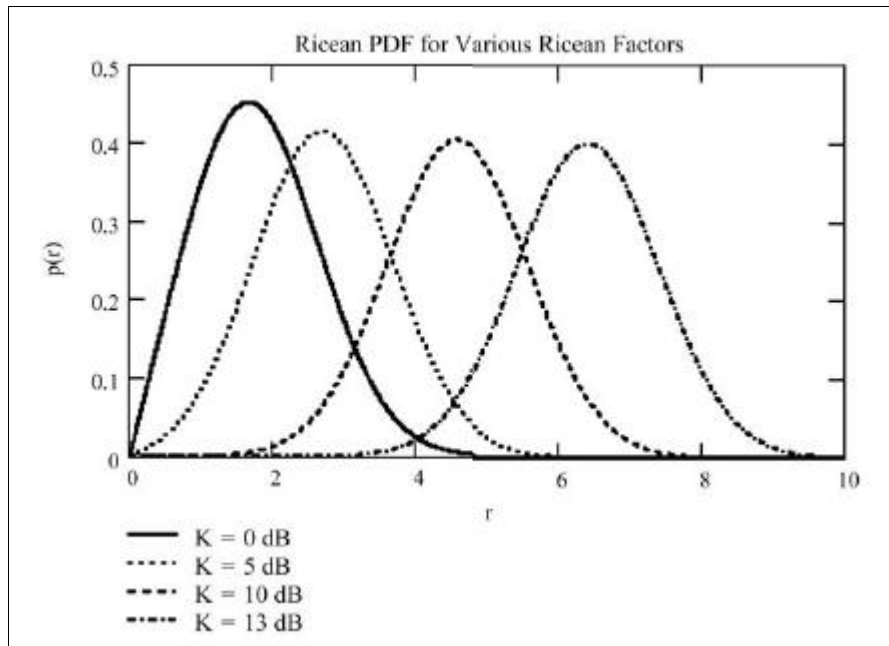
$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right); r \geq 0; A \geq 0 \quad (2.3.2)$$

kde σ^2 je rozptyl mnohacestného signálu, A je úroveň přímého paprsku, I_0 je modifikovaná Besselova funkce nultého řádu.

Riceův faktor je potom definován v dB jako:

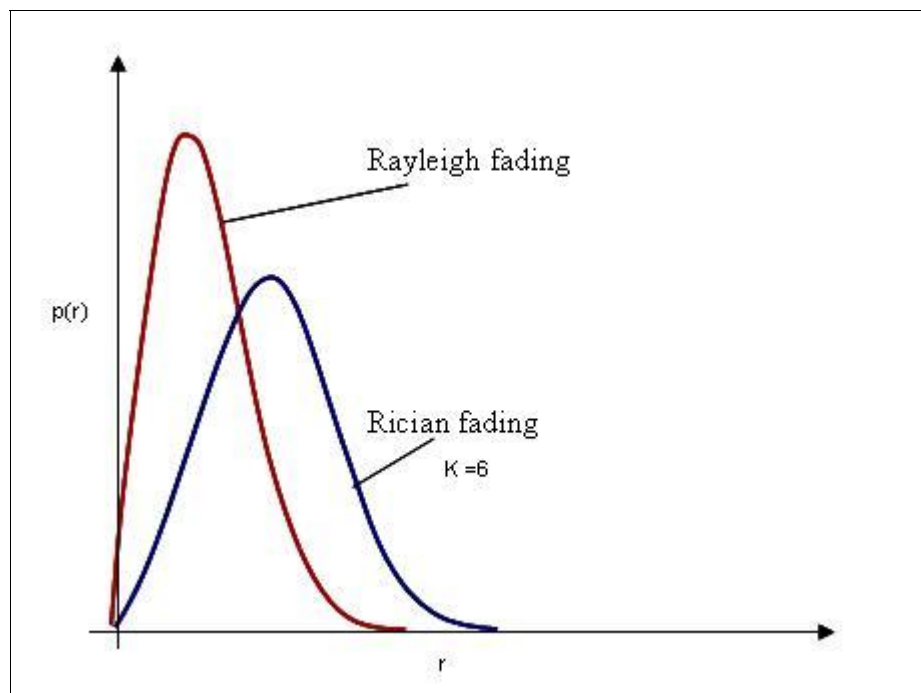
$$K = 10 \log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3.3)$$

Vzorec (2.3.3) říká jak dominantní je přímý paprsek nad mnohacestnými odrazy. Na (Obr. 28) je znázorněna Riceova hustota pravděpodobnosti v závislosti na různém K . [9]



Obr. 28: Riceova hustota pravděpodobnosti v závislosti na různém K [9]

Na (Obr. 29) je porovnání Rayleighovy a Riceovy hustoty pravděpodobnosti. Faktor K je roven 6 dB.



Obr. 29: Porovnání hustot pravděpodobnosti Rayleighova a Riceova rozdělení [18]

2.4 Shrnutí druhé kapitoly

Ve druhé kapitole je rozebráno šíření signálu v pásmech datových bezdrátových služeb (WiFi, WiMaX) a metody některých základních modulací, které tyto služby využívají. Jsou zde popsány některé ze základních způsobů modelování šíření signálu v budovách, a to jak způsoby deterministické, tak empirické a semi-empirické. (Ray Tracing, One-Slope, Multi-Wall atd.). Nakonec jsou načrtnuty způsoby modelování výkonových úniků (fading) vzniklých mnohacestným šířením signálu, popř. zastíněním a popis jejich základních vlastností (slow, fast fading atd.). Je zde také zmínka o zásadních pravděpodobnostních modelech (Rayleigh, Rice) sloužících k popisu fast fadingu a ukázáno tzv. časové rozprostření zpoždění (delay spread).

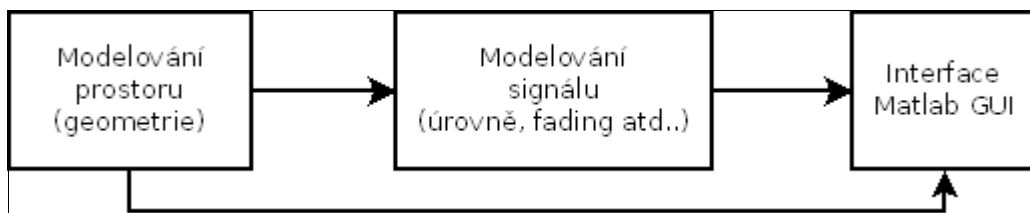
3 Program pro modelování vícecestného šíření signálu v budově

Jako náplň praktické části diplomové práce bylo vytvořit softwarový model šíření signálu v budově s kolmým uspořádáním stěn. Model využívá vlastností geometrické optiky a principů 2d ray tracingu (o ray tracingu viz. kapitola 2). Model postihuje šíření signálu s jedno a dvojnásobnými odrazy paprsků (aproximace EM. vln paprsky) a průchody zdi včetně zkreslení signálu při průchodech stěnami i odrazech od stěn. Softwarový model zahrnuje také geometrická zjednodušení:

- paprsek se odráží pouze od hraničních stěn (zdí) budovy,
- paprsek prochází příčkami bez lomu tzn. vystoupí z příčky pod stejným úhlem jak do ní vstoupil.

Model umožňuje vlastní zadání trajektorie pohybu v definovaném prostoru (2d prostor) a výpočet fadingu. Model postihuje rovinu půdorysu budovy z důvodu zrychlení a zjednodušení výpočetního procesu.

Program byl tvořen v prostředí Matlab®. Základní funkční blokové schéma modelu je na (Obr. 30). Blok modelování prostoru zahrnuje nastavení geometrie budovy, rozmístění příček, umístění bodového vysílače a pohybu přijímače. Poté jsou vypočteny jednonásobné a dvojnásobné odrazy a parametry paprsků potřebné v bloku modelování signálu.

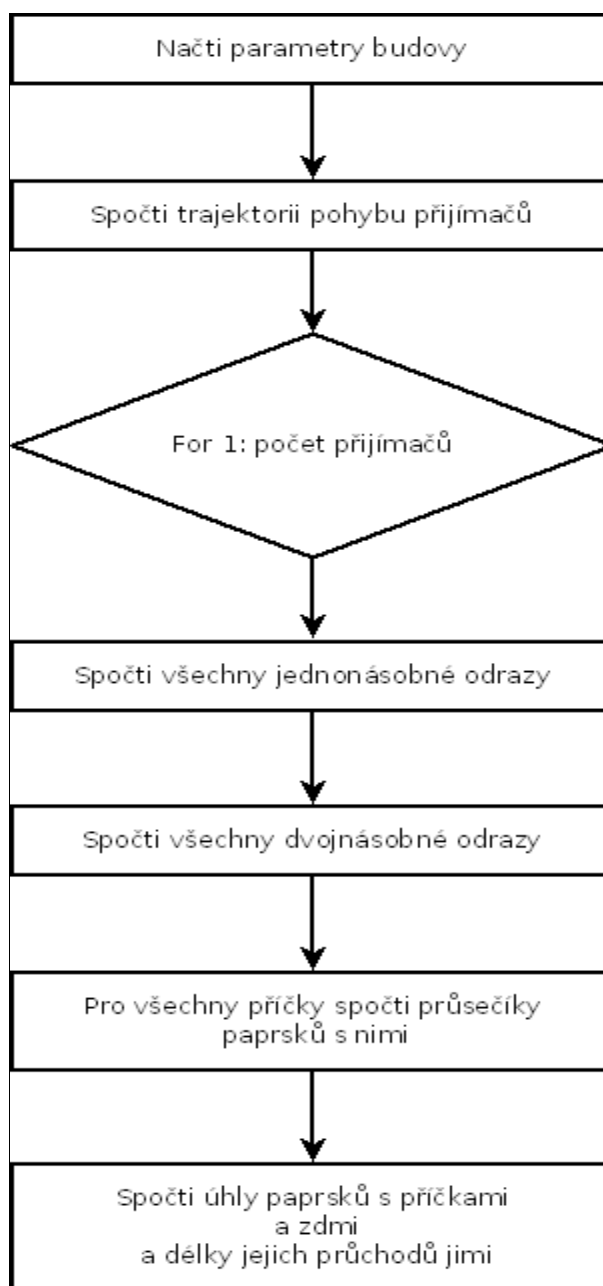


Obr. 30: Funkční blokové schéma modelu

V bloku modelování signálu jde hlavně o vytvoření vhodného pulsu, ovlivnění signálu anténou je zde zanedbáno v rámci zjednodušení. Pro každý paprsek se zde vypočítává jeho spektrum a zpoždění cestou volným prostorem a průchodem přes překážky. Nakonec se vypočítává fading, spektrální hustota signálu a časový průběh v jednotlivých diskretních bodech pohybu. Interface zahrnuje grafické uživatelské rozhraní v prostředí Matlab®, a zobrazuje nastavení modelu a jeho výstupy.

3.1 Modelování prostoru

Na (Obr. 31) je vidět blokové schéma modelování geometrie dané budovy.



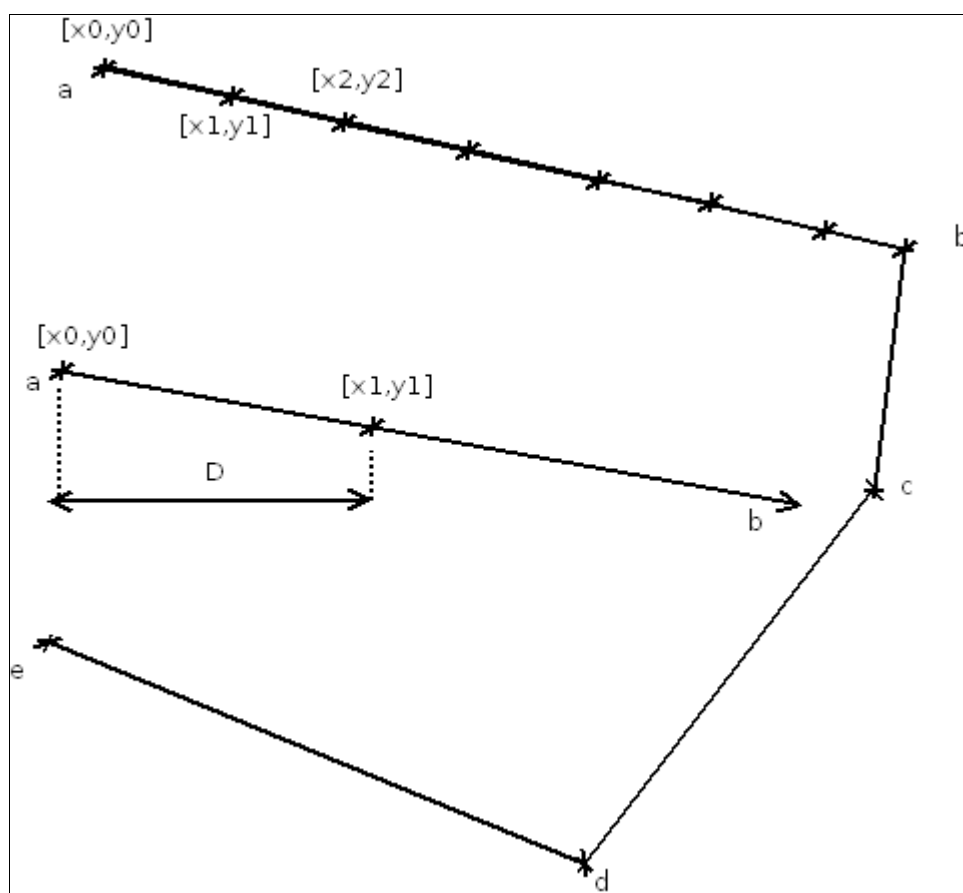
Obr. 31: Blokové schéma modelování prostoru

Jako první si program načte vstupy, kterými jsou :

- délka, šířka budovy, tloušťka zdi,
- umístění příček (souřadnice) a jejich počet,
- souřadnice vysílače,
- souřadnice přijímače.

3.1.1 Výpočet diskrétních bodů trajektorie pohybu přijímače

Trajektorii pohybu je možné zadat jak ručně, přímo zadáním souřadnic, anebo je možné využít algoritmus, který prokládá několik (5) pevně zvolených bodů přímkami. Tyto přímky jsou dále diskretizovány, rozloženy do zvoleného množství úseků (bodů, souřadnic). Na (Obr. 32) je vidět základní přístup ke generování souřadnic. Algoritmus dopočítává každou další souřadnici na přímce ze znalosti souřadnice předchozí. Vzdálenost D jednotlivých bodů od sebe je vypočítána podle zadaného množství bodů mezi hranicemi a a b , b a c atd...



Obr. 32: Princip výpočtu trajektorie, aproximace přímkami

Nástin výpočtu první souřadnice $[x_1, y_1]$ vyhovující obrázku (Obr. 32) :

Směrový vektor je určen jako $\mathbf{u}=(b_1-a_1, b_2-a_2)=(u_1, u_2)$

a normálový vektor je $\mathbf{v}=(-u_2, u_1)=(v_1, v_2)$

kde $\mathbf{a}=[a_1, a_2]=[x_0, y_0]$; $\mathbf{b}=[b_1, b_2]$

jsou body na přímce a , b . Potom souřadnice $[y_{11}, y_{12}]$ je možné vypočíst jako kořeny

kvadratické rovnice ve tvaru $y_1^2 \hat{a} + y_1 \hat{b} + \hat{c} = 0$

kde
$$\hat{a} = -v_1^2 - v_2^2; \hat{b} = 2y_0(v_1^2 + v_2^2); \hat{c} = -v_2^2 y_0^2 - v_1^2 y_0^2 + v_1^2 D^2$$

Kořeny $[x_{11}, x_{12}]$ se potom vypočtou pomocí vzorce:

$$x_{11} = \sqrt{(D^2 - (y_{11} - y_0)^2)} + x_0$$

a
$$x_{12} = \sqrt{(D^2 - (y_{12} - y_0)^2)} + x_0$$

Nakonec se pomocí dosazení do obecné rovnice přímky obsahující body a, b

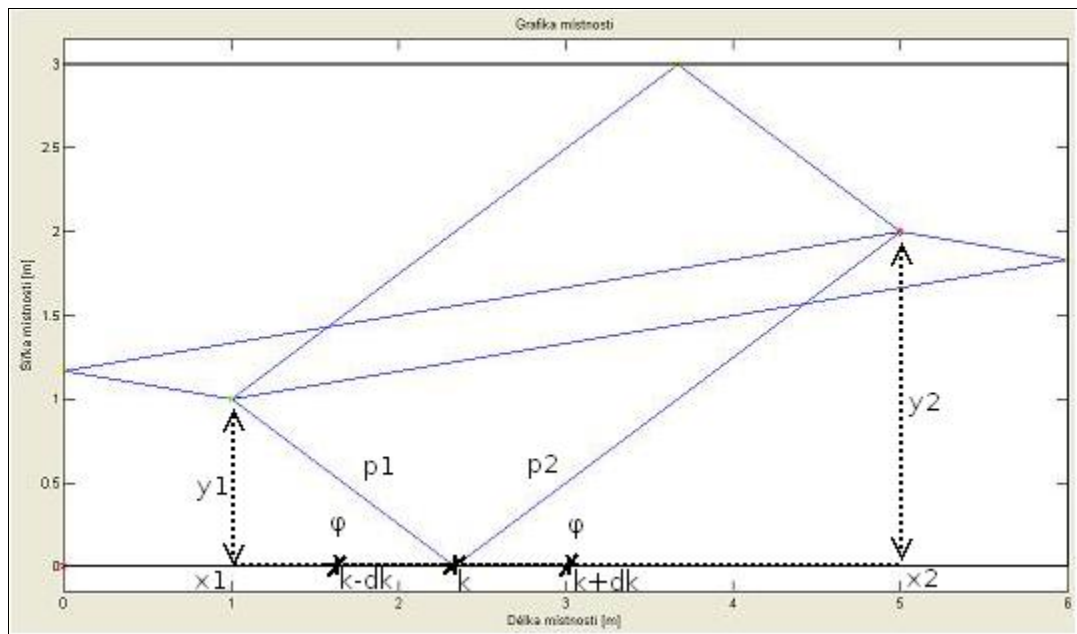
$$v_1 x_{11} + v_2 y_{11} + k = 0; v_1 x_{12} + v_2 y_{12} + k = 0$$

kde
$$k = -v_1 x_0 - v_2 y_0$$

vyberou pouze správné souřadnice $[x_1, y_1]$.

3.1.2 Jednonásobné odrazy

Při výpočtu jednonásobných odrazů je využito numerického přístupu k řešení problému a z tohoto přístupu vychází i počítání dvojnásobných odrazů. Na (Obr. 33) je znázorněna situace, kde vysílač je určen souřadnicemi $[x_1, y_1]$ a přijímač $[x_2, y_2]$.



Obr. 33: Princip nalezení jednonásobných odrazů

Od vysílače k přijímači existují 4 jednonásobné odrazy (2d). Princip výpočtu je možno znázornit na jednonásobném odrazu od spodní hrany. Základním předpokladem je, že platí Snellův zákon odrazu (1.3.1).

Potom
$$\sin(\varphi) = \frac{y_1}{p_1} = \frac{y_2}{p_2}$$

Přepony pravoúhlých trojúhelníků se poté vypočtou jako:

$$p_1 = \sqrt{(k - x_1)^2 + y_1^2}; p_2 = \sqrt{(x_2 - k)^2 + y_2^2}$$

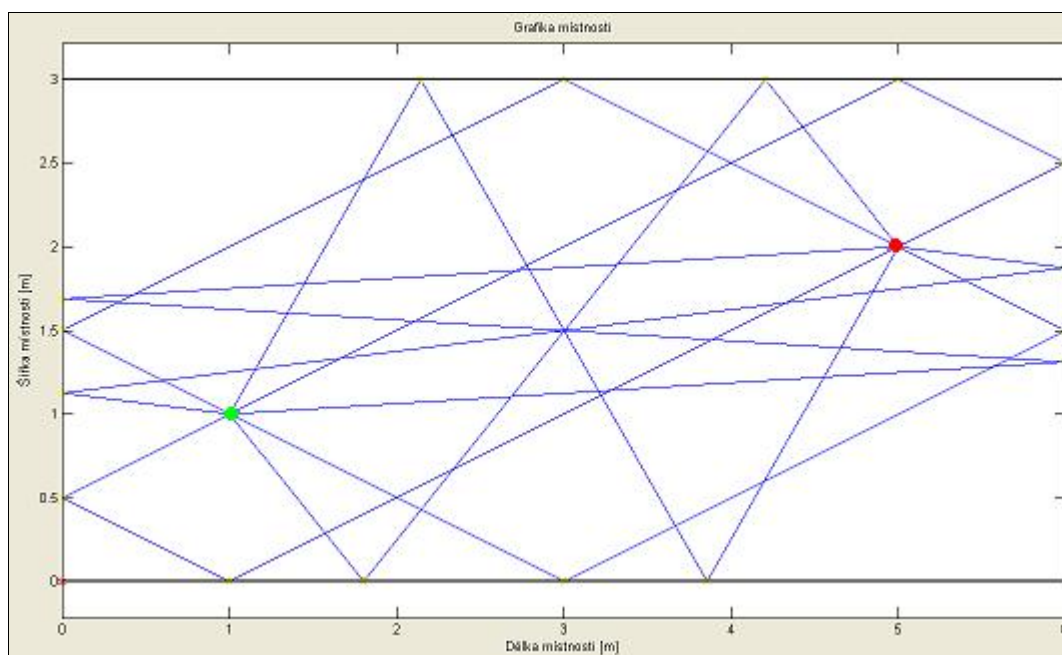
kde $x_1 < k < x_2$

Číslo k se generuje v rozmezí od x_1 do x_2 a vzdálenost jednotlivých čísel k je dána elementem dk . Potom pro které k jde hodnota výrazu (3.1.1) k nule s určitou přesností, tam

se nachází bod odrazu $\frac{y_1}{p_1} - \frac{y_2}{p_2} \rightarrow 0$ (3.1.1)

3.1.3 Dvojnásobné odrazy

U hledání dvojnásobných odrazů je situace trochu složitější než v předchozím případě. Na (Obr. 34) je vidět nalezení 8 dvojnásobných odrazů. Vysílač je znázorněn zeleným bodem, přijímač červeným.

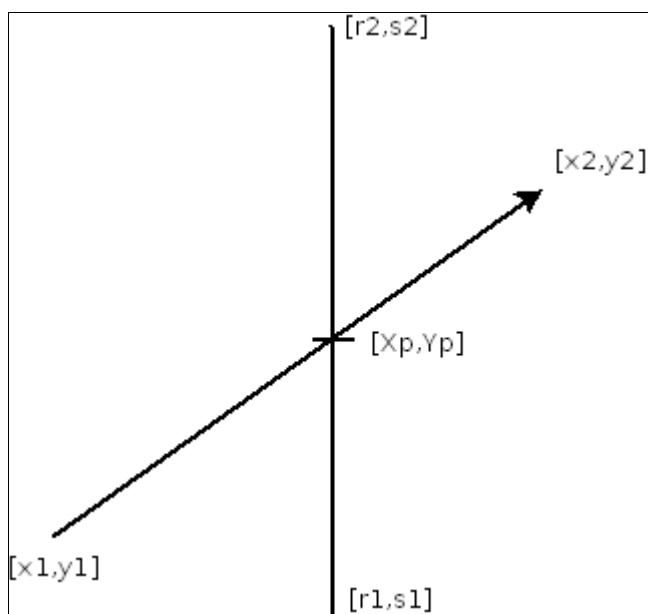


Obr. 34: Nalezení dvojnásobných odrazů

Výpočet se provádí stejným způsobem pouze čísla „ k “ jsou dvě, jedno jež je generováno a druhé které je nutné vypočítat. Metoda použita pro nalezení jednonásobných a dvojnásobných odrazů vychází vstříc svou jednoduchostí a rozumnou efektivitou, nicméně pro hledání trojnásobných a vícenásobných odrazů bych ji již nedoporučoval, jelikož výše zmíněnou jednoduchost začíná postrádat a efektivita začíná klesat.

3.1.4 Výpočet průsečíků paprsků s příčkami

Na (Obr. 35) je znázorněna situace kde jsou paprsek a příčka aproximovány přímkami. K výpočtu souřadnic průsečíku je využito obecných rovnic přímek a jejich vlastností.



Obr. 35: Ilustrace hledání průsečíku

Body na přímce paprsku jsou na (Obr. 35) definovány souřadnicemi $[x_1, y_1]; [x_2, y_2]$ a její obecná rovnice je $c = -(ax_2 + by_2)$

kde normálový vektor je $\mathbf{n}_{xy} = (a, b) = (y_1 - y_2, x_2 - x_1)$

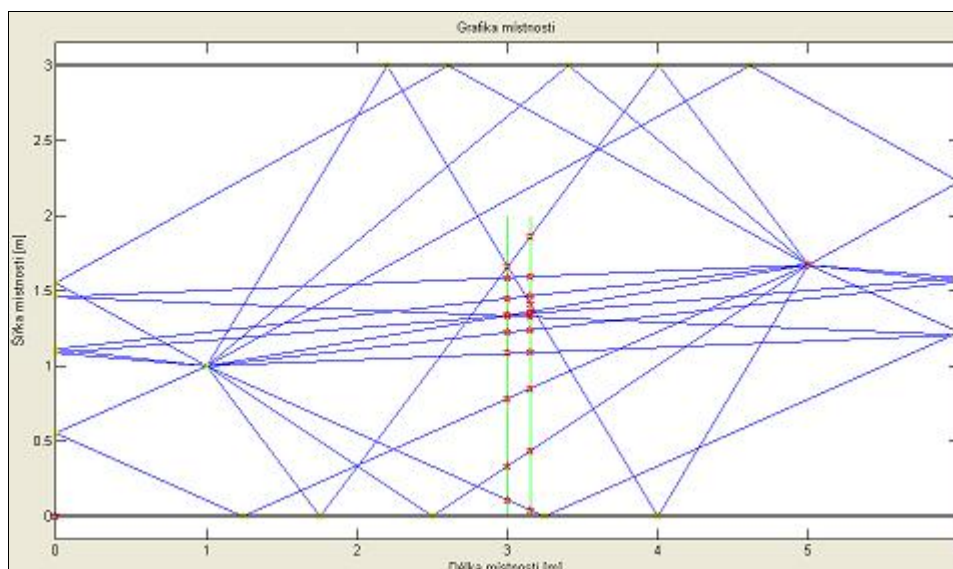
Přímka příčky je definována souřadnicemi $[r_1, s_1]; [r_2, s_2]$, kde $r_1 = r_2$ a potom její obecná rovnice je $d = -(pr_2 + qs_2)$

kde normálový vektor je $\mathbf{n}_{rs} = (p, q) = (s_1 - s_2, r_2 - r_1)$

Z toho, že $r_1 = r_2$ vyplývá, že pro všechny paprsky bude souřadnice průsečíku X_p stejná a rovnající se $r_1 = r_2$. Jako výsledek tedy bude zbývající souřadnice Y_p , která se spočte

jako
$$Y_p = \frac{cp - da}{aq - pb}$$

Na (Obr. 36) je znázorněna situace kdy jsou nalezeny průsečíky všech paprsků. Ty jsou znázorněny červenými body. Příčka je zde znázorněna dvěma zelenými úsečkami. Šířka příčky je dána vzdáleností r souřadnic obou úseček.



Obr. 36: Nalezení průsečíků paprsků s příčkou

3.1.5 Úhly paprsků s příčkami a zdmi

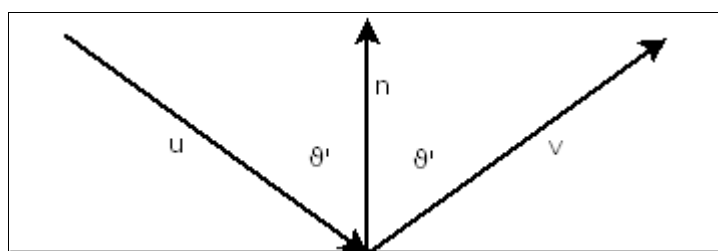
Poslední blok v modelování geometrie se věnuje zjištění úhlů, které svírají jednotlivé paprsky (modré čáry na (Obr. 36). Jako jednotlivý paprsek se bere úsečka, popř. vektor) s prostředím tzn. se zdmi nebo příčkami (v tomto případě se zdmi rozumí hraniční zdi, a příčkami se rozumí vnitřní zdi). Tyto úhly je nutné zjistit jelikož přenosová charakteristika zdi je také funkcí úhlu příchozí vlny (paprsku). O jaký úhel jde je vidět na (Obr. 4). Princip zjišťování úhlu paprsku s hraničními zdmi vychází z vlastnosti skalárního součinu. Skalární součin dvou vektorů u a v je možné napsat jako

$$\mathbf{u} \cdot \mathbf{v} = |\mathbf{u}| \cdot |\mathbf{v}| \cdot \cos(\vartheta)$$

kde ϑ je úhel, který výše zmíněné vektory svírají. Potom se úhel ϑ v radiánech vyjádří

jako
$$\vartheta = \arccos\left(\frac{\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}}{|\mathbf{u}| \cdot |\mathbf{v}|}\right) \quad (3.1.2)$$

Polovina ze spočteného úhlu je potom správný úhel sevřený paprskem a normálou k hraniční zdi viz. (Obr. 37). Na (Obr. 37) je vidět dopadající paprsek na rozhraní a



Obr. 37: Definování úhlů

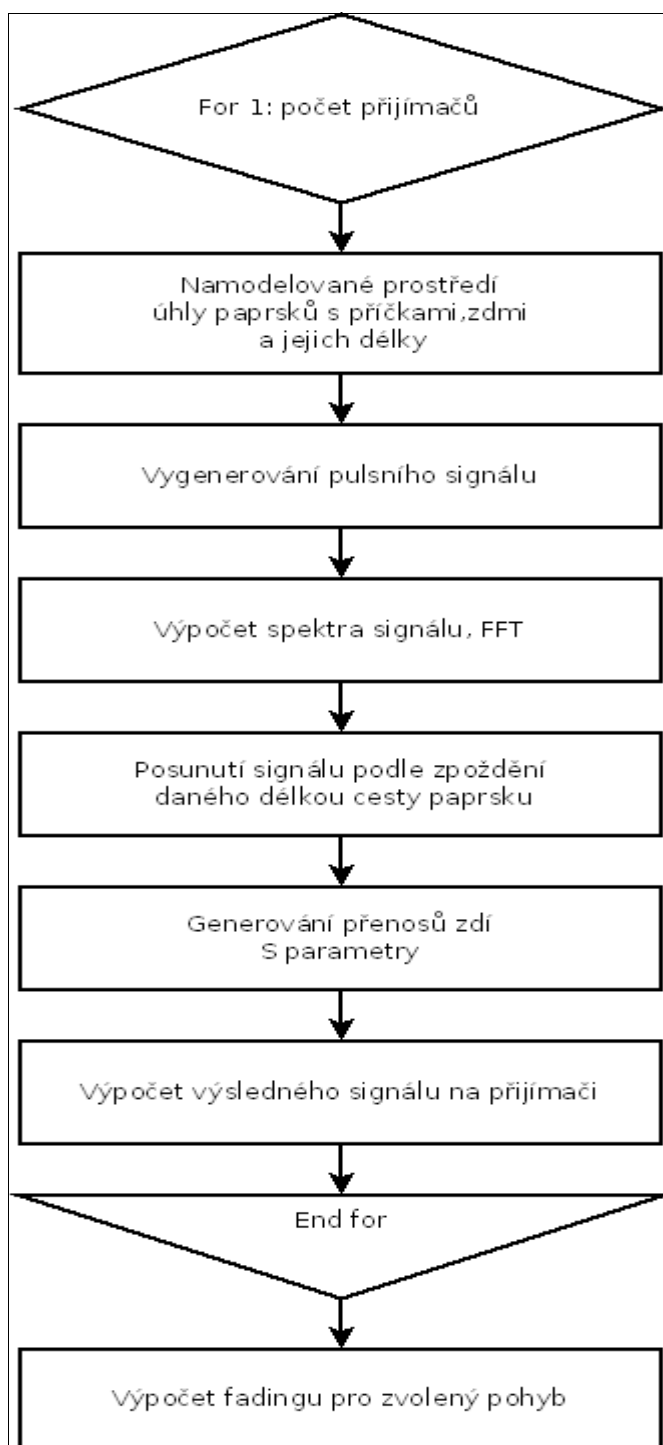
odrážející se paprsek. Aby bylo možné využít vzorec (3.1.2) je nutné obrátit směr vektoru \mathbf{u} při počítání.

Při počítání úhlů s příčkami je situace podobná, z části se zde využívá výpočtu úhlu pomocí skalárního součinu což vychází z specifčnosti prostředí. Dále se využívá toho, že příčka má definovanou tloušťku a při příchodu paprsku se úhel počítá ze znalosti délky paprsku uvnitř příčky a její tloušťky (je tvořen pravouhlý trojúhelník).

Nakonec délky paprsků nutné k výpočtu zpoždění jednotlivých signálů je možné spočítat pomocí vlastnosti vektorů a jejich velikostí.

3.2 Modelování signálu

Modelování signálu je zhruba znázorněno na (Obr. 38). Výstupy z modelování prostoru slouží jako vstupy pro modelování signálu což je znázorněno na (Obr. 30).



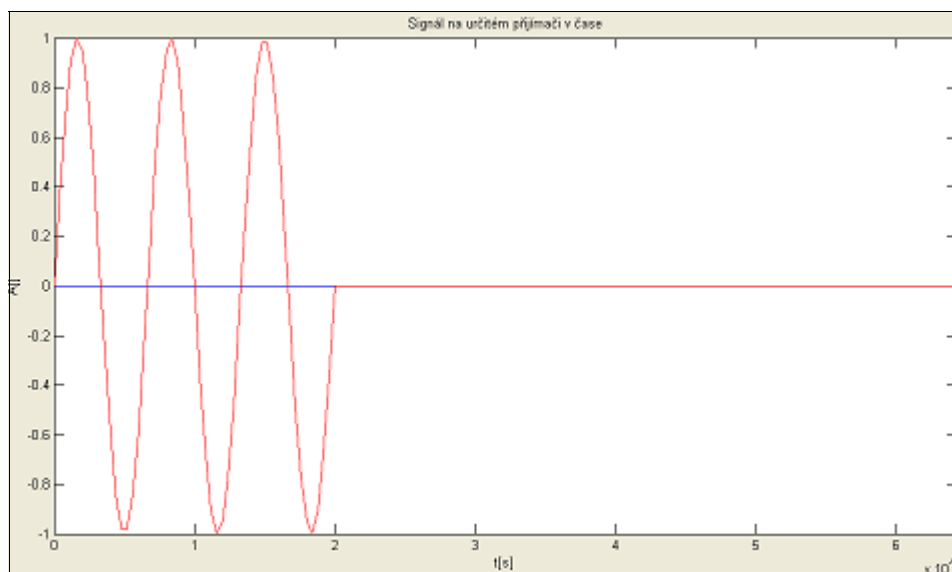
Obr. 38: Naznačení modelování signálu

3.2.1 Vygenerování pulsního signálu

Na Univerzitě Pardubice byl vyvinut model v prostředí MATLAB®, který umožňuje predikovat průchod UWB (Ultrawideband) signálu zdmi. Část kódu z tohoto modelu jsem využil ve své práci a to vygenerování UWB signálu a výpočet S parametrů pro TE vlnu. [12]

V modelu je možné zvolit tři různé tvary vstupního pulsního signálu (také je možné zvolit další parametry) ve tvaru $s_n(t) = a_n(t) \cos(\omega_0 t)$:

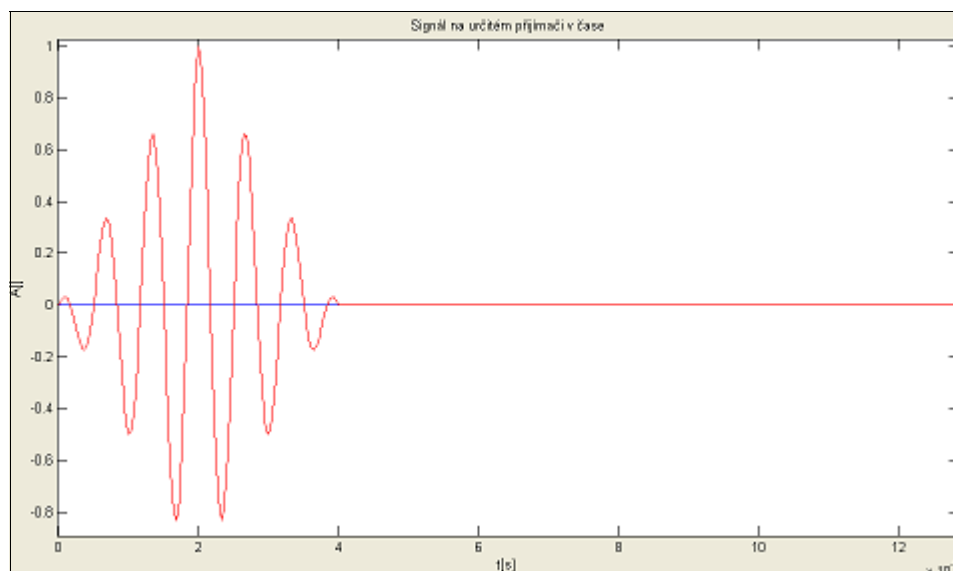
1)
$$a_1(t) = 1 \quad \text{pro } t \in \langle -\tau_0, +\tau_0 \rangle$$
$$a_1(t) = 0 \quad \text{pro } t \notin \langle -\tau_0, +\tau_0 \rangle$$



Obr. 39: Puls 1

Na (Obr. 39) je vidět první druh pulsu v časové oblasti pro základní nastavení parametrů, $\tau_0 = 1 \text{ ns}$.

2)
$$a_2(t) = 1 - \left| \frac{t}{2\tau_0} \right| \quad \text{pro } t \in \langle -2\tau_0, +2\tau_0 \rangle$$
$$a_2(t) = 0 \quad \text{pro } t \notin \langle -2\tau_0, +2\tau_0 \rangle$$



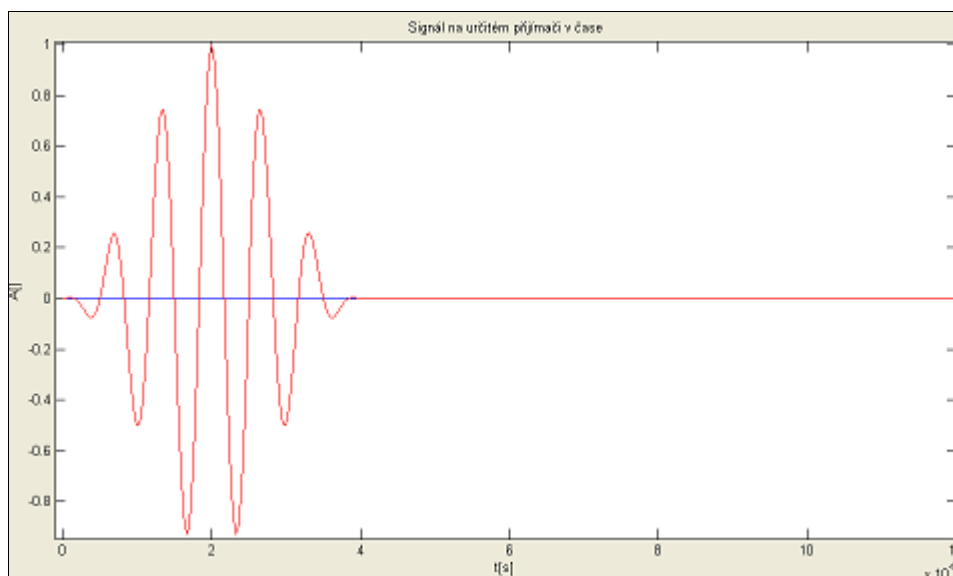
Obr. 40: Puls 2

Na (Obr. 40) je ukázán druhý možný tvar pulsu pro $\tau_0 = 1$ ns.

3)

$$a_3(t) = \cos^2\left(\frac{\pi t}{4\tau_0}\right) \text{ pro } t \in \langle -2\tau_0, +2\tau_0 \rangle$$

$$a_3(t) = 0 \text{ pro } t \notin \langle -2\tau_0, +2\tau_0 \rangle$$



Obr. 41: Puls 3

Na (Obr. 41) je znázorněn puls třetího druhu pro $\tau_0 = 1$ ns.

Pro všechny pulsy byla nastavena nosná frekvence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1.5$ GHz.

3.2.2 Výpočet spektra signálu

V modelu je charakterizován styk paprsků s prostředím tzv. S parametry, které v podstatě znázorňují přenos signálu buď odrazem nebo průchodem přes překážku ve frekvenční oblasti. (o S parametrech viz. kap....(3.2.3)). Proto je nutné signál z časové (diskrétní) oblasti převést na signál v oblasti frekvenční, čehož je možné dosáhnout pomocí diskrétní Fourierovy transformace (DFT, samozřejmě, že v modelu se počítá přímo i zpětná Fourierova transformace, pomocí tzv. FFT tzn. rychlé Fourierovy transformace).

Pro k-tou komplexní spektrální čáru X_k vzorkovaného signálu x_n platí:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{-2\pi j}{N} kn} ; k=0, \dots, N-1 \quad (3.2.1)$$

kde N je celkový počet bodů DFT, neboli počet spektrálních čar. Imaginární jednotka je j. Vztah (3.2.1) bývá nazýván přímou diskrétní Fourierovou transformací. Pro inverzní

DFT platí:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{2\pi j}{N} kn} ; n=0, \dots, N-1 \quad (3.2.2)$$

kde x_n je n-tý vzorek signálu.

Pro pozdější využití je vhodné ještě připomenout několik vlastností Fourierovy transformace:

- $$\sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2 \quad (3.2.3)$$

kde vztah (3.2.3) představuje Parsevalův teorém. Ten říká, že výkon (energie) lze spočítat jak z posloupnosti vzorků signálu, tak z jeho spektrálních čar.

- jestliže platí, že u_k a v_k jsou dva neperiodické signály v diskrétním čase, $s_k = a.u_k + b.v_k$ je jejich lineární kombinace, potom spektrum lineární kombinace těchto signálů je lineární kombinací spekter těchto signálů.

$$F[s_k] = a.F[u_k] + b.F[v_k] \quad (3.2.4)$$

kde F je Fourierův operátor, a, b jsou konstanty.[22]

- pro spektrum $F[x_{n-m}]$ časově posunutého diskrétního neperiodického signálu

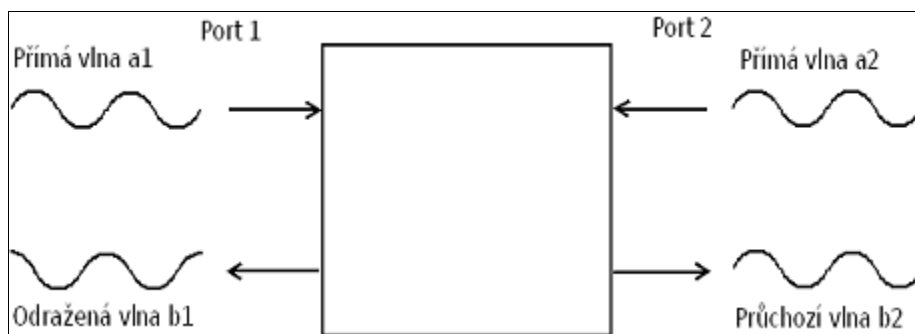
x_{n-m} platí

$$F[x_{n-m}] = X_k e^{\frac{-j2\pi km}{N}} \quad (3.2.5)$$

kde m je celé číslo (diskrétní časový posun) a X_k je k -tá spektrální čára signálu x_n .

3.2.3 Generování S parametrů a výpočet spektra signálu při průchodu a odrazu ode zdí

V elektrotechnice je občas vhodné modelovat systém jako tzv. black box jehož vlastnosti jsou reprezentovány S parametry (Scattering parameters). Základním takovým systémem může být dvojbran (2 port).



Obr. 42: Systém reprezentovaný S parametry

Na (Obr. 42) je vidět takový systém, na tento systém je možné se dívat tzv. zleva nebo zprava. Poměry na (Obr. 42) je možné popsat s S parametry takto:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

Kde vyjádření jednotlivých parametrů jsou:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1}; \text{ pro } a_2=0 \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2}; \text{ pro } a_1=0 \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1}; \text{ pro } a_2=0 \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2}; \text{ pro } a_1=0 \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

V tomto případě jsou parametry S_{11} , S_{21} brány jako zleva, protože vlna do portu dva tzn. vlna zprava je nulová $a_2=0$. Parametr S_{11} se bere jako odrazový (reflection coefficient) koeficient, parametr S_{21} se bere jako průchodový (forward transmission coefficient) koeficient.

S využitím vztahů (1.3.9-1.3.11) je poté možno pro model napsat S matici interferencí s prostředím:

$$[S]_I = \begin{bmatrix} \frac{Z_{z2} - Z_{z1}}{Z_{z2} + Z_{z1}} & \frac{2Z_{z1}}{Z_{z2} + Z_{z1}} \\ \frac{2Z_{z2}}{Z_{z2} + Z_{z1}} & \frac{-Z_{z2} + Z_{z1}}{Z_{z2} + Z_{z1}} \end{bmatrix} \quad (3.2.8)$$

Dále je nutné určit matici průchodu vrstvou [12] :

$$[S_L] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-jt_m k_m \cos(\vartheta_m)} \\ e^{-jt_m k_m \cos(\vartheta_m)} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.9)$$

kde t_m je tloušťka vrstvy, k_m je konstanta šíření ve vrstvě. Tato matice platí pouze pro rovinnou vlnu. V případě dvou vrstev (vzduch, zeď) je systém možné popsat kaskádní T maticí:

$$[T] = [T_1] \cdot [T_2] \quad (3.2.10)$$

kde převod z S parametrů je $[T] = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & \frac{-S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & \frac{-S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}}{S_{21}} \end{bmatrix}$ (3.2.11)

a pro zpětný převod $[S] = \begin{bmatrix} \frac{T_{21}}{T_{11}} & \frac{T_{11}T_{22} - T_{12}T_{22}}{T_{11}} \\ \frac{1}{T_{11}} & \frac{-T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix}$ (3.2.12)

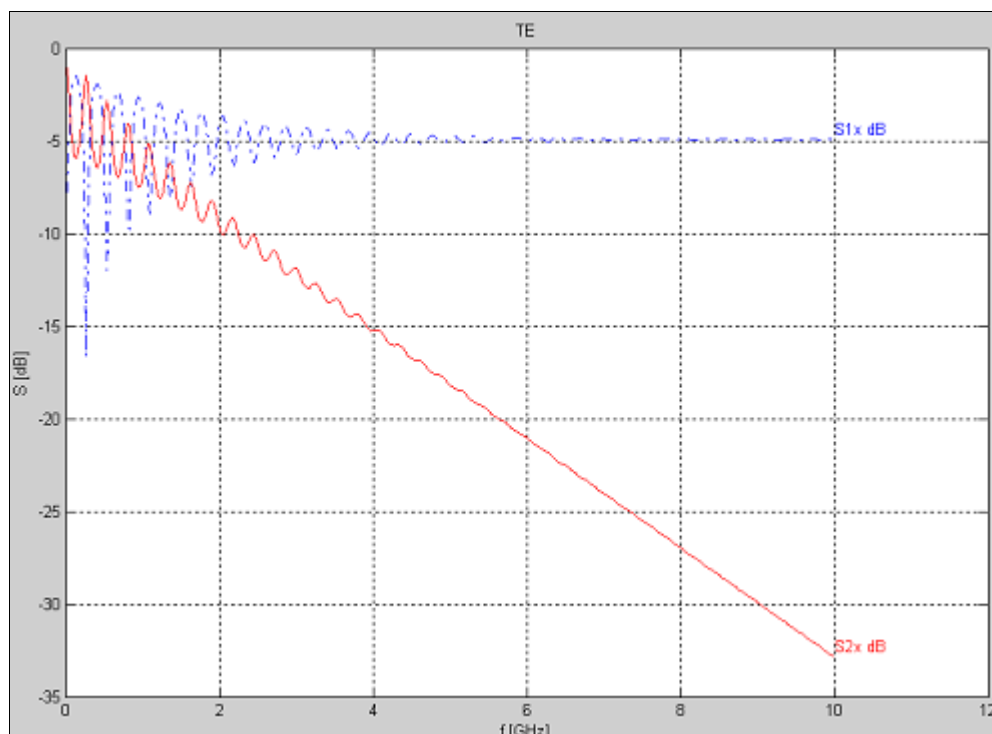
Pro dvě vrstvy se potom výsledné T parametry spočtou jako:

$$[T] = ((([T_{L1}] \cdot [T_{I1}]) \cdot [T_{L2}]) \cdot [T_{I2}])$$

Nakonec S parametry se poté vypočtou převodem z T matice pomocí (3.2.12). V modelu jsou zásadní parametry S11 a S21, pomocí nich se spočítá spektrum signálu odraženého ode zdi, popř. prošlého zdi a to ze spektra vstupního signálu, definovaného výše.

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1; b_2 = S_{21} \cdot a_1 \quad (3.2.13)$$

Pomocí vztahu (3.2.13) je možné spočítat spektrum odražené vlny b1 a spektrum průchozí vlny b2. Kde a1 je vstupní spektrum signálu. Na (Obr. 43) jsou vidět modelované S parametry v závislosti na frekvenci pro TE vlnu. Úhel dopadajícího paprsku (signálu) je 45 stupňů. V tomto případě jde o betonovou zeď tloušťky 0.2 metru. [12]



Obr. 43: Ukázka vypočtených S parametrů

3.2.4 Výpočet výsledného signálu na přijímači

Výsledný signál na přijímači se skládá ze součtu spekter všech jednotlivých paprsků, které na něj dopadnou. Tyto paprsky se v případě násobných odrazů skládají z dílčích paprsků. V případě jednonásobného odrazu se paprsek skládá z 2 dílčích paprsků. V případě dvojnásobného odrazu se paprsek skládá ze 3 dílčích paprsků. Výsledné spektrum na přijímači se potom dá zapsat jako:

$$S = \sum_{n=1}^{13} s_n$$

$$s_n = \begin{cases} a_1 \cdot a_2; & \text{pro jednonásobné odrazy} \\ b_1 \cdot b_2 \cdot b_3; & \text{pro dvojnásobné odrazy} \end{cases}$$

kde a_n, b_n jsou dílčí paprsky, které mohou obsahovat:

$$a_n, b_n = X \cdot S_{11}^i \cdot S_{21}^j; \quad i \in \langle 0, 1 \rangle; \quad j \geq 0; \quad i, j \in \mathbb{N}$$

kde X je spektrum vstupního signálu posunutého v čase o zpoždění vzniklé délkou cesty paprsku. S11 a S21 jsou S parametry. Pro $i = 1$ se jedná také o odražený paprsek. Pro $j > 0$ paprsek prostupuje j příčkami.

3.2.5 Výpočet úrovně signálu pro zvolený pohyb

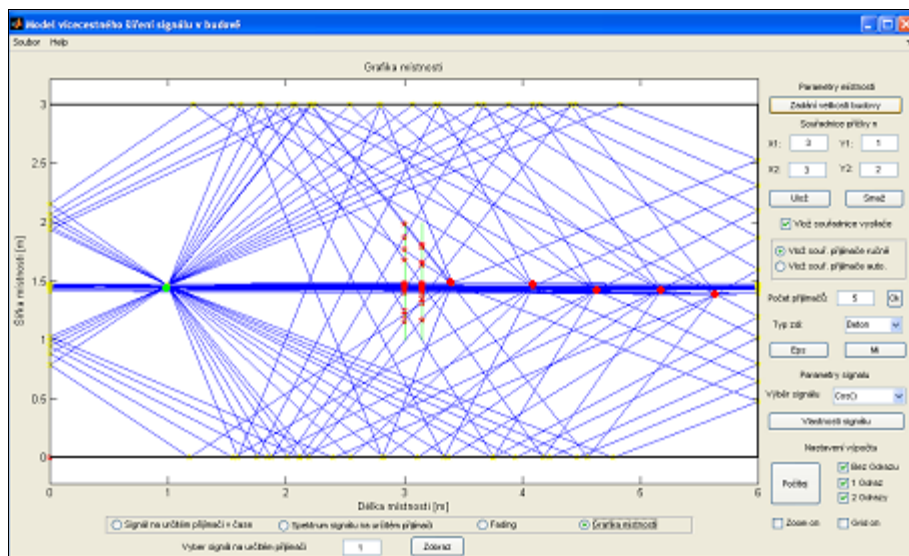
Pro pohyb přijímače je zadána trajektorie, na které se počítají výkonové úrovně signálu v jednotlivých diskretních bodech. Pro každý diskretní bod pohybu se spočítá výkonová spektrální hustota v dB s pomocí Parsevalovy věty (3.2.3) ze spektra signálu

$$P[dB] = 10 \log\left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2\right) \quad (3.2.14)$$

kde N je celková délka neperiodického signálu ve vzorcích, X_k je k-átá spektrální čára.

3.3 Grafické uživatelské rozhraní

Na (Obr. 44) je vidět grafická stránka modelu. Té dominuje velká plocha grafu ve středu. Na pravé straně se nachází plocha nastavení, které nabízí mnoho možností. Na (Obr. 45) je vidět zvětšená část nastavení modelu. Některá tlačítka obsahují vyskakovající okna s více možnostmi nastavení, jako například tlačítko vlastnosti signálu, takové řešení je výhodné z hlediska přehlednosti. Dole pod oknem grafu je možné si zvolit, zda chceme vidět grafiku místnosti, fading, výkonové spektrum v určitém bodě přijímače a nebo signál v čase na určitém přijímači.



Obr. 44: Ukázka interface programu

Zeleným bodem je znázorněn vysílač, červenými body je znázorněna trajektorie přijímače, definovaná momentálně pěti body. Vprostřed se nachází příčka, která je znázorněna zelenými úsečkami a červené body na ní, jsou body průsečíku s ní. Modře jsou znázorněny paprsky. Více o možnostech nastavení programu je možné najít na konci v příloze.

Parametry místnosti

Zadání velikosti budovy

Souřadnice příčky n

X1: Y1:

X2: Y2:

Vlož souřadnice vysílače

Vlož souř. přijímače ručně
 Vlož souř. přijímače auto.

Počet přijímačů:

Typ zdi:

Parametry signálu

Výběr signálu:

Nastavení výpočtu

Bez Odrazu
 1 Odraz
 2 Odrazy

Zoom on Grid on

Obr. 45: Zvětšená část možností nastavení modelu

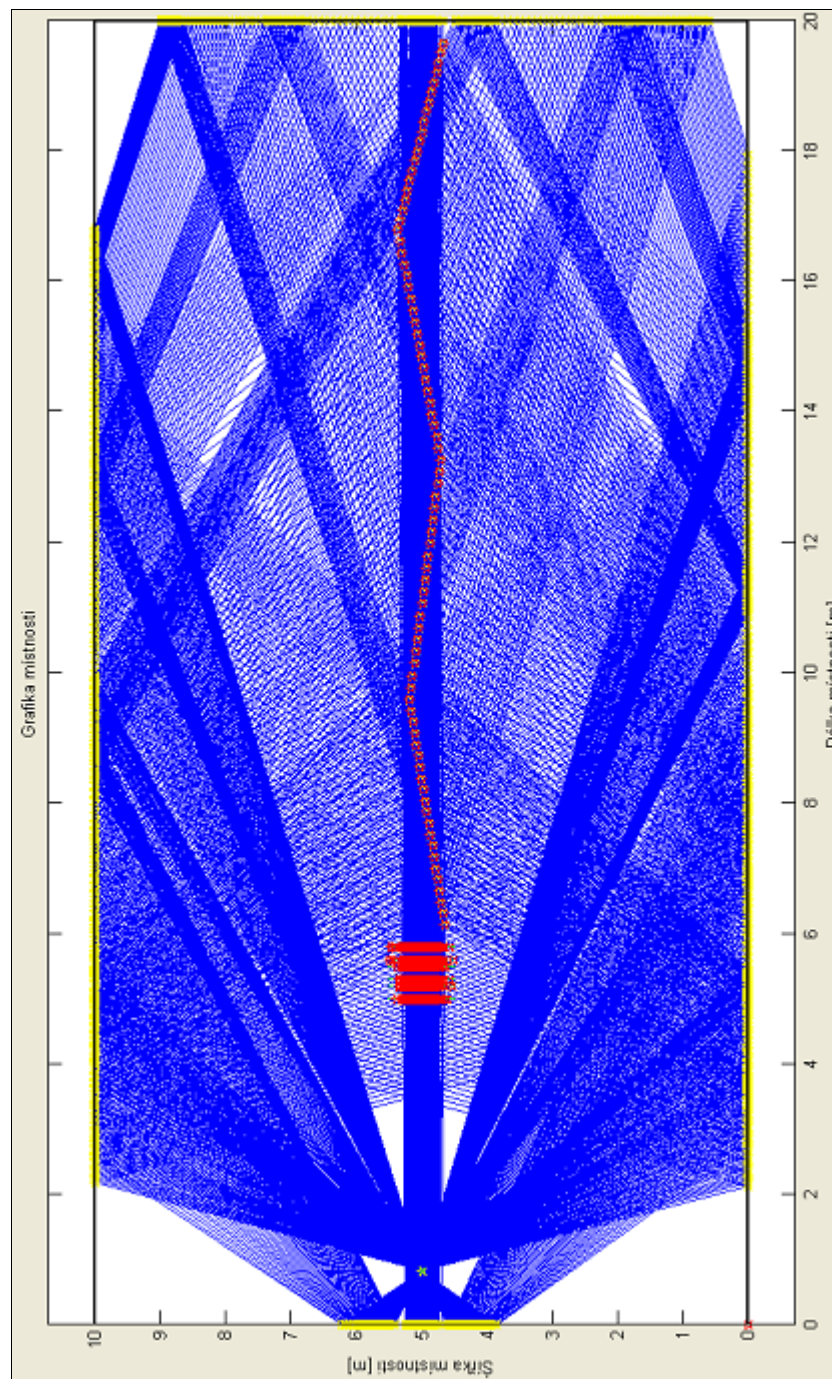
3.4 Výsledky

Pro prezentaci výstupů z modelu byly vybrány dva experimenty. Pro oba experimenty platí situace kdy v budově 20x10 metrů (délka, šířka) se pohybuje přijímač od vysílače po určité křivce. Experimenty se v podstatě liší pouze rozmístěním příček v prostoru tak, aby byla demonstrována vlastnost zastínění.

3.4.1 Experiment 1

V případě prvního experimentu je trajektorie přijímače pouze zastíněna pro přímou viditelnost, což znamená, že signál se k přijímači dostával hlavně pomocí odrazů a přímý paprsek byl velmi zeslaben vlivem překážek. Na (Obr. 46) je zobrazeno rozložení budovy. Zhruba 1m od stěny se nachází vysílač (žlutá hvězda). Čtyři metry od vysílače

jsou tři příčky za sebou, ty velmi silně utlumí přímý paprsek. Trajektorie přijímače je znázorněna červenými body. První bod je zhruba na 6m. Diskrétní body trajektorie jsou téměř stejně daleko od sebe. Modrými čarami jsou znázorněny paprsky a žlutými body na stěnách budovy jsou znázorněny body odrazů paprsků.



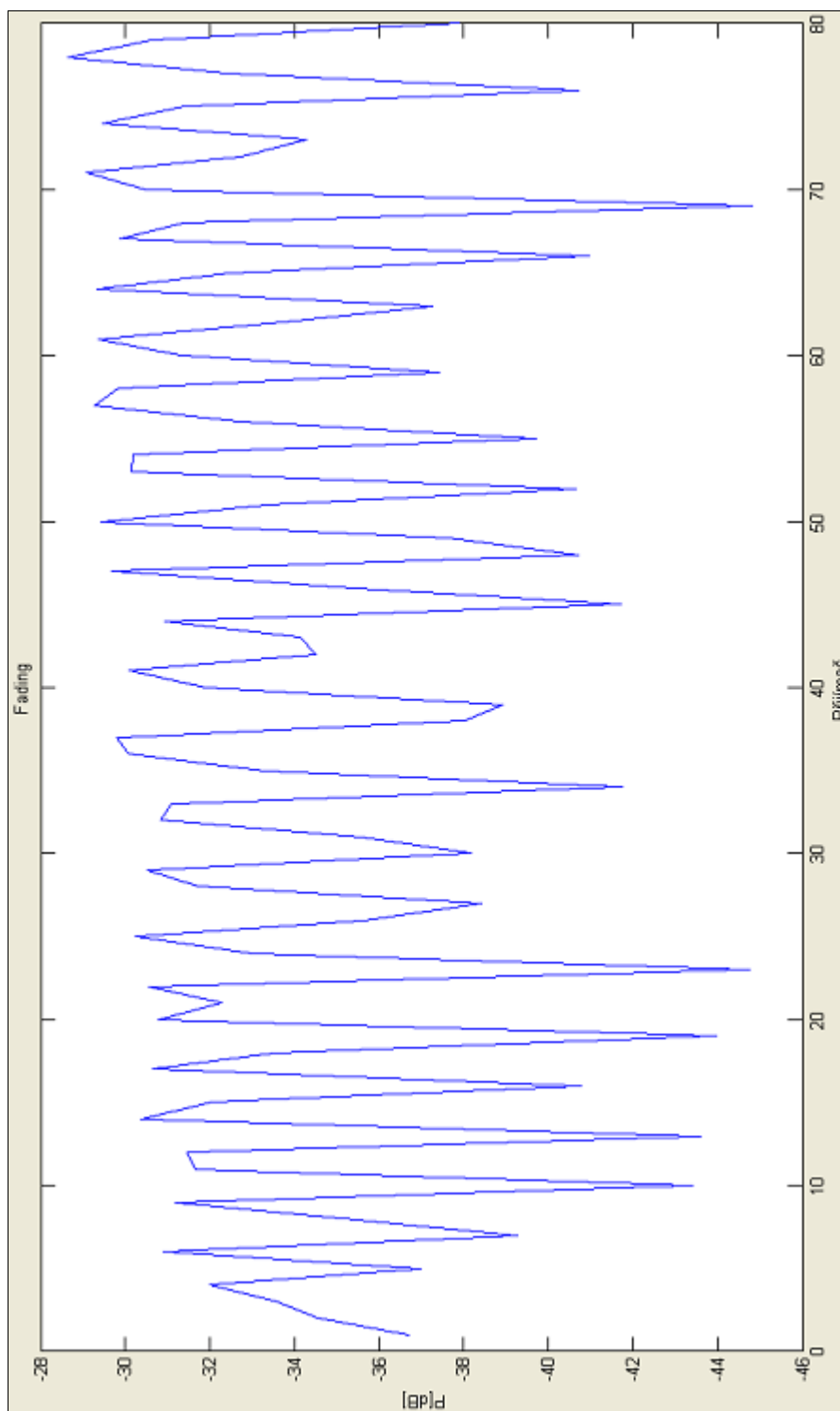
Obr. 46: Rozložení v budově

Pro experiment dále platí tyto nastavení:

- šířka příček a zdí je 0.2m,

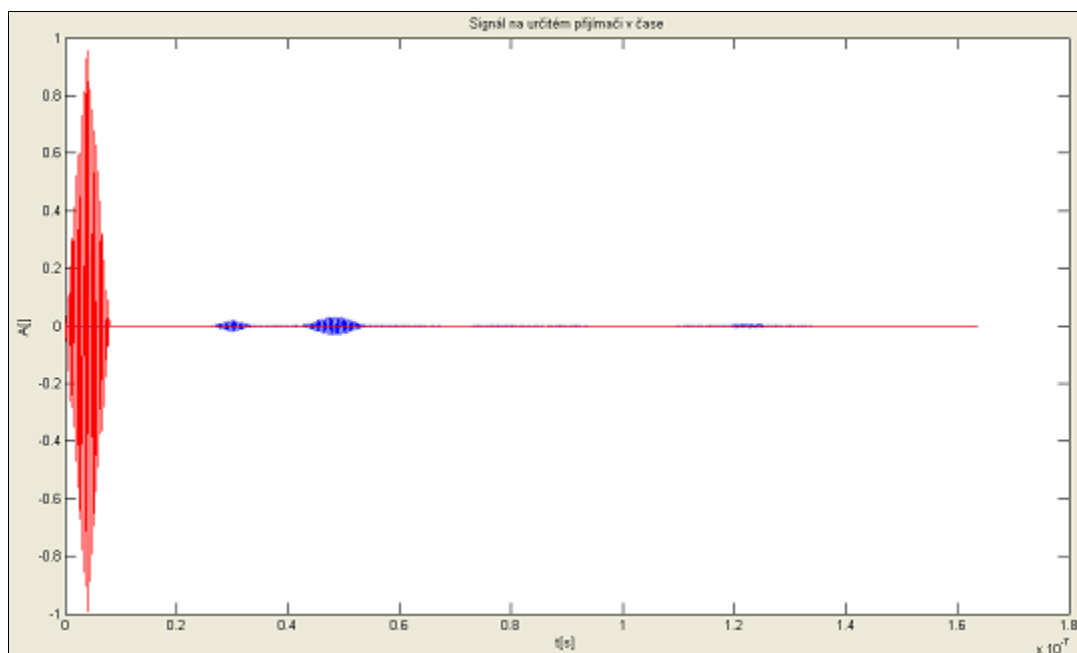
- zdi i příčky jsou aproximace betonu (jedna vrstva) podle [25] , $\epsilon = 7 + 0.448j$ a $\mu = 1 + 0j$, j je imaginární jednotka,
- jako signál byl zvolen puls číslo 2. Viz kapitola (3.2.1) ,
- $\tau_0 = 2ns$,
- Amplituda = 1 ,
- $f_{vz} = 25GHz$,
- Počet vzorků signálu = 4096 ,
- Nosná frekvence $f_0 = 2,4GHz$, $\omega_0 = 2\pi f_0$,
- vzdálenost bodů trajektorie přijímače je $d = 0.18m$.

Na (Obr. 47) jsou vidět výsledné úrovně výkonu v jednotlivých bodech pohybu a hlavně výkonové úniky signálu. Rozdíl úrovní maximálního a minimálního výkonu v grafu dosahuje maximálně kolem 16 dB. K propadům úrovně výkonu zde jasně dochází vlivem mnohacestného šíření signálu, kde při každém pohybu přijímače o 3.d popř. o 4-5 vlnových délek dochází k hlubokým únikům, způsobeným interferencemi jednotlivých signálů mezi sebou. U těchto dílčích signálů, ze kterých se skládá celkový výkon v jednom bodu přijímače, na frekvenci 2,4GHz již dochází k velmi malým útlumům úrovně vlivem odrazu ode zdi, kolem 5dB viz. graf (Obr. 43). A lze tedy tvrdit, že hluboké úniky signálu jsou způsobeny převážně sečtením a odečtením různých fázově posunutých odražených signálů.



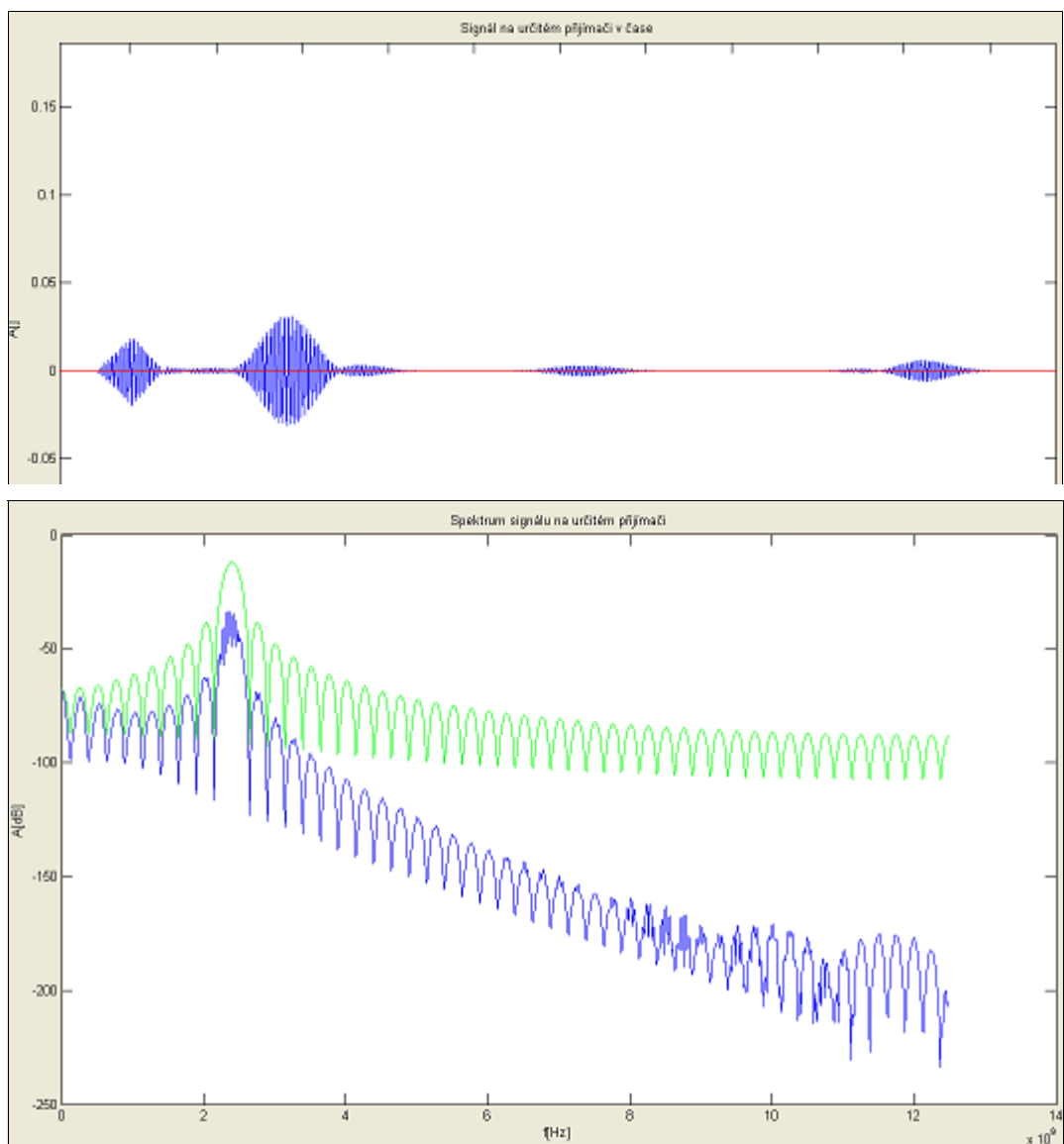
Obr. 47: Fading

Na (Obr. 48) je vidět červeně původní signál na vysílači. Modře je znázorněn signál v bodě příjmu 10. Jedná se zrovna o bod úniku.



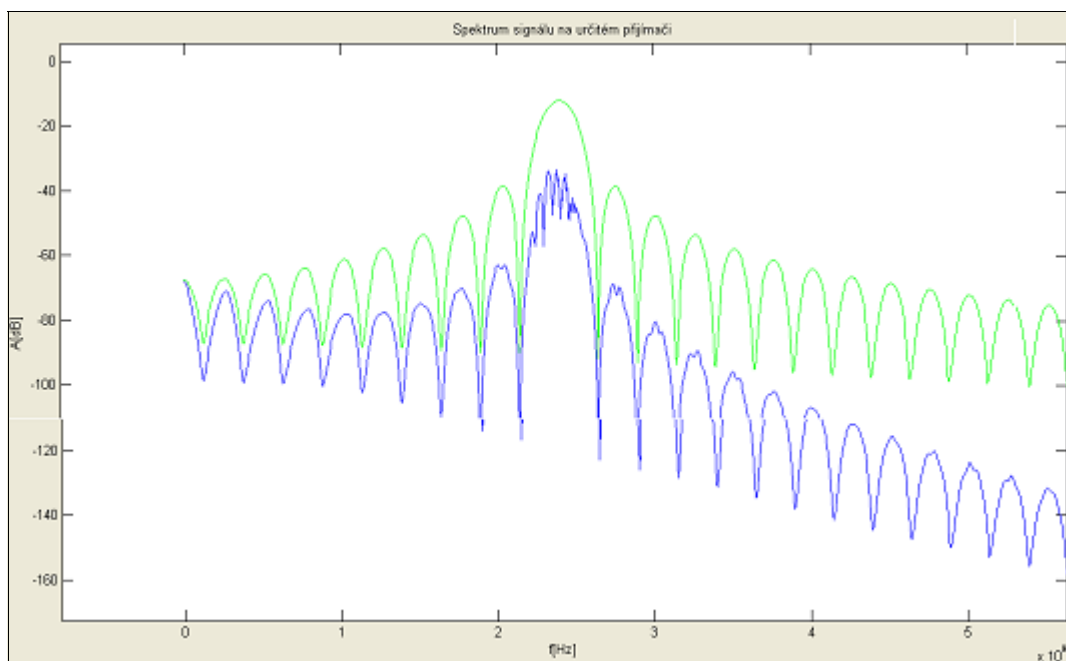
Obr. 48: Signál v čase v bodě příjmu 10

Na (Obr. 49) je zvětšený průběh zeslabeného signálu v bodě 10. Signál se očividně skládá z dílčích odražených signálů, které se mezi sebou odečítají. Ve 30 ns je vidět utlučený přímý paprsek (v cestě 3 příčky), který má nejkratší zpoždění.



Obr. 50: Výkonová spektrální hustota v bodě příjmu 10

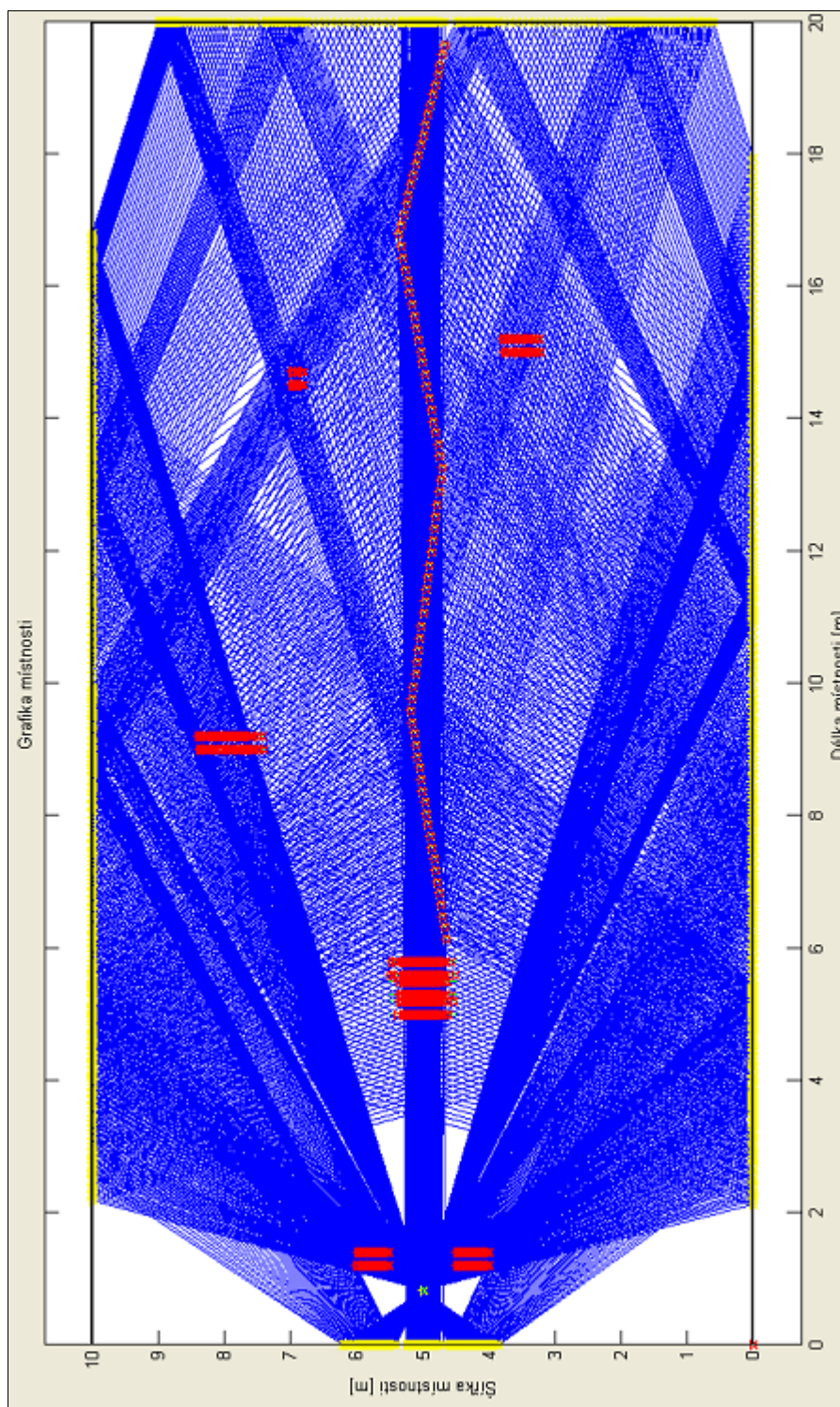
Graf (Obr. 50) obsahuje výkonovou spektrální hustotu v bodě příjmu 10 (modře) a na vysílači (zeleně). Graf (Obr. 51) obsahuje zvětšeninu spektra z (Obr. 50). Spektrum na příjmu je viditelně utlumené.



Obr. 51: Zvětšené spektrum v bodě příjmu 10

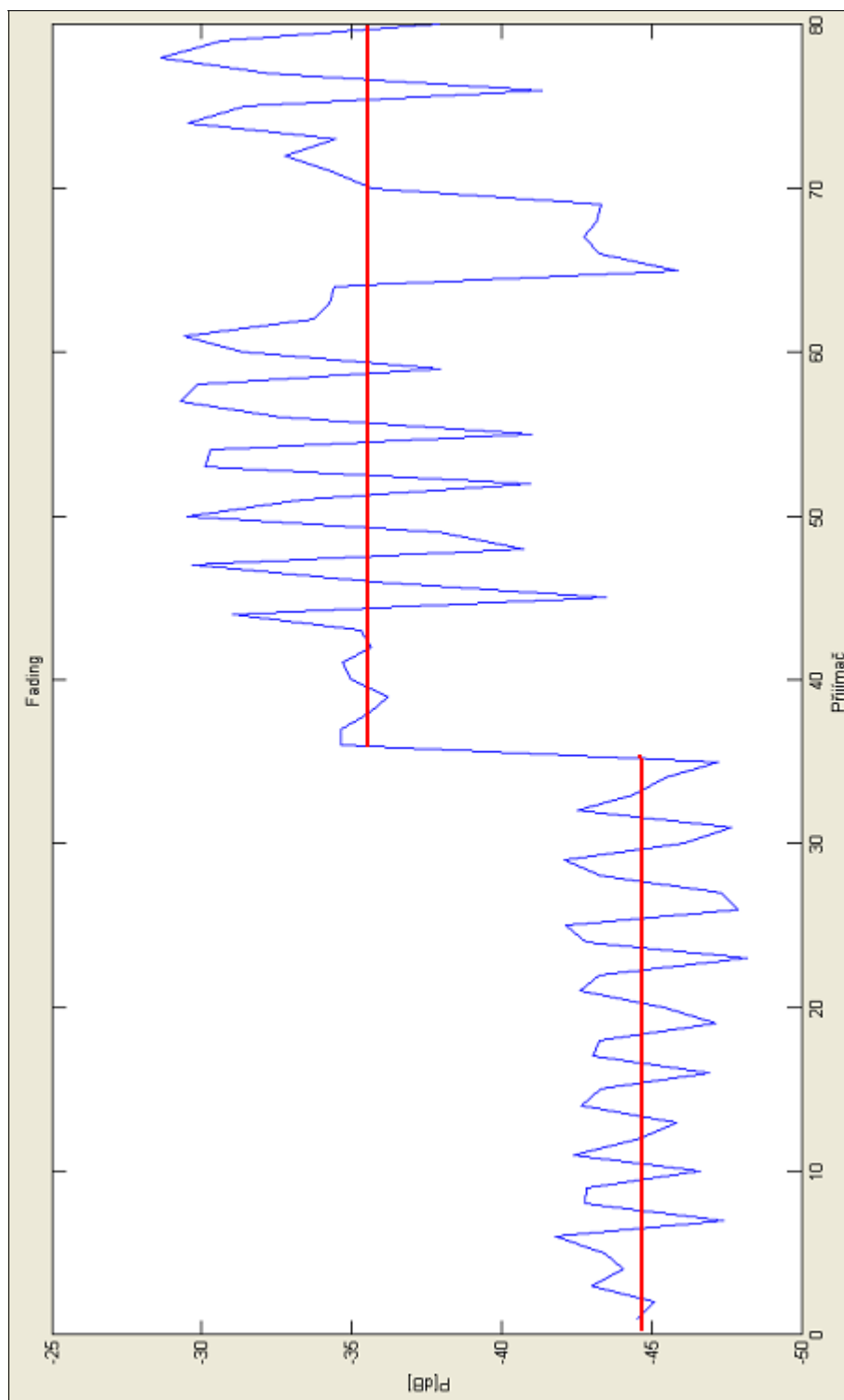
3.4.2 Experiment 2

V tomto případě bylo cílem demonstrovat vlastnost indoor prostředí a to změnu úrovně přijímaného signálu v závislosti na rozložení věcí v budově. V tomto případě jsou např. nábytek, popř. různé překážky signálu demonstrovány několika příčkami v prostoru. Nastavení zůstává stejné jako u experimentu 1.



Obr. 52: Rozložení v budově

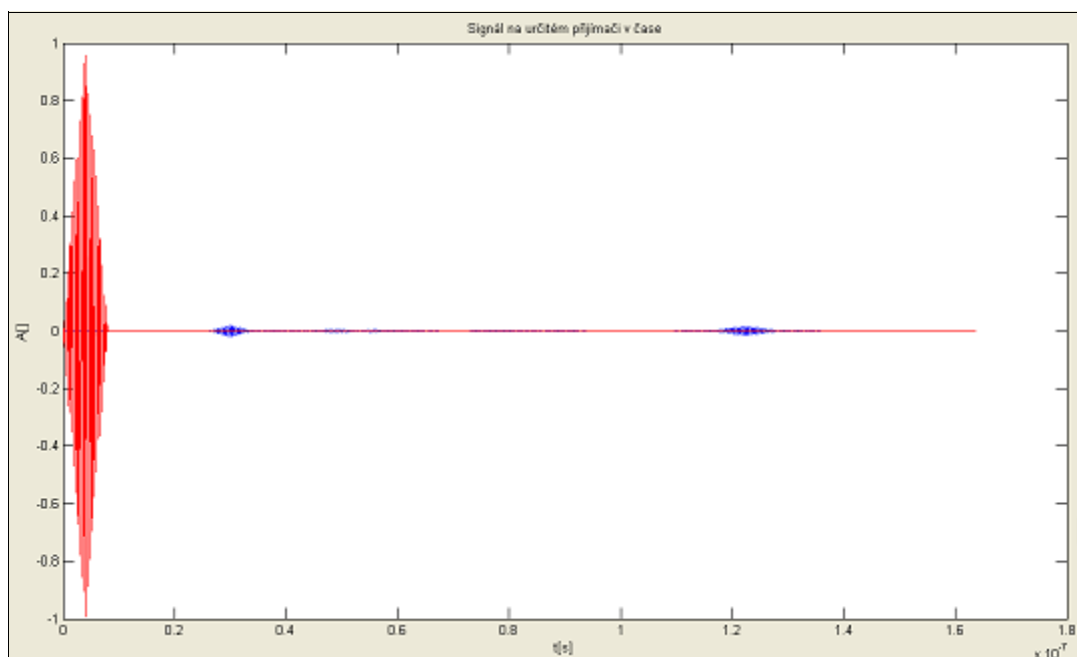
Na (Obr. 52) je vidět nastavení budovy. Kromě příček blokujících přímý paprsek se tu nachází dalších 5, víceméně náhodně zvolených příček. Na obrázku (Obr. 52) je vidět, že paprsky jimi poměrně hutně procházejí (červené zbarvení znamená průsečík s paprskem).



Obr. 53: Fading - experiment 2

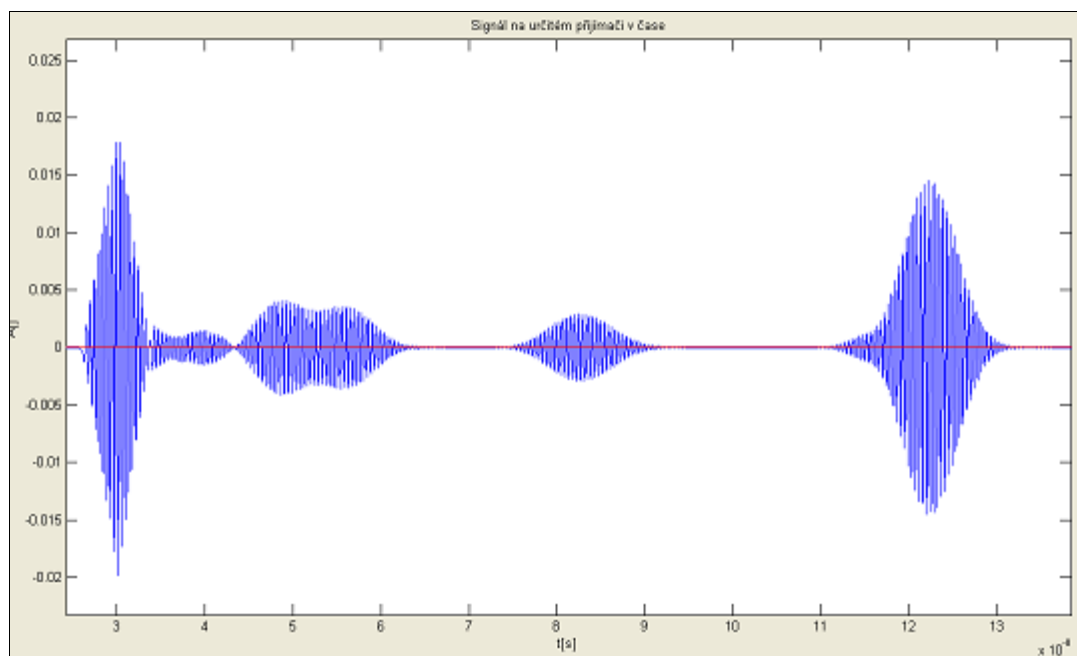
Na grafu (Obr. 53) jsou ukázány výkonové úrovně pro experiment 2. Jak je vidět rozmístění dalších příček oproti experimentu 1 mělo velký vliv na přijímané úrovně signálu. V tomto případě se dají dobře rozeznat jak pomalé úniky (shadowing vzniklý dalšími příčkami) i rychlé úniky. Pomalé úniky jsou znázorněny červenou čarou jakožto střední hodnota signálu pro určitý počet vlnových délek, v tomto případě více než 50

(35 bodů příjmu). Rychlé úniky jsou rozloženy kolem pomalých úniků (modrou čarou), kde vzdálenosti nejnižších úrovní výkonu jsou kolem 5 vlnových délek.



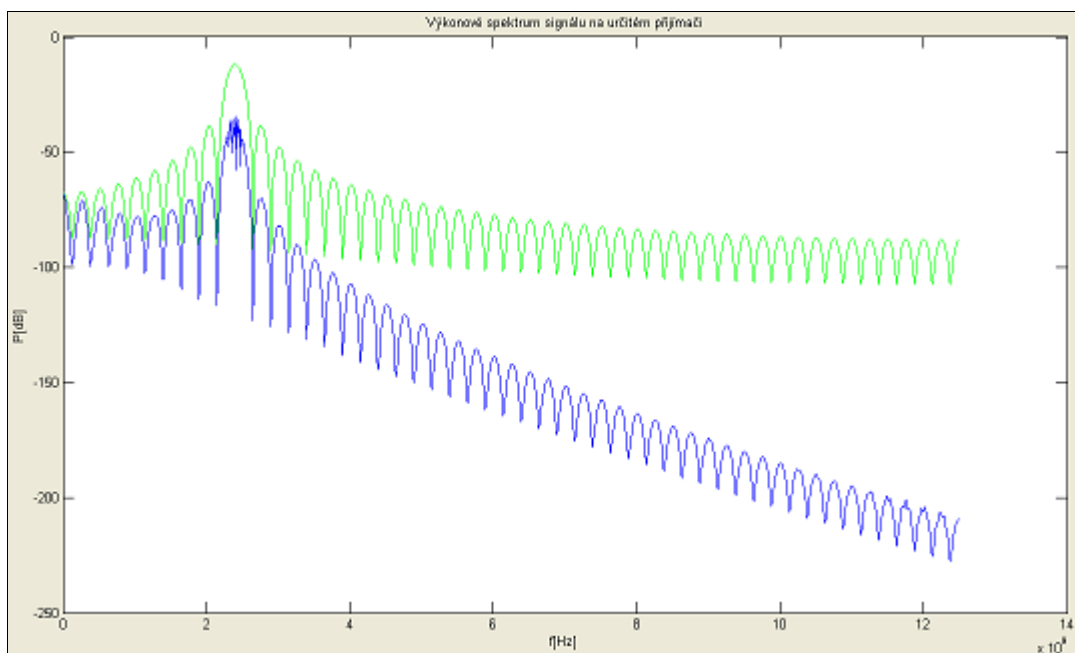
Obr. 54: Časový průběh signálu v bodě 10

Na grafu (Obr. 54) je vidět zeslabený signál na příjmu v bodě 10, oproti experimentu 1 je slabší z důvodu zastínění.



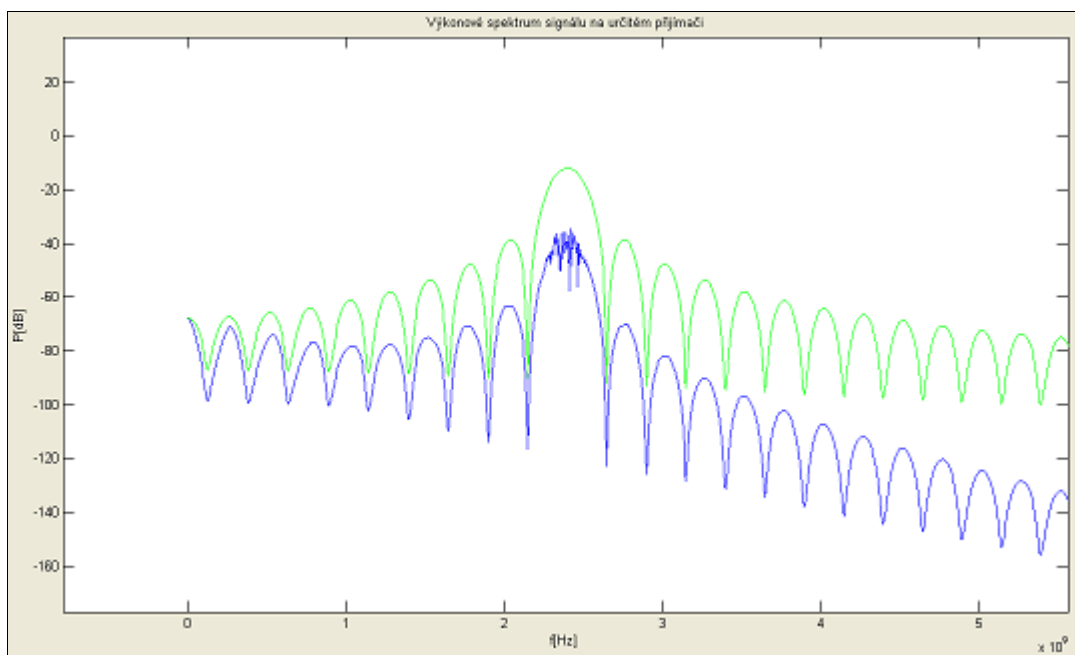
Obr. 55: Zvětšený časový průběh signálu v bodě 10

Na (Obr. 55) je znázorněn zvětšený časový průběh signálu v bodě 10. Příčný paprsek a některé dvojnásobné odrazy jsou zde nejvýraznější (průběhy na čase 30 a 120 ns).



Obr. 56: Výkonová spektrální hustota v bodě 10

Na (Obr. 56) je zobrazeno spektrum v bodě 10.



Obr. 57: Zvětšený průběh výkonové spektrální hustoty v bodě 10

Zvětšený průběh spektra na (Obr. 57) ukazuje útlum signálu v bodě příjmu (modrou čarou).

3.5 Shrnutí třetí kapitoly

Ve třetí kapitole byl rozebrán softwarový model šíření signálu v budově, jehož tvorba byla praktickou částí práce. S modelem byla provedena řada experimentů a dva vhodné byly vybrány pro bližší zkoumání. Jak je vidět na obrázcích (Obr. 48, Obr. 53), experimenty názorně zobrazují fading, vzniklý interferencemi odražených signálů při pohybu přijímače v budově. Experimenty se lišily pouze v rozmístění objektů v budově. Účelem bylo ukázat vliv různých překážek na přijímaný výkon. V prvním případě byly překážky pouze na přímé cestě mezi trajektorií přijímače a vysílačem (Obr. 46). Tím byl zastíněn přímý paprsek a signál na přijímači závisel pouze na součtu odražených paprsků (Obr. 48). V druhém případě byly navíc náhodně rozmístěny další překážky (Obr. 52). Tyto způsobily, že se při pohybu přijímače projeví jak rychlé tak pomalé úniky výkonu (Obr. 53).

Závěr

V kapitole 1 jsou rozebrány základy šíření elmag. vln ve volném prostředí a v prostředí s překážkami. Dále byly odvozeny potřebné vztahy a to hlavně koeficienty odrazu a prostupu TE vlny, které byly dále využity v praktické části práce. Ve druhé kapitole byly rozebrány bezdrátové služby (WiFi, WiMAX) a způsoby modelování šíření signálu v jejich pásmech pro uzavřená prostředí (indoor). Dále byl rozebrán fading jako zásadní rychlé či pomalé výkonové úniky v uzavřených prostorech. Ve třetí kapitole byl popsán softwarový model šíření signálu v budově, který byl vytvořen jako praktická část diplomové práce. Byly s ním provedeny experimenty a v kapitole (3.4) byly diskutovány výsledky. Model nabízí velké množství možností:

- je možné definovat rozměry (délka, šířka) a parametry budovy (materiál zdí a příček je beton, cihla, popř. speciální nastavení pomocí jiných hodnot elektrické permitivity a magnetické permeability),
- lze libovolně umístit vysílač a přijímač,
- lze libovolně zvolit trajektorii pohybu přijímače po celém prostoru budovy a to ručně nebo generovat automaticky a také je možno zvolit počet diskrétních bodů příjmu na této trajektorii,
- je možné libovolně umístit libovolný počet příček v budově (příčky kolmé s horizontální osou)
- dále je možné zvolit ze tří druhů pulsů signálu a ty si přizpůsobit ke svému pomoci jejich vlastností (amplituda, nosná frekvence, délka pulsu, vzorkovací frekvence, počet vzorků signálu),
- nakonec lze nastavit, zda chceme počítat pouze přímý paprsek, jednonásobné či dvojnásobné odrazy, popř. jejich kombinace.

Po proběhlém výpočtu, kde se počítala geometrie prostoru, modelování signálu a grafické prostředí (více v kapitole 3), je zobrazeno rozvržení paprsků v budově (např. Obr. 52). Program dále nabízí možnosti:

- zobrazení výkonových úrovní pro pohyb přijímače (fading např. Obr. 53),
- zobrazení spekter signálu na jednotlivých bodech pohybu přijímače (např. Obr. 57),

- zobrazení signálu v čase na jednotlivých bodech pohybu přijímače (např. Obr. 55) ukazuje složený signál vzniklý vícecestným šířením.

Model lze použít nejen na výpočet fadingu, ale i na výpočet zkreslení po průchodu i odrazu od stěn, také na znázornění vícecestného šíření signálu (zobrazení jednonásobných i dvojnásobných odrazů a přímého paprsku). Dále při zobrazení signálu na přijímači v čase lze pozorovat tzv. časové rozprostření zpoždění signálu (např. Obr. 49). Nakonec ve spektrální oblasti je možné vidět zkreslení spektra díky šíření signálu z více cest (např. Obr. 51).

Použitá literatura a zdroje

- [1] JELEN, Josef. *Fyzika 2*. Dotisk druhého přepracovaného vydání. Praha: ČVUT, 2000. 180 s. ISBN 80-01-01844-X.
- [2] NOVOTNÝ, Karel – ŠKVOR, Zbyněk – MAZÁNEK, Miloš – PECHAČ, Pavel. *Vlny a Vedení*. Dotisk prvního vydání. Praha: ČVUT 2008. 190s. ISBN 978–80–01–03317–3.
- [3] WIKIPEDIA. *Maxwellovy rovnice* [online]. 2009 [cit. 2009-07-09]. Dostupný z WWW: < http://cs.wikipedia.org/wiki/Maxwellovy_rovnice >
- [4] BEZDRÁTOVÉ SYSTÉMY V PŘÍSTUPOVÉ SÍTI [online]. 2009 [cit. 2009-07-09] Dostupný z WWW: < <http://access.feld.cvut.cz/view.php?cislocclanku=2008020002> >
- [5] LUPA. *Začínáme s WiFi* [online]. 2009 [cit. 2009-07-09]. Dostupný z WWW: < <http://tutorialy.lupa.cz/jak-na-wifi/zaciname-s-wifi/> >
- [6] WIFI SÍŤ. *Šíření signálu* [online]. 2009 [cit. 2009-07-09]. Dostupný z WWW: < http://radio.feld.cvut.cz/personal/mikulak/MK/MK07_semestralky/wifi-sireni_signalu.pdf >
- [7] WIKIPEDIA. *WiMAX* [online]. 2009 [cit. 2009-07-09]. Dostupný z WWW: < <http://cs.wikipedia.org/wiki/WiMax> >
- [8] OFDM. *Tutorial* [online]. 2009 [cit. 2009 -07-12]. Dostupný z WWW: < <http://www.complextoreal.com/chapters/ofdm2.pdf> >
- [9] SEYBOLD, S. John. *Introduction to RF propagation*. USA: John Wiley & Sons 2005 .352s. ISBN 978-0471655961
- [10] ROUDNICKÝ, Z. *Model vícecestného šíření signálu v budovách*. Bakalářská práce. Univerzita Pardubice 2008.
- [11] LAHTEENMAKI, Jaakko. *Indoor propagation models*. Finland : VTT Information Technology. [cit. 2009 -07-12]. s. 175-196. Dostupný z WWW: < <http://www.it.lut.fi/kurssit/04-05/010651000/Luennot/Chapter4.pdf> >
- [12] SCHEJBAL, Vladimír - BEZOUŠEK, Pavel - ČERMÁK, Dušan - NĚMEC, Zdeněk - FIŠER, Ondřej - HÁJEK, Martin. *UWB Propagation through walls*. Radioengineering. Vol. 14. No. 1. 2005. ISSN 1210-2512.

- [13] KLEPAL, Martin. *Modely pro návrh pikobuňkových sítí uvnitř budov*. Praha : Czech Technical University 2001. Dostupný z WWW: < <http://213.250.55.85:8089/Indoor%20Models.pdf> >
- [14] HAZDRA, Pavel. *Numerické řešení EM polí*. Přednášky. ČVUT. [cit. 2009 -07-16] Dostupný z WWW : < http://www.elmag.org/lib/exe/fetch.php/k317:nka:03pr_x17nka_cem_hazdra.pdf >
- [15] WIKIPEDIA. *Finite Diference Time Domain* [online]. 2009 [cit. 2009 -07-16]. Dostupný z WWW: < http://en.wikipedia.org/wiki/Finite-difference_time-domain_method >
- [16] LAURENSEN, I. David. *Indoor radio channel propagation modelling by ray tracing techniques*. Thesis for the degree of Doctor of Philosophy. University of Edinburgh, 1994. Dostupný z WWW: < http://www.see.ed.ac.uk/~dil/thesis_mosaic/total.html >
- [17] AWE-COMMUNICATIONS. *3D Indoor standard ray tracing, time variant scenarios*. [online]. 2009 [2009 -07-19]. Dostupný z WWW : < <http://www.awe-communications.com/> >
- [18] SADIKOGLU, Fahreddin. *Mobile Communication Systems-Propagation path loss. Fading. L2-Topics*. Lecture Notes. Near East University Turkey. [cit. 2009-07-19] Dostupný z WWW: < <http://eski.neu.edu.tr/fahri/L2.pdf.ppt> >
- [19] WIKIPEDIA. *Rayleigh fading* [online]. 2009 [cit. 2009-07-24] Dostupný z WWW: < http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_fading >
- [20] E-MATEMATIKA. *Jak určit obecnou rovnici přímky zadanou dvěma body* [online]. 2009 [cit. 2009-5-7] Dostupný z WWW: <<http://www.e-matematika.cz/stredni-skoly/jak-urcit-obecnou-rovnici-primky-urcene-dvema-body.php> >
- [21] WIKIPEDIA. *Vzájemná poloha dvou přímek* [online]. 2009 [cit.2009-1-10] Dostupný z WWW: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Vzájemná_poloha_dvou_přímek >
- [22] BEZOUŠEK, Pavel. *Signály a soustavy - přednášky* . Univerzita Pardubice 2008
- [23] WIKIPEDIA. *Discrete Fourier transform*. [online] 2009 [cit. 2009-08-05] Dostupný z WWW: < http://en.wikipedia.org/wiki/Discrete_Fourier_transform >

[24] BURNIKELL, Jean. *S-parameters An introduction*. 2009 [cit. 2009-08-05]

Dostupný z WWW: <

http://www.polarinstruments.com/support/cits/s_parameters.ppt >

[25] PENA. *IEEE Transactions on AP*. 2003. Vol. 51. No. 1. P. 31-39

Přílohy

Příloha č. 1 – Obsah přiloženého CD

Složka Aplikace

Obsahuje kompletní naprogramovanou aplikaci s pracovním názvem *Multipath*. Jedná se o praktickou část diplomové práce, model vícecestného šíření signálu v budově. Aplikace je naprogramována v prostředí Matlab®. Ke spuštění aplikace je nutné nejprve otevřít soubor *Multipath.m* v prostředí Matlab® a po otevření nahoře v nabídce *debug* spustit aplikaci pomocí *run Multipath.m* nebo stiskem *F5*. Více o aplikaci ve složce *Návod k aplikaci*.

Složka Diplomová práce

Obsahuje dokumentaci diplomové práce uloženou ve formátu PDF.

Složka Návod k aplikaci

Obsahuje soubor *Multipath_Help* typu PDF, ve kterém jsou popsány možnosti nastavení aplikace

Složka Obrázky

Obsahuje dvě složky *XP7* a *XP8*, ve kterých jsou obrázky výstupů z modelu pro dva experimenty.

Složka Soubory mat

Obsahuje soubory s příponou *mat*. spustitelné v prostředí Matlab®. Soubory se váží k jednotlivým experimentům *XP7* a *XP8* a je možné z nich načíst jednotlivé proměnné, využité pro vlastní model, do Matlab Workspace jejich spuštěním.