



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES E
DE COMPUTADORES**

Ramo de Telecomunicações

Caracterização Bidimensional de um Canal Rádio
Wimax

João Eduardo Sebastião Gonçalves Roldão

(Licenciado em Engenharia de Electrónica, Telecomunicações e Computadores)

**DISSERTAÇÃO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES**

Orientador: Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Novembro de 2009

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES E DE
COMPUTADORES

Caracterização bidimensional de um canal rádio Wimax

Por,

João Eduardo Sebastião Gonçalves Roldão

Lisboa, Novembro de 2009

Autor

João Roldão, aluno n.º 26379, DEETC

Certificado por

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho, orientador de Mestrado

Aceite por

Prof. Doutora Maria Manuela de Almeida Carvalho Vieira, coordenadora do MEET

Orientação

Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Equiparado a Professor Adjunto do Departamento de Engenharia de Electrónica e
Telecomunicações e de Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL)
Instituto Politécnico de Lisboa

Júri da Prova

Presidente

Prof. Doutora Maria Manuela de Almeida Carvalho Vieira

Professora Coordenadora com Agregação do Departamento de Engenharia de Electrónica e
Telecomunicações e de Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL)
Instituto Politécnico de Lisboa

Arguente

Prof. Doutor José Fernando da Rocha Pereira

Professor Associado com Agregação do Departamento de Engenharia Electrónica,
Telecomunicações e Informática
Universidade de Aveiro

Agradecimentos

Quero deixar uma palavra de apreço a todos aqueles que me ajudaram a ultrapassar esta etapa da minha vida.

Em primeiro lugar quero agradecer ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, nomeadamente, ao Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores, por todos os meios que colocou à disposição para a minha formação, e a todos os professores que tornaram possível a realização desta dissertação.

Ao orientador desta dissertação de mestrado, o Professor Pedro Pinho, um especial agradecimento pelo interesse que sempre manifestou e pela sua excepcional disponibilidade para responder às questões que lhe foram colocadas.

A todos aqueles que me acompanharam durante o percurso académico, não só ao nível da dissertação de mestrado, como durante todo o curso.

Obrigado Maria pela paciência! ☺

Aos meus pais e irmão, o mais valioso dos agradecimentos, por tornarem possível ser quem sou hoje. Dedico-lhes o curso bem como a conclusão do mesmo, por todo o apoio e compreensão que me deram ao longo destes anos. Obrigado por serem quem são.

Por fim um agradecimento não menos importante às pessoas mais próximas (vocês sabem quem são), pelo apoio dado em todas as ocasiões do curso, boas e más, e que sempre estiveram ao meu lado.

Resumo

Com o crescimento previsível e exponencial das redes de comunicações móveis motivado pela mobilidade, flexibilidade e também comodidade do utilizador levam a que este se torne na fatia mais importante do mundo das telecomunicações dos dias que correm. Assim é importante estudar e caracterizar canais rádio para as mais diversas gamas de frequências utilizadas nas mais variadas tecnologias.

O objectivo principal desta dissertação de Mestrado é caracterizar um canal rádio para a tecnologia sem fios *Worldwide Inter-operability for Microwave Access* (*Wimax* para as frequências de 3,5 GHz e 5 GHz) actualmente vista pela comunidade científica como a tecnologia sem fios com maiores perspectivas de sucesso. Para tal, determinaram-se o Perfil de Atraso de Potência (PAP) e também a Potência em Função da Distância (PFD) recorrendo ao método computacional de simulação *Finite-Difference Time-Domain* (FDTD).

De forma a estudar e caracterizar o canal rádio, em termos de desvanecimento relativo ao espalhamento de atraso, usaram-se dois métodos alternativos que têm como entrada o PAP. Para caracterizar o canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de Doppler, recorreu-se também a duas técnicas alternativas tendo como entrada o PFD. Em ambas as situações os dois métodos alternativos convergiram para os mesmos resultados.

A caracterização é feita em dois cenários diferentes: um em que consideramos que a maioria dos obstáculos são condutores eléctricos perfeitos (CEP) e que passaremos a designar Cenário PEC, e um segundo cenário em que os obstáculos têm propriedades electromagnéticas diferentes, e que passará a ser designado por Cenário MIX.

Em ambos os cenários de análise concluiu-se que o canal é plano, lento e sem ISI.

Palavras-chave: Comunicações móveis, *Wimax*, FDTD, Caracterização de canal

Abstract

With the predictable exponential growth of the mobile communications networks driven by mobility, flexibility and greater convenience to the user, this area is nowadays known as the most important of the telecommunication world.

So it is important to study and characterize radio channels for many different frequency ranges used in various technologies.

The main objective of this MsC dissertation is to characterize a radio channel for wireless technology Worldwide Inter-operability for Microwave Access (Wimax frequencies of 3.5 GHz and 5 GHz) that is currently seen by the scientific community as wireless technology with higher prospects of success. To this end, we determined the Power Delay Profile (PAP) and also the power in function of distance (PFD) using the computational simulation method Finite-Difference Time-Domain (FDTD).

In order to study and characterize the radio channel for fading based on the delay spread, two alternative methods were used that have as input the PAP. To characterize the channel for fading based on Doppler spread, it was also resorted to two alternative techniques having as input the PFD. In both situations the two methods converged to the same results.

The characterization is done in two different scenarios: one where we consider that most obstacles are perfect electric conductors (PEC), which we will designate Scenario PEC and a second scenario where the obstacles have different electromagnetic properties, which will be referred to as Scenario MIX.

In both scenarios we have concluded that the channel is flat, slow and without ISI.

Key-Words: Mobile communications, *Wimax*, FDTD, Channel characterization

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Índice de Figuras	xi
Índice de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvii
Lista de Acrónimos	xix
Capítulo 1 Introdução	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis.....	4
1.3. Estado da arte das comunicações sem fios.....	6
1.4. Estrutura da Dissertação.....	9
1.5. Notação utilizada.....	10
1.6. Principais contribuições deste trabalho de mestrado.....	10
Capítulo 2 Propagação de sinais rádio	11
2.1. Propagação em espaço livre	13
2.2. Propagação em ambientes multi-percurso.....	13
2.2.1. Resposta impulsiva de um canal multi-percurso	15
2.3. Desvanecimento em larga escala.....	17
2.4. Desvanecimento em pequena escala	19
2.4.1. Desvanecimento baseado no espalhamento de atraso	22
2.4.2. Desvanecimento baseado no espalhamento de <i>Doppler</i>	23
2.4.3. Parâmetros dos canais multi-percurso	23
2.4.3.1. Parâmetros de dispersão temporal	24
2.4.3.2. Largura de banda de coerência.....	25
2.4.3.3. Espalhamento de Doppler e tempo de coerência.....	25
Capítulo 3 O método de análise - FDTD	27
3.1. Métodos computacionais de simulação	27
3.2. Equações de Maxwell.....	30
3.2.1. Equações de Maxwell (3D).....	31
3.2.2. Equações de Maxwell (2D).....	33
3.2.3. Equações de Maxwell (1D).....	34

3.3.	Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)	35
3.3.1.	O método FDTD de Kane Yee (1966)	35
3.3.2.	O algoritmo de Kane Yee.....	37
3.3.3.	Precisão e condição de estabilidade	41
3.3.4.	Condições Fronteira	42
3.3.5.	<i>Convolutional Perfect Matched Layers (CPML)</i>	43
3.3.6.	O estímulo	47
3.3.7.	Algoritmo implementado	50
3.3.7.1.	Pré-Processamento	51
3.3.7.2.	Processamento.....	52
3.3.7.3.	Pós-Processamento.....	53
Capítulo 4	Análise de resultados.....	55
4.1.	Aferição do Simulador	55
4.1.1.	Estrutura e parâmetros do problema de análise.....	55
4.1.2.	Análise dos resultados.....	57
4.2.	Cenário final de análise.....	60
4.3.	Parâmetros utilizados nas simulações	62
4.4.	Resultados	64
4.4.1.	Análise Cenário PEC – 3.5 GHz	65
4.4.1.1.	Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência).....	67
4.4.1.2.	Caracterização do canal (rápido ou lento).....	72
4.4.2.	Análise Cenário PEC – 5 GHz	76
4.4.2.1.	Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência).....	76
4.4.2.2.	Caracterização do canal (rápido ou lento).....	77
4.4.3.	Análise Cenário MIX – 3.5 GHz.....	79
4.4.3.1.	Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência).....	79
4.4.3.2.	Caracterização do canal (rápido ou lento).....	80
4.4.4.	Análise Cenário MIX – 5 GHz.....	81
4.4.4.1.	Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência).....	81
4.4.4.2.	Caracterização do canal (rápido ou lento).....	83
4.4.5.	Resumo dos resultados	84
4.5.	Formas de suavizar o desvanecimento.....	85

Capítulo 5	Conclusões.....	87
Capítulo 6	Trabalho Futuro.....	87
ANEXO I	– Fluxograma completo do simulador FDTD	89
ANEXO II	– PAP para aferição do Simulador (850 MHz)	90
ANEXO III	– PAP para Cenário Final de Análise (PEC a 3,5GHz)	92
ANEXO IV	– PAP para Cenário Final de Análise (PEC a 5GHz)	94
ANEXO V	– PAP para Cenário Final de Análise (MIX a 3,5GHz).....	96
ANEXO VI	– PAP para Cenário Final de Análise (MIX a 5GHz)	98
Referências.....		101

Índice de Figuras

Figura 1 – Abordagem ao estudo de um sistema [extraído de [1]].	3
Figura 2 – Evolução da norma 802.16 [extraído de [4]].	5
Figura 3 – Efeito dos desvanecimentos em grande e pequena escala no sinal [extraído de [40]].	12
Figura 4 – Ambiente de multi-percurso [extraído de [45]].	14
Figura 5 – Duas componentes de multi-percurso provocando interferência construtiva [extraído de [42]].	14
Figura 6 - Duas componentes de multi-percurso provocando interferência destrutiva [extraído de [42]].	14
Figura 7 – Resposta impulsiva de um qualquer canal [extraído de [45]].	15
Figura 8 – Resposta impulsiva do canal em t e $t + \Delta t$ [extraído de [42]].	16
Figura 9 – Resposta impulsiva de um canal multi-percurso [extraído de [45]].	17
Figura 10 – Distribuição Normal com $\mu = 0$ e $\sigma = 7,5$ [extraído de [48]].	19
Figura 11 – a) Distribuição de Rayleigh para $\sigma = 0,5$. b) Distribuição de Rice para $\nu = 1$ e $\sigma = 0,5$ [extraído de [48]].	21
Figura 12 – Tipos de desvanecimentos em pequena escala [adaptado de [45]].	21
Figura 13 – a) Canal com desvanecimento plano. b) Canal com desvanecimento selectivo na frequência. [extraído de [45]].	22
Figura 14 - Estrutura dos métodos computacionais [adaptado de [51]].	28
Figura 15 – Cubo de Yee - posicionamento das componentes dos campos eléctrico e magnético numa célula tridimensional.	36
Figura 16 – Posição de H_y e E_z no tempo e espaço para uma grelha FDTD unidimensional.	37
Figura 17 – Condições fronteira.	43
Figura 18 – Representação do andamento da onda electromagnética do campo H_z e conseqüente absorção na região de CPML.	47
Figura 19 – Sinusóide com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \text{ GHz}$.	48
Figura 20 – Pulso Gaussiano com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \text{ GHz}$.	49
Figura 21 – Sinusóide modelada por um pulso gaussiano com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \text{ GHz}$.	50
Figura 22 – Fluxograma da fase de Pré-Processamento.	52
Figura 23 – Fluxograma da fase de Processamento.	53
Figura 24 – Fluxograma da fase Pós-Processamento.	54
Figura 25 – Cenário de simulação detalhado [adaptado de [71]].	56
Figura 26 – Pulso gaussiano da onda incidente para as características definidas anteriormente.	57
Figura 27 – Cenário a carregar pelo simulador com as várias cores para os vários materiais.	58
Figura 28 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1 ($x=4,5\text{m}, y=15\text{m}$).	59

Figura 29 – Cenário final de análise.....	61
Figura 30 – Estímulo utilizado nas simulações: a) $f_c = 3.5\text{GHz}$ e b) $f_c = 5\text{GHz}$, no domínio do tempo.....	63
Figura 31 - Espectro utilizado nas simulações: a) $f_c = 3.5\text{GHz}$ e b) $f_c = 5\text{GHz}$	63
Figura 32 - Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1.....	66
Figura 33 – Componentes de multi-percurso para o receptor R1.....	68
Figura 34 – Função de correlação espaço - frequência para o receptor R4.....	70
Figura 35 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.	71
Figura 36 – Verificação da existência ou não de ISI.....	72
Figura 37 – Distância de Coerência para o ponto receptor R1 (LOS).....	73
Figura 38 – Distância de Coerência para o ponto receptor R2 (NLOS).....	73
Figura 39 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de <i>Doppler</i> (Técnica C)	74
Figura 40 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de <i>Doppler</i> (Técnica D).	75
Figura 41 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.	77
Figura 42 – Verificação da existência ou não de ISI.....	77
Figura 43 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de <i>Doppler</i> (Técnica C)	78
Figura 44 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de <i>Doppler</i> (Técnica D).	79
Figura 45 – Caracterização do canal quanto ao desvanecimento relativo ao espalhamento de atraso.	80
Figura 46 – Verificação da existência ou não de ISI.....	80
Figura 47 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de <i>Doppler</i> (Técnica C)	81
Figura 48 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de <i>Doppler</i> (Técnica D).	81
Figura 49 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.	83
Figura 50 – Verificação da existência ou não de ISI.....	83
Figura 51 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de <i>Doppler</i> (Técnica C)	84

Figura 52 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de <i>Doppler</i> (Técnica D).	84
Figura 53 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1 ($x=4,5m,y=15m$).	90
Figura 54 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R2 ($x=15m,y=15m$).	90
Figura 55 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R3 ($x=25,5m,y=15m$).	90
Figura 56 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R4 ($x=9,75m,y=6m$).	91
Figura 57 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R5 ($x=20,25m,y=24m$).	91
Figura 58 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 ($x = 6,27m, y = 1,14m$).	92
Figura 59 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 ($x = 3,77m, y = 4,28m$).	92
Figura 60 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 ($x = 3,77m, y = 7,41m$).	92
Figura 61 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 ($x = 3,77m, y = 10,5m$).	93
Figura 62 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 ($x = 6,27m, y = 4,28m$).	93
Figura 63 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 ($x = 4,4m, y = 0,8m$).	94
Figura 64 – Perfil atraso de potência para o receptor R2 ($x = 2,64m, y = 3m$).	94
Figura 65 – Perfil atraso de potência para o receptor R3 ($x = 2,64m, y = 5,2m$).	94
Figura 66 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 ($x = 2,64m, y = 7,4m$).	95
Figura 67 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 ($x = 4,4m, y = 3m$).	95
Figura 68 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 ($x = 6,27m, y = 1,14m$).	96
Figura 69 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 ($x = 3,77m, y = 4,28m$).	96
Figura 70 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 ($x = 3,77m, y = 7,41m$).	97
Figura 71 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 ($x = 3,77m, y = 10,5m$).	97
Figura 72 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 ($x = 6,27m, y = 4,28m$).	97
Figura 73 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 ($x = 4,4m, y = 0,8m$).	98
Figura 74 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 ($x = 2,64m, y = 3m$).	98
Figura 75 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 ($x = 2,64m, y = 5,2m$).	99
Figura 76 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 ($x = 2,64m, y = 7,4m$).	99
Figura 77 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 ($x = 4,4m, y = 3m$).	99

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Equações de Maxwell na forma Integral e Diferencial	31
Tabela 2 – Equações de Maxwell a 2D (modos TM_z e TE_z).	34
Tabela 3 – Equações de Maxwell a 1D (modo TEM).	35
Tabela 4 – Tabela relativa às propriedades electromagnéticas dos materiais utilizados nas simulações [adaptado de [72]].	61
Tabela 5 – Tabela resumida dos incrementos temporais e espaciais para todas as situações simuladas.	62
Tabela 6 – Tabela dos valores dos atrasos dos componentes multi-percurso calculadas analiticamente.	67
Tabela 7 - Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Análise A).	69
Tabela 8 - Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Análise B).	70
Tabela 9 – Tabela resumida das características da tecnologia Wimax norma 802.16d-2004 e 802.16e-2005 [adaptado de [73]e [74]].	71
Tabela 10 - Tabela dos tempos de coerência para R1 e R2.	74
Tabela 11 – Tabela dos Períodos de símbolo do sinal.	74
Tabela 12 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).	75
Tabela 13 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).	76
Tabela 14 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).	76
Tabela 15 – Tabela resumida das características da tecnologia Wimax norma 802.16d-2004 [adaptado de [76]]	77
Tabela 16 – Tabela do Período de símbolo do sinal.	78
Tabela 17 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).	78
Tabela 18 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).	79
Tabela 19 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).	79

Tabela 20 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).....	81
Tabela 21 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).....	82
Tabela 22 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).....	82
Tabela 23 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).....	84
Tabela 24 – Tabela resumo da caracterização de todas as situações analisadas.	85

Lista de Símbolos

a_i	Constante do CPML
$a_k(t)$	Amplitude aleatória
A	Amplitude da onda
A_{eff}	Abertura efectiva da Antena
b_i	Constante do CPML
\vec{B}	Vector densidade de fluxo magnético
B_c	Largura de banda de coerência do canal
c	Velocidade da luz no vácuo
C_a, C_b	Constantes dependentes das características eléctricas
d	Distância
d_0	distância de referência
dA	Vector normal e diferencial que caracteriza a superfície A
dL	Vector dimensão diferencial da constante L
\vec{D}	Vector densidade de fluxo eléctrico
D_a, D_b	Constantes dependentes das características magnéticas
\vec{E}	Vector do campo eléctrico
f	Frequência central
f_0	Frequência de interesse
f_d	Espalhamento de <i>Doppler</i>
G	Ganho da antena emissora
$h(t, \tau)$	Resposta impulsiva do canal
\vec{H}	Vector do campo magnético
i	Inteiro
j	Inteiro
\vec{J}	Vector densidade de corrente eléctrica
k	Inteiro
L	Contorno fechado que envolve a superfície A
m	Unidade de distância metro
\vec{M}	Vector densidade de corrente magnética
n	Inteiro
$PL(d)$	Atenuação de propagação
$\overline{PL}(d)$	Atenuação de propagação média
R_b	Ritmo binário

s	Unidade de tempo segundo
s_i	Coordenadas métricas estendidas
\bar{s}_i	Transformada de <i>Laplace</i> de s_i^{-1}
t	tempo relativo à movimentação aleatória do canal
T_c	Tempo de coerência do canal
T_s	Período de símbolo
$u(t)$	Função em degrau
V	Unidade de tensão volt
X_σ	Variável aleatória segundo uma distribuição Gaussiana
zz	Eixo dos zz
δ	Função delta de Dirac
$\delta(t)$	Função impulso unitário
ε	Permitividade eléctrica
ε_r	Permitividade eléctrica relativa
ε_0	Permitividade eléctrica em espaço livre
θ_k	Fase aleatória
λ	Comprimento de onda
μ	Permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ_0	Permeabilidade magnética em espaço livre
ζ	Característica de decaimento do pulso
σ	Condutividade eléctrica
σ'	Resistividade magnética
σ_t	Espalhamento de atraso
τ	Tempo relativo ao instante em que cada componente de multi-percurso atinge o receptor (atraso)
$\bar{\tau}$	Espalhamento de atraso médio
$\tau_k(t)$	Tempo aleatório
ω	Velocidade Angular
$\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z$	Dimensão da célula Yee na direcção dos eixos de coordenadas
Δ_t	Incremento temporal (<i>time step</i>)

Lista de Acrónimos

AAS	<i>Adaptative Antenna System</i>
ABC	<i>Absorbing Boundary Conditions</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BMP	<i>Bitmap for Windows</i>
BWA	<i>Broadband wireless Access</i>
CFS-PML	<i>Complex frequency-shifted PML</i>
CPML	<i>Convolutional Perfect Matched Conditions</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DS/SS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ETSI	<i>European Telecommunication Standards Institute</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i>
ISI	<i>Inter-Symbolic Interference</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MOM	<i>Method of Moments</i>
NLOS	<i>No line of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PML	<i>Perfect Matched Layer</i>
PDP	<i>Power Delay Profile</i>
QOS	<i>Quality of Service</i>
SNR	<i>Signal Noise Rate</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>

TE	<i>Transverse Electric</i>
TEM	<i>Transverse Electric Magnetic</i>
TM	<i>Transverse Magnetic</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
US	<i>Uncorrelated Scatter</i>
WIMAX	<i>Worldwide Inter-Operability for Microwave Access</i>
WSS	<i>Wide-Sense Stationary</i>
WSSUS	<i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>

Capítulo 1 Introdução

1.1. Motivação

Actualmente, a verdadeira realidade tecnológica prende-se num universo cada vez mais emalhado em sistemas de comunicações sem fios em que, cada vez mais, cada indivíduo possui necessidades nas mais variadas áreas sendo sem dúvida na esfera tecnológica que todos procuram mergulhar e satisfazer todas as fantasias.

Desde sempre que a comunicação entre indivíduos foi um requisito básico, desde os mais simples gestos até ao que é observado nos dias de hoje onde a evolução é exponencial sendo diariamente impulsionada pelas novas tecnologias de informação e pelos sistemas de telecomunicações. Assiduamente surgem novas redes e novos serviços avançados de telecomunicações com o intuito de corresponder às necessidades dos utilizadores criadas porventura pelas inúmeras campanhas publicitárias levadas a cabo pelos operadores e prestadores de serviços.

Paralelamente à criação de novas soluções, reúnem-se esforços e aprimoram-se os serviços porventura existentes de forma a melhorar continuamente a qualidade do serviço prestado ao cliente que é cada vez mais exigente.

Sem dúvida que as telecomunicações via rádio, ou seja, comunicações sem fios são hoje a fracção desta área tecnológica que maior crescimento tem tido nos últimos anos pois são sistemas muito flexíveis e com os quais os utilizadores mais se identificam dada a sua comodidade. Note-se que estes sistemas permitem, desde que dentro da sua área de serviço, comunicar com qualquer outro utilizador que esteja numa rede móvel ou fixa o que torna estes sistemas bastante vantajosos. No que respeita às comunicações rádio, estas nasceram oficialmente com a criação do telégrafo sem fios patenteado por G. Marconi em 1897 mas foi muito antes, em 1854 que James Lindsay fez a primeira demonstração de um telégrafo sem fios em que o meio de propagação utilizado foi a água conseguindo comunicar a uma distância de três quilómetros. Desde aí as comunicações rádio nunca mais pararam. Várias tecnologias rádio emergiram desde então, sendo as mais importantes: o *Global System for Mobile Communications* (GSM) que tem já vários anos mas que continua a ser a tecnologia sem fios mais utilizada, o *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) também conhecido como 3G e que deu origem ao chamado 3.5G ou *High Speed Packet Access* (HSPA) mas, a tecnologia mais promissora devido às suas características, surgiu no início do século XXI sendo baptizada de *Wimax*. O *Wimax* é considerado a tecnologia sem fios do futuro permitindo

grandes distâncias de cobertura e oferecendo na mais recente norma a possibilidade de mobilidade. Por estas e outras razões, será a tecnologia estudada nesta dissertação.

Nas comunicações rádio, o sinal electromagnético viaja no espaço atravessando os mais diversos cenários. No seu percurso até ao receptor, o sinal sofre “agressões” muito significativas como reflexões, dispersões, difracções e absorções devido aos obstáculos presentes no meio, provocando atrasos de multi-percurso. O multi-percurso é um fenómeno que acontece porque o sinal que chega ao receptor é a soma de várias componentes do sinal que chegam com diferentes tempos de propagação e com diferentes fases devido ao meio, provocando interferência do sinal. Posto isto, devido à complexidade do fenómeno de propagação e da natureza estatística dos parâmetros dos canais, a caracterização de um canal real de propagação deve ser baseada nas suas medidas para que, a partir delas se possam extrapolar os seus parâmetros físicos e estatísticos e serem validados ou criados modelos de simulação desse canal.

De forma a testar sistemas reais, porque estes se encontram ainda em fase de projecto ou desenvolvimento, e de forma a verificar a sua fiabilidade e robustez, a simulação é a única alternativa, com a vantagem de se poderem obter dados e resultados com bastante qualidade. A grande vantagem da simulação é mesmo esta, ou seja, a possibilidade de se poder simular um sistema real sem a necessidade da sua implementação.

Em termos de vantagens podemos destacar:

- ✓ Obtenção de resultados normalmente bastante precisos, relativamente aos modelos analíticos existentes para o mesmo sistema;
- ✓ Possibilidade de efectuar alterações ao sistema a fim de verificar as alterações no comportamento deste;
- ✓ Ajudar a encontrar fenómenos inesperados, em relação ao comportamento do sistema;
- ✓ Apesar de à primeira vista, a simulação ser a melhor forma e obter resultados finais, o recurso a esta tem de ser bem pensado, uma vez que a sua implementação se torna por vezes bastante complexa.

Desta forma e em relação às desvantagens, temos:

- ✓ Tarefa demorada e dispendiosa na construção dos modelos;
- ✓ A simulação torna-se por vezes computacionalmente “pesada” o que leva normalmente a despende de muito tempo;
- ✓ Tempo de simulação dependente da dimensão do cenário a simular.

Na análise de um problema, existe um enquadramento que tem de ser considerado para se achar a melhor solução, tanto em termos de resultados como em relação ao tempo dispendido para o desenvolvimento da solução.

Através da Figura 1 temos a possibilidade de ver a abordagem que pode ser tomada em relação ao estudo que pretendemos fazer.

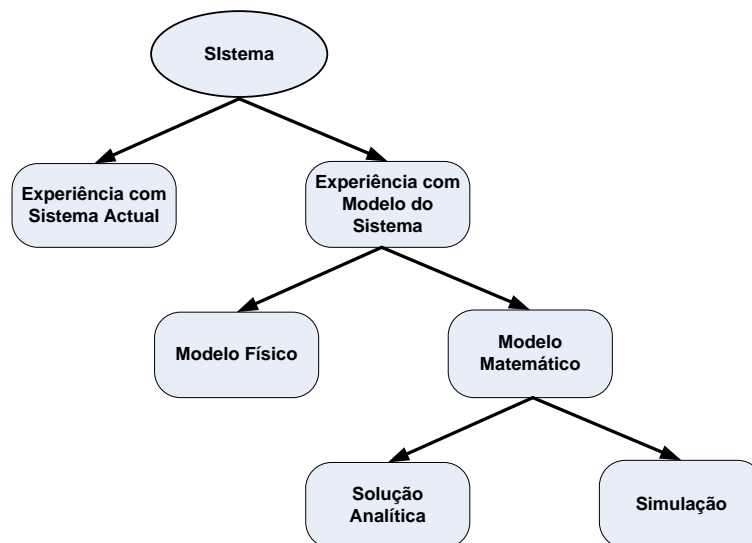


Figura 1 – Abordagem ao estudo de um sistema [extraído de [1]].

Analisando o diagrama representado na Figura 1, existem uma série de formas de abordar o problema sendo que apenas em último caso, quando se verifica que nenhuma das anteriores o resolve se deve então recorrer à simulação, tendo como princípio a maior facilidade de implementação ao contrário das suas alternativas que são quase sempre de difícil resolução.

Por fim e sendo a solução encontrada o recurso à simulação, temos de à partida ter uma linguagem base para esta. A linguagem escolhida deve ter dois pressupostos fundamentais, simplicidade computacional e boa *interface* em relação aos métodos e recursos disponibilizados. Neste contexto a linguagem adoptada foi o *Matlab* que permitiu obter gráficos essenciais na análise dos resultados de forma simples.

Nesta dissertação irá ser utilizada uma técnica de simulação muito eficiente denominada *Finite-Difference Time-Domain* (FDTD) que permite estudar a propagação de um sinal electromagnético num determinado cenário de análise. Este método utiliza as equações de Maxwell na forma diferencial para fazer os cálculos necessários e ajudar na caracterização do canal rádio.

1.2. Evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis

Actualmente, os serviços de banda larga podem ser fornecidos de duas formas: *Digital Subscriber Line* (DSL) ou através de *Broadband Wireless Access* (BWA). A segunda, tem enormes vantagens em relação à primeira uma vez que tem a capacidade de cobrir enormes áreas geográficas sem a preocupação da instalação de cabos e com menor custo de manutenção e instalação. Mas talvez a maior vantagem destes tipos de tecnologia é a possibilidade de fornecer serviços em zonas isoladas normalmente rurais sem a necessidade de criar infra-estruturas que se revelariam dispendiosas.

Depois de surgirem vários sistemas celulares analógicos na Europa, não interoperáveis entre si, surgiu em 1992, a tecnologia GSM como sistema de comunicação móvel digital, na banda dos 900 MHz. Este sistema foi normalizado pela entidade de regulação a *European Telecommunication Standards Institute* (ETSI). Uns anos mais tarde surgiu a possibilidade da utilização da banda dos 1800 MHz, tornando-se assim num sistema *dual band*. O GSM é um serviço desenhado para voz, pois o canal é atribuído durante toda a chamada, sendo esta uma ligação a baixo ritmo com menor tempo no estabelecimento da ligação. A *Quality-of-Service* (QoS) da ligação pode ser negociável através de um conjunto de parâmetros (fiabilidade, atraso, *throughput*, etc.). Como acesso ao meio o GSM utiliza uma mistura de Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo (TDMA) com Acesso Múltiplo por Divisão na Frequência (FDMA) em que funciona numa determinada frequência num determinado período de tempo e é um sistema puramente *Frequency Division Duplex* (FDD), ou seja, tem um canal para transmissão ascendente e outro para a transmissão descendente. O GPRS veio reutilizar a infra-estrutura da rede GSM adicionando uma componente de comutação de pacotes até aí não existente aumentando a velocidade de transmissão dos dados. O GSM possibilita também outros serviços como o envio de mensagens escritas podendo estas ser enviadas em canais de sinalização, não sendo necessário ocupar um canal dedicado de tráfego.

O UMTS ou tecnologia de terceira geração (3G) é uma tecnologia que surgiu como a primeira grande evolução do GSM utilizando em grande parte as infra-estruturas já existentes mas melhorando relativamente o desempenho dos serviços. É uma tecnologia de comutação de pacotes que disponibiliza serviços mais exigentes a nível de largura de banda comparativamente com o serviço de voz do GSM, como por exemplo serviços de chamadas de vídeo, acesso a páginas de internet ou visualização de televisão no terminal móvel. O UMTS utiliza o WCDMA, ou seja, o acesso ao meio por divisão de códigos em que existe um código para cada canal podendo todos os canais utilizar a mesma banda ao mesmo tempo utilizando para isso a técnica de espalhamento espectral. No início da década de noventa, mais especificamente no ano de 1992, na *World Radio Conference* em Málaga (WRC-92), definiam-se as frequências de

trabalho que seriam exclusivas para o UMTS sendo a banda de 1885-2025 MHz para ligações ascendentes e 2110-2200MHz para as ligações descendentes mas só em 2001 foi realmente implementada a primeira rede comercial na Noruega e em 2002 surgiram os primeiros terminais móveis fabricados pela Motorola.

Decorria o ano de 2001 quando surgiu o padrão IEEE 802.16 [2] especificando uma norma sem fios para redes metropolitanas (WMAN) denominada de *Wimax*. De uma parceria entre várias empresas, surgiu o *Wimax Fórum*, principal responsável pelo nascimento e crescimento da tecnologia *Wimax* e por todos os esforços feitos para garantir tanto a interoperabilidade entre todos os equipamentos baseados na norma como também de todos os produtos que usam a interface rádio. O *Wimax* veio impulsionar o mercado das telecomunicações provocando uma maior competitividade pois é um sistema BWA utilizado em terminais móveis ou fixos mas fora das bandas do GSM e UMTS estando porém dependente do espectro disponível. Esta norma suporta uma larga banda de frequências (até aos 66GHz), com larguras de banda que podem variar entre 1.25MHz e 20 MHz dependendo da transmissão ser com ou sem linha de vista (LOS e NLOS) e ponto – ponto (PTP) ou ponto - multiponto (PMT) [3].

Em Janeiro de 2003 nasce a norma IEEE 802.16a trabalhando a frequências entre os 2 e os 11 GHz sem linha de vista. Posteriormente em 2004, surge a norma IEEE 802.16d ou IEEE 802.16-2004 como sendo uma evolução da norma IEEE 802.16a mas com melhoramentos a nível de consumo de potência do sistema. Em 2005 surge a mais recente norma, a 802.16e que veio promover mobilidade aos sistemas, estando neste momento em integração com a tecnologia *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) e com sistemas de antenas adaptativas (AAS) que permitem melhorar a cobertura. Na Figura 2 apresenta-se a evolução do *Wimax*.

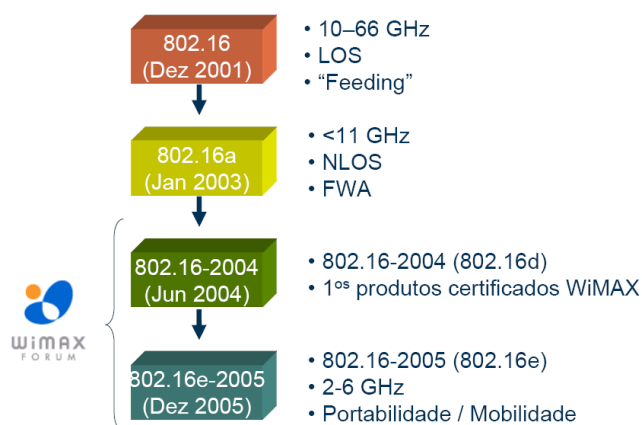


Figura 2 – Evolução da norma 802.16 [extraído de [4]].

As normas mais recentes apresentam algumas características que a tornam na tecnologia com maior futuro e margem de progressão mais acentuada dos sistemas rádio actuais. De forma a melhorar a qualidade das transmissões, e uma vez que em redes WMAN podem existir

diferentes valores de potência do ponto de vista das diversas estações base levando a uma diminuição da relação sinal ruído, é utilizada uma técnica denominada de modulação adaptativa. A modulação adaptativa, permite que o próprio sistema se adapte e mude de modulação (QPSK, QAM16 ou QAM64), recaindo a escolha de acordo com diversos factores como a distância e as condições de propagação instantâneas entre o assinante e a estação base, levando a um aumento de cobertura à custa da redução da velocidade de transmissão e vice-versa. A multiplexagem utilizada pode ser por divisão no tempo (TDD) ou por divisão na frequência (FDD). São também utilizadas duas técnicas de multiplexagem de utilizadores o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) com 256 sub-portadoras e o *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) com 2048 sub-portadoras. Estas técnicas permitem vantagens nomeadamente, a imunidade a ruído e interferência. O OFDM multiplexa a informação espalhando-a no espectro utilizando uma única frequência dividida em sub-portadoras. As sub-portadoras transportam uma parte da informação a transmitir, fazendo com que a presença de ruído ou interferência no sinal apenas contamine uma parte e não o sinal completo sendo fácil de reconstruir a informação. A diferença do OFDMA para o OFDM é que ao contrário do OFDM que utiliza todas as sub-portadoras de um símbolo para apenas um utilizador, o OFDMA permite atribuição de sub-portadoras do mesmo símbolo OFDM por diferentes utilizadores. Com todas as vantagens do *Wimax* e como é visto por muitos como o sistema com mais futuro nas comunicações móveis, esta dissertação visa estudar e caracterizar um canal rádio *Wimax*.

1.3. Estado da arte das comunicações sem fios

A propagação de ondas electromagnéticas em ambientes de multi-percurso, é estudada há mais de três décadas. Tudo começou com análises da propagação em ambientes fechados e em estruturas simples como são o caso de túneis e minas como apresentado nos trabalhos de [5] a [8] que comparativamente com as estruturas do nosso quotidiano, apresentam características semelhantes à propagação em corredores e túneis de elevadores. Em [8], o túnel é caracterizado como um canal de transmissão em que a propagação das ondas se faz com características muito semelhantes aos valores teóricos apresentados considerando o túnel como um guia de onda.

Talvez o grande passo rumo à modelização de canais com desvanecimento de multi-percurso surgiu no início dos anos 70 quando Turin [9] trabalhou sobre ambientes urbanos e nos multi-percursos causados por edifícios das mais variadas dimensões. Turin foi o primeiro a verificar que a quantidade de componentes de multi-percurso que chegavam a um determinado ponto espacial, num determinado instante obedecia a uma distribuição de probabilidade de Poisson. O

valor das amplitudes destes componentes era independente e estavam distribuídos segundo uma distribuição de Rayleigh e que as fases obedeciam a uma distribuição estatística uniforme.

Na mesma linha de estudo, Suzuki [10] introduziu no canal de propagação, o trânsito aleatório de pessoas e automóveis em cidades criando um modelo estatístico em que afirma que a quantidade de componentes de multi-percurso que chegam ao receptor em determinado instante na verdade seguia uma distribuição de Poisson modificada, contrariando Turin em [9]. Devido à similaridade entre ambientes de multi-percurso urbanos e ambientes multi-percurso no interior de edifícios criado por portas, paredes, mobília e trânsito desordenado de pessoas, vários autores [11] a [13] utilizaram os estudos referidos anteriormente para realizar medidas, modelar e simular canais rádio *indoor*.

O “boom” por assim dizer das investigações sobre propagação em ambientes interiores foi de certa forma impulsionado pelo crescimento do uso do telemóvel na década de 80. Nessa época, as pesquisas centravam-se na banda dos 800MHz aos 900MHz utilizando maioritariamente prédios de escritórios como meio de propagação. Em paralelo, dois tipos de estudo estavam a ser feitos, por um lado, Alexander [14] e [15] e Dervasivartham [16] realizavam os seus estudos admitindo ambos, emissor e receptor, no interior do edifício, por outro lado, Hoffman e Cox [17] e Cox et al. [18] curiosos com a propagação em ambientes celulares, fizeram as suas simulações com o receptor num ponto externo ao edifício.

Enquanto Alexander [14] e [15], Hoffman e Cox [17] e Cox et al. [18] realizaram os estudos em banda estreita e mediram a relação entre a potência do sinal recebido e a distância entre o transmissor e o receptor (T-R), Dervasivartham [16] encontrou a dispersão no tempo do sinal em banda larga. Todos eles chegaram à conclusão de que as distribuições de componentes de multi-percurso em interiores de edifícios obedeciam às mesmas distribuições descritas por Turin et al. [9].

À semelhança de [14] - [16], ou seja, com o emissor no interior de um edifício de escritórios, Saleh e Valenzuela [11] e Pahlavan e Howard [19] foram um pouco mais além na gama de frequências utilizada, deixando as bandas anteriormente utilizadas dos 800-900 MHz e realizaram o estudo estatístico com portadoras em 1,5GHz e 1GHz respectivamente, modelando ambas com um “pente de impulsos unitários”. Estes concluíram que o canal é praticamente estático, uma vez que a variação no tempo é lenta e depende dos movimentos das pessoas. Com a gama de medidas obtidas, estes cientistas comprovaram que também para esta gama de frequências, o ambiente interior obedece às mesmas distribuições estatísticas que o ambiente exterior. Se por um lado Saleh e Valenzuela [11] seguiram a abordagem tomada pelos investigadores anteriores efectuando medidas no domínio do tempo e com o auxílio de um osciloscópio, por outro lado, Pahlavan e Howard [19], assim como Howard e Pahlavan [20] e Hawbacker e Rappaport [21] no ano seguinte, preferiram recolher medidas em banda larga e no

domínio da frequência de forma a obter os parâmetros do canal a partir do obtido na transformada de Fourier dos dados medidos por um analisador vectorial de rede.

Em forma de continuação dos trabalhos elaborados na década anterior, e utilizando como base o trabalho de Moldkar [22], que comparava os modelos de propagação que utilizavam emissor interior e os que utilizavam emissor exterior ao edifício em análise, na década de 90, foram apresentados trabalhos de pesquisa mais centralizados na análise de medidas com o emissor e o receptor interiores ao edifício. Além disso, estes trabalhos começaram a apresentar modelos que se guiavam por estas medidas.

Alguns trabalhos, como o caso de Honcharendo e Bertoni [23] e Veja e Garcia [24] apresentaram medidas e modelos em banda estreita em que a portadora era transmitida nas frequências de 850MHz e 1.8GHz, respectivamente, e fazendo a análise das medidas no domínio da frequência. Nesses trabalhos, obtiveram-se resultados de desvanecimento em função da posição, utilizados posteriormente para comprovar o modelo de traçado de raios.

Por outro lado e fazendo uma análise em banda larga, surgiram trabalhos como os de Zaghloou e Fattouche [25] e Janssen e Stiger [26], que realizaram medidas no domínio da frequência, do espalhamento no tempo de chegada dos componentes de multi-percurso, nas frequências de 1,0GHz, 1,6GHz, 2,4GHz, 4,75GHz e 11,5GHz. Para além desta análise, o trabalho [26] reportou medidas que tinham em conta a influência da circulação de pessoas na potência recebida. Aproximadamente na mesma altura, vários investigadores começam a utilizar modelos computacionais de simulação para obter os dados sobre a propagação rádio. Se por um lado Yang e Pahlavan [27], Seidel e Rapaport [28] usaram o modelo de traçado de raios, por outro lado Holloway et al. [29] optou pelo método das diferenças finitas.

Todos estes modelos foram empregues na obtenção de dados referentes ao espalhamento de atraso de chegada devido ao multi-percurso e o nível de potência em determinados pontos espaciais. Os resultados obtidos por estes investigadores foram comparados com as medidas feitas no domínio da frequência com o auxílio de um analisador vectorial. De forma a melhorar o desempenho das ferramentas de simulação até aqui utilizadas, Rappaport e Hawbacker [30], Holloway e McKenna [31] e Honcharenko e Bertoni [23] conseguiram medir o coeficiente de refração e reflexão de vários materiais utilizados na construção dos edifícios sendo o estudo do cimento (uma vez que reveste a maioria dos edifícios) o mais utilizado, às frequências de 800MHz a 1,8GHz.

Actualmente, com o avanço da ciência e tecnologia, apesar de se manter a mesma linha de investigação, tornou-se fundamental deixar a banda compreendida entre os 800MHz e os 900MHz e seguindo o que já vinha acontecendo anteriormente, ou seja, o aumento das larguras de banda e das portadoras utilizadas podendo estas variar de 1,8GHz e 1,9GHz [32] - [34] a 65,5GHz [35]. O crescente aumento das frequências de investigação deveu-se ao cada vez maior

interesse na utilização de redes sem fio e numa melhoria do desempenho dos sistemas com a utilização de *Ultra Wide Bands*.

Simultaneamente às modificações verificadas a nível da portadora e da largura de banda outras investigações estavam em curso nomeadamente os trabalhos de Bayram et al. [36] e Elfataoui e Mirchandani [37] que, apoiando-se no estudo feito por Donaldson et al. [38] escolheram implementar uma campanha de medidas menos dispendiosa. Estes investigadores, utilizando um analisador escalar de rede, realizaram uma análise no domínio da frequência de forma a conseguirem obter apenas dados relacionados com a magnitude do sinal e posteriormente com a aplicação das transformadas de Hilbert e Fourier, conseguiram recuperar matematicamente a fase e o sinal no domínio do tempo.

1.4. Estrutura da Dissertação

Tendo por objectivos enquadrar os leitores nesta área temática, esta dissertação dedica o seu segundo capítulo ao estudo da propagação rádio. Neste capítulo abordam-se temas como propagação em espaço livre e em ambientes de multi-percurso assim como esclarece quanto aos fenómenos de desvanecimentos em larga e pequena escala.

O capítulo seguinte desta dissertação é dedicado ao estudo de um dos métodos computacionais hoje em dia bastante usado na análise de problemas electromagnéticos, o FDTD. Neste capítulo será explicado o que é, como funciona, como se usa este método para retirar os parâmetros essenciais para a caracterização do canal rádio.

No capítulo quatro são abordados e apresentados os resultados obtidos por um simulador desenvolvido na linguagem *Matlab* e que usa o algoritmo FDTD.

Esta ferramenta permitiu a análise de um canal rádio permitindo extrair por pós-processamento dos seus dados, os parâmetros necessários para tirar as conclusões deste trabalho.

Por fim, no quinto capítulo são apresentadas as conclusões resultantes deste trabalho. Neste capítulo são, também, apresentados potenciais pontos de interesse para estudos futuros.

Para finalizar, resta referir que neste primeiro capítulo é feita a introdução à temática das comunicações móveis falando da evolução dos sistemas até à actualidade e também do estado da arte das comunicações sem fios.

1.5. Notação utilizada

Durante a escrita desta dissertação, aparecerão termos em inglês ou pela falta de tradução para a língua portuguesa, ou porque a sua tradução para a língua portuguesa não traduziria o seu real significado ou ainda por serem termos universalmente conhecidos no mundo científico uma vez que a maior parte dos artigos científicos desta área serem escritos na língua inglesa. Durante toda a dissertação, estes termos terão um tratamento especial, sendo apresentados em itálico a não ser que já sejam usuais na língua portuguesa e nesse caso são traduzidos para português.

Uma vez que existe sempre a necessidade de repetir algumas expressões técnicas durante a escrita da dissertação, será utilizada no início desta uma lista de acrónimos que facilitam a sua leitura.

Na necessidade de apresentar referências bibliográficas referentes a temas abordados na dissertação, estas são representadas dentro de parêntesis recto (da forma [n]) e apresentadas no fim da dissertação de mestrado.

1.6. Principais contribuições deste trabalho de mestrado

Esta dissertação vai contribuir para a apresentação de uma comunicação na Conferência Engenharia' 2009 a realizar-se na Universidade da Beira Interior de 25 a 27 de Novembro de 2009, mais precisamente com o trabalho “*Caracterização bidimensional de um canal rádio Wimax*”.

Deste trabalho foi ainda submetido um resumo que aguarda aprovação pelo comité organizativo da *European Conference on Antennas and Propagation 2010*, que se realiza entre 12 e 16 de Abril de 2010 em Barcelona com o trabalho “*Bi-dimensional characterization of a wimax radio channel at 3.5GHz*”.

Capítulo 2 Propagação de sinais rádio

Numa comunicação sem fios o canal rádio é preponderante como meio de propagação do sinal electromagnético mas, é também neste que existem os factores que dificultam a transmissão do sinal no espaço, devido fundamentalmente a alvos imóveis ou em muitas situações alvos móveis que alteram instantaneamente e constantemente o nível de sinal. Estas alterações do ambiente de propagação ocorrem por exemplo, quando num determinado momento estamos perante uma ligação onde existe linha de vista entre o emissor e o receptor e no instante seguinte se esteja perante um ambiente urbano, denso em que na maioria das vezes não existe linha de vista, o que obviamente provoca alterações significativas no nível de sinal recebido.

No contexto da propagação rádio, existem três fenómenos que fazem com que o sinal rádio mude as suas características: a reflexão, a difracção e a dispersão. As reflexões ocorrem quando a onda encontra um obstáculo cuja dimensão física é muito superior ao seu comprimento de onda. Estas variações do sinal repercutem-se em termos de caminho percorrido e consequente distância percorrida, devido aos diferentes obstáculos presentes no canal de propagação, chegando desfasados e em tempos diferentes ao receptor provocando desvanecimento de multi-percurso. A difracção ocorre quando o sinal encontra obstáculos com irregularidades em forma de crista, como por exemplo o topo de edifícios, representando a capacidade que o sinal tem de contornar esses obstáculos em situações com ou sem linha de vista, provocando uma série de ondas secundárias que são provenientes do contorno do obstáculo. Em altas frequências, a difracção, depende da geometria do objecto assim como da amplitude, fase e polarização da onda incidente no ponto de difracção. Por fim mas não menos importante, a dispersão ocorre quando a dimensão física dos obstáculos é menor que o comprimento de onda do sinal e quando o número de obstáculos por unidade de volume é grande. As ondas devidas à dispersão são provocadas por superfícies rugosas, pequenos objectos ou outras irregularidades existentes no canal como por exemplo folhagem, sinais e semáforos e candeeiros de iluminação [39].

Para além dos fenómenos falados anteriormente, causados pelas variações que surgem no canal de propagação, surge o conceito de desvanecimento do sinal recebido. O desvanecimento no canal rádio é a alteração do nível do sinal causada por variações do ambiente e é dependente da relação dos parâmetros, largura de banda e tempo de duração de bit (sinal transmitido) e dos parâmetros do canal de comunicação (resposta em frequência e taxa de variação). De acordo com esta relação, podem existir comportamentos diferentes num mesmo ambiente [39].

Existem dois tipos de desvanecimentos: o desvanecimento em larga escala ou *shadowing* e o desvanecimento em pequena escala ou *fading*. Na Figura 3 está representado a variação da potência do sinal recebido sob o efeito destes dois tipos de desvanecimentos.

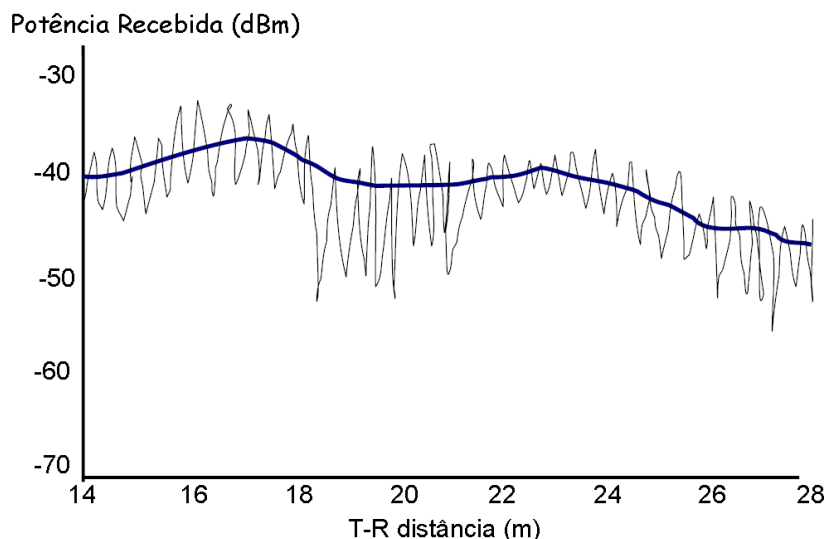


Figura 3 – Efeito dos desvanecimentos em grande e pequena escala no sinal [extraído de [40]].

Como pode ser observado na Figura 3, com uma linha azul mais carregada e menos sinuosa, o efeito do desvanecimento em larga escala. Por outro lado e com uma linha mais irregular e a um azul menos carregado, é possível analisar o efeito do desvanecimento em pequena escala no nível de sinal.

Foi em 1963 que Bello introduziu uma forma de modelar o desvanecimento de um canal propondo a noção de canal *Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering* (WSSUS) [41]. Primeiramente assumiu que a resposta impulsiva do canal é estacionária tornando o canal *Wide Sense Stationary* (WSS) admitindo depois que a resposta do canal a componentes de multipercurso que chegam ao receptor com diferentes atrasos seria não correlacionada, *Uncorrelated Scattering* (US). Assim nasce o conceito de canal WSSUS como sendo a melhor forma de modelar o desvanecimento de um canal de banda larga sendo considerado como o modelo mais utilizado e mais fiável para maioria dos cenários de teste [42]. Os resultados recolhidos num canal rádio estático são processos aleatórios no domínio do espaço (ou no domínio do tempo admitindo velocidade constante), contrariamente, num canal rádio dinâmico, estes são aleatórios no domínio do tempo e independentes do movimento do receptor. Felizmente, os dados recolhidos num canal rádio são Ergódicos [43], ou seja, as suas propriedades estatísticas (média e desvio padrão) não variam no domínio do tempo. Como consequência deste factor, as propriedades estatísticas de ambientes estáticos no domínio do espaço são equivalentes às propriedades estatísticas de ambientes dinâmicos no domínio do tempo e a análise estatística pode ser extrapolada a partir de apenas uma amostra não sendo necessário a análise de várias amostras. Resumindo, a ergodicidade é a ponte entre modelos estocásticos e determinísticos [44].

2.1. Propagação em espaço livre

O modelo de propagação em espaço livre, visa determinar o decréscimo do nível de sinal com a distância quando se trata de uma situação de linha de vista entre um receptor e um emissor. Este modelo considera que a potência recebida é dada pelo resultado da soma entre os ganhos das antenas, perdas do canal e potência do sinal transmitido. A equação (2.1) de [39] representa a fórmula de Friis representando a perda de potência do sinal em espaço livre.

$$P_R = 10 \times \log_{10}(G_T) + 10 \times \log_{10}(G_R) + 10 \times \log_{10}(P_T) + 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) - 20 \log_{10}(4\pi d) \quad (2.1)$$

Em que G_R e G_T representam respectivamente os ganhos da antena receptora e emissora separadas pela distância d , λ é o comprimento de onda ($\lambda = c/f$) onde c representa a velocidade da onda em espaço livre (3×10^8 m/s) e f a frequência em Hertz.

2.2. Propagação em ambientes multi-percurso

Cada vez é mais importante estudar o conceito de canais rádio multi-percurso. Este conceito surge quando existem probabilidades diferentes entre um receptor móvel ter linha de vista com o emissor ou não ter linha de vista com o emissor. Este fenómeno surge devido à quantidade de obstáculos móveis ou fixos (exponencial aumento do número construções e de veículos) presentes no meio de propagação que provocam alterações no sinal.

Neste tipo de ambiente específico, o sinal emitido é propagado em diversas direcções, com diferentes ângulos de radiação, dependendo do tipo de antena que se está a utilizar. Este procedimento do envio do sinal com diferentes ângulos de radiação é um factor importante uma vez que os alvos móveis podem estar em qualquer posição em redor do equipamento emissor facilitando a comunicação T-R.

Se não existir linha de vista entre o emissor e o receptor, o sinal é recebido através de reflexões múltiplas nas estruturas circundantes do meio de propagação sendo a reflexão um mecanismo auxiliar na comunicação. As reflexões são importantes na medida em que ajudam o sinal a chegar ao receptor mas, por outro lado, podem ter um papel nefasto no sinal que se não for previsto e tratado pode inviabilizar a comunicação. O efeito referido anteriormente ocorre quando o sinal chega ao receptor proveniente de diferentes reflexões em diferentes objectos o que provoca tempos de atraso diferentes fazendo com que este sinal recebido no móvel seja constituído por várias cópias do sinal original mas com fases e amplitudes aleatórias. Para além das reflexões, existem mais dois fenómenos falados anteriormente que fustigam o sinal rádio que são a dispersão e a difracção.

Estas diferentes componentes do sinal que chegam ao receptor são denominados de componentes multi-percurso como mostra a Figura 4.

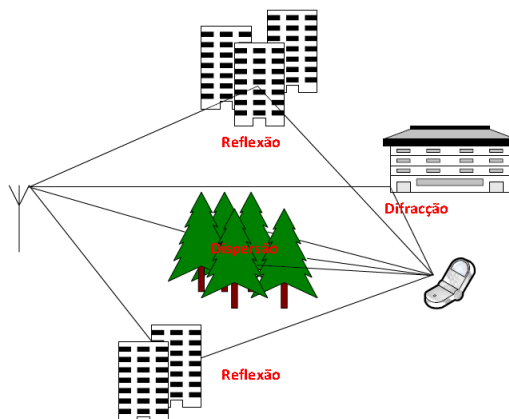


Figura 4 – Ambiente de multi-percurso [extraído de [45]].

Nem sempre as componentes de multi-percurso são um problema do lado da recepção. Na Figura 5, estão representadas duas componentes de multi-percurso que chegam em fase provocando uma interferência construtiva do sinal. No caso das componentes multi-percurso chegarem desfasadas, o efeito na transmissão é nefasto uma vez que provoca interferência destrutiva no sinal como pode ser visto na Figura 6.

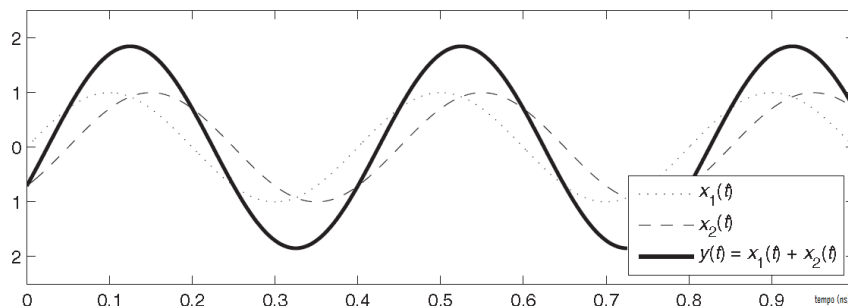


Figura 5 – Duas componentes de multi-percurso provocando interferência construtiva [extraído de [42]].

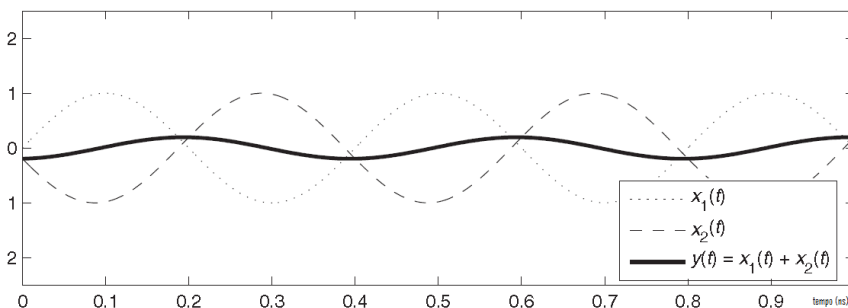


Figura 6 - Duas componentes de multi-percurso provocando interferência destrutiva [extraído de [42]].

Dependendo da diferença de fase entre os sinais que chegam ao receptor, a interferência pode ser construtiva ou destrutiva, o que faz variar amplitude do sinal recebido, mesmo em distâncias muito curtas [42], ou seja por outras palavras, pode-se concluir que, movendo o emissor ou o receptor mesmo que seja uma distância mínima, pode provocar efeitos desastrosos na amplitude do sinal ou ter um impacto positivo na transmissão [42].

2.2.1. Resposta impulsiva de um canal multi-percurso

Para a caracterização de um canal rádio de banda larga, é fundamental caracterizar a sua resposta impulsiva ou seja o comportamento do canal quando lhe é aplicado um impulso de Dirac (δ) na entrada. Na Figura 7 pode-se visualizar em que consiste a resposta impulsiva de um canal, do lado esquerdo temos o impulso de Dirac que é introduzido à entrada de um canal e do lado direito está a resposta do canal.

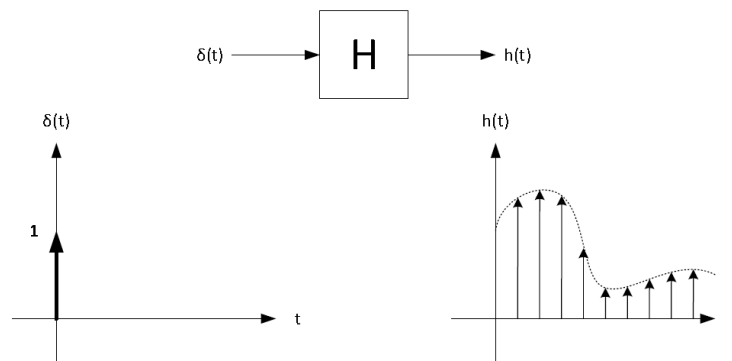


Figura 7 – Resposta impulsiva de um qualquer canal [extraído de [45]].

Devido à aleatoriedade da localização do alvo móvel e da movimentação dos obstáculos, o canal de propagação sujeito a este ambiente de condições adversas, ou seja, mudanças aleatórias em instantes aleatórios, apresenta uma resposta impulsiva diferente para cada instante de tempo como pode ser visto na Figura 8. Como consequência, esta resposta é dependente de duas variáveis temporais, uma relativa ao instante em que cada componente de multi-percurso atinge o receptor (τ) e outra relativa à movimentação aleatória do canal devido à movimentação do emissor ou receptor (ou ambos) ou ainda dos objectos no ambiente de propagação (t).

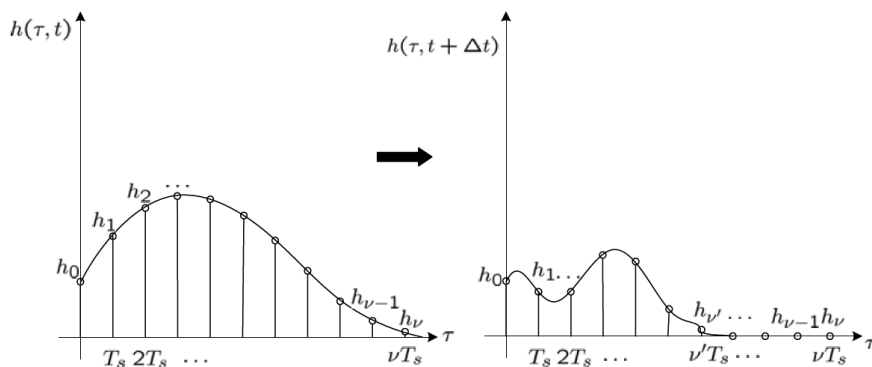


Figura 8 – Resposta impulsiva do canal em t e $t + \Delta t$ [extraído de [42]].

Assim, é possível modelar o canal admitindo a envolvente do sinal enviado como $x(t)$, a envolvente do sinal recebido como $y(t)$ e a resposta impulsiva do canal como sendo $h(t, \tau)$. Seguindo a linha de pensamento, $y(t)$ é o resultado da convolução de $x(t)$ com $h(t, \tau)$ [46] como se pode ver em (2.2).

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t, \tau) d\tau \quad (2.2)$$

Em (2.2), t e τ são respectivamente, o tempo relativo à movimentação aleatória do canal por força das movimentação do emissor ou receptor ou dos objectos no ambiente de propagação e o tempo relativo ao instante em que cada componente de multi-percurso atinge o receptor (atrasos).

Assim o canal multi-percurso aleatório e variante no tempo é caracterizado para cada ponto no espaço pela resposta impulsiva apresentada (2.3).

$$h(t, \tau) = \sum_k a_k(t)\delta[\tau - \tau_k(t)]e^{j\theta_k(t)} \quad (2.3)$$

Em (2.3), $a_k(t)$, $\tau_k(t)$ e $\theta_k(t)$ são variáveis aleatórias e variantes no tempo, que representam respectivamente amplitude, tempo de chegada e fase de cada uma das componentes multi-percurso (k) e δ é a função de Dirac. Pode-se ver em (2.3) e na Figura 9 que para cada instante temporal, o sinal recebido é o somatório das várias contribuições do sinal transmitido, cada uma delas com amplitude $a_k(t)$, atrasadas $\tau_k(t)$ e com fase $j\theta_k(t)$.

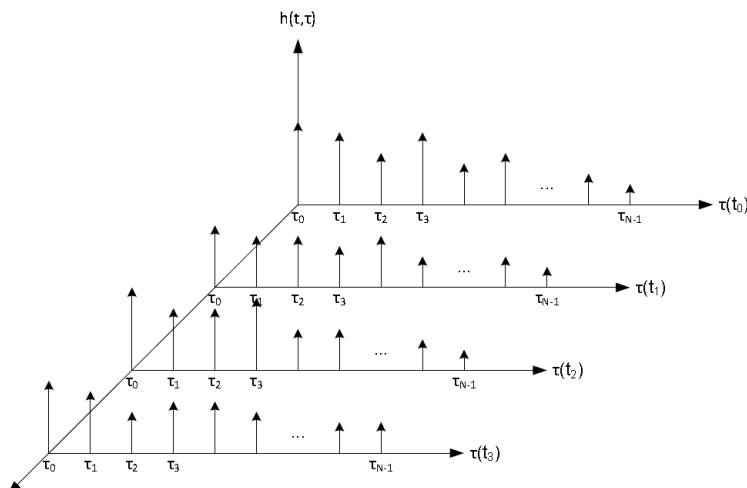


Figura 9 – Resposta impulsiva de um canal multi-percurso [extraído de [45]].

Contudo em ambientes de multi-percurso no interior de edifícios, a velocidade dos objectos é baixa (pessoa a andar) levando a que existam características quase invariantes no tempo. Assim sendo, a resposta impulsiva pode ficar reduzida a (2.4) pois está-se perante uma versão estacionária no tempo [46].

$$h(\tau) = \sum_k a_k \delta[\tau - \tau_k] e^{j\theta_k} \quad (2.4)$$

A resposta impulsiva de um canal é importante pois permite obter o perfil de atraso de potência (*Power Delay Profile (PDP)*) que representa a energia recebida por intervalo de tempo. A partir do PDP, como será explicado em 2.4.3.1, é possível calcular vários parâmetros de dispersão temporal necessários para a caracterização do canal.

2.3. Desvanecimento em larga escala

O desvanecimento em larga escala ou frequentemente denominado como desvanecimento *log-normal*, representa a diminuição do nível de sinal devido ao afastamento do receptor relativamente ao emissor ou quando encontra obstáculos que fazem com que o nível de sinal desça bruscamente.

Genericamente, o desvanecimento em larga escala para uma ligação emissor - receptor arbitrária depende da distância d a que o emissor se encontra do receptor, do parâmetro d_0 que representa a distância de referência que é calculada com a realização de medidas junto do transmissor e de um coeficiente de decaimento n que depende do ambiente de propagação como representado na equação (2.5) [39].

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.5)$$

Tendo em atenção a equação (2.5), esta não considera o facto de que, o ambiente de propagação em dois pontos diferentes, mesmo estando ambos à mesma distância da estação base, podem variar significativamente, o que leva a uma disparidade enorme entre os valores medidos na prática e os valores estimados pela equação (2.5) [39]. As medidas feitas na prática, mostram que para qualquer valor de d , a atenuação de propagação $PL(d)$ varia segundo uma distribuição *log-normal* (distribuição Gaussiana em dB) sobre o valor dependente da distância média, [46] e [47].

Assim, foi adicionada à expressão (2.5), uma componente aleatória X_σ obtendo-se assim a equação (2.6) retirada de [39].

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.6)$$

Onde $\overline{PL}(d)$ é a atenuação de propagação média em dB à distância d e $\overline{PL}(d_0)$ é normalmente calculada assumindo propagação em espaço livre entre o emissor e o ponto d_0 . A equação (2.6) descreve os efeitos de *shadowing* devido à movimentação do receptor móvel no ambiente de propagação.

Por fim, apresenta-se na equação (2.7) de [39], a expressão que permite calcular a potência num ambiente de propagação com desvanecimento *log-normal*.

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.7)$$

Onde $P_t[dBm]$ é a potência transmitida em dBm, X_σ é uma variável aleatória segundo uma distribuição Gaussiana de média (μ) zero e σ é o desvio padrão [39].

De acordo com a equação (2.7) e [40], conclui-se que num ambiente com desvanecimento *log-normal*, a potência recebida a uma distância d segue uma distribuição normal com uma média que depende da distância e com desvio padrão σ [40]. Na Figura 10 está representada uma função de densidade de probabilidade da distribuição normal com média $\mu = 0$ e desvio padrão $\sigma = 7,5$.

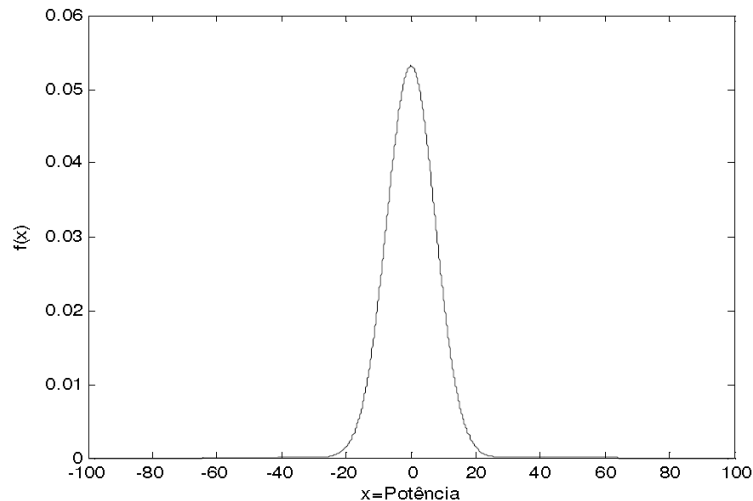


Figura 10 – Distribuição Normal com $\mu = 0$ e $\sigma = 7,5$ [extraído de [48]].

2.4. Desvanecimento em pequena escala

O desvanecimento em pequena escala representa as rápidas flutuações de amplitude e fase de um sinal rádio durante um período rápido de tempo ou a distância percorrida. Geralmente em zonas urbanas ou em zonas densas, este tipo de desvanecimento ocorre pois a altura das antenas das estações móveis, é muito menor comparativamente com as estruturas circundantes o que usualmente faz com que não exista linha de vista com a estação base. Mesmo com a existência de linha de vista, o efeito de multi-percurso não pode ser evitado pois vão existir sempre reflexões ao nível do solo e estruturas circundantes.

Devido às reflexões, é provocada interferência entre dois ou mais ecos do sinal que chegam ao receptor em tempos de propagação e fases diferentes. Os ecos referidos anteriormente, são denominados de componentes multi-percurso e são combinados no receptor gerando-se um sinal que pode variar fortemente em amplitude e fase quando comparado com o sinal transmitido (raio directo).

Num canal rádio, as componentes multi-percurso geram vários tipos de efeitos de desvanecimento em pequena escala sendo os mais importantes [40]:

- ✓ Rápidas variações de potência do sinal, numa curta distância ou num curto período de tempo;
- ✓ Modulação em frequência aleatória devido ao desvio de *Doppler* nos diversos sinais multi-percurso;
- ✓ Dispersão temporal devido aos ecos causados pelos atrasos de propagação das componentes de multi-percurso.

Relativamente aos factores físicos que influenciam o desvanecimento em pequena escala podem-se destacar os seguintes [39]:

- ✓ Propagação multi-percurso devido à existência de objectos reflectores e dispersivos alterando o ambiente de propagação constantemente. As componentes multi-percurso que atingem o receptor com tempos de propagação, amplitudes e fases aleatórias, provocam flutuações no nível do sinal, levando à existência de desvanecimento;
- ✓ A movimentação relativa entre o móvel e a estação base, resulta numa variação de frequência devida aos vários desvios de *Doppler* em cada um dos componentes de multi-percurso;
- ✓ A movimentação dos objectos circundantes ao móvel, também provoca desvio de *Doppler* variável no tempo, associado a cada componente multi-percurso. Este fenómeno só tem importância se os objectos se movimentarem a um ritmo maior do que o móvel, caso contrário é desprezado.
- ✓ Existe distorção do sinal (Interferência Inter-Simbólica - ISI) sempre que a largura de banda do sinal transmitido for maior que a “largura de banda” do canal multi-percurso. A largura de banda do canal, como será apresentado mais à frente neste relatório, pode ser quantificada pela largura de banda de coerência do canal.

As variações de pequena escala de um sinal rádio podem ser relacionadas directamente com a resposta impulsiva do canal rádio. A resposta impulsiva de um canal rádio, é uma caracterização em banda larga que contém toda a informação necessária para analisar e simular qualquer sistema rádio num canal, sabendo-se de ante mão que um canal rádio é variante no tempo sempre que o receptor se desloque.

São utilizadas duas distribuições para modular a amplitude do sinal quando se trata de desvanecimentos de pequena escala. Uma primeira distribuição, a distribuição de *Rayleigh* modela o desvanecimento quando não há nenhuma componente de multi-percurso dominante (raio directo). Quando se está perante uma componente dominante (raio directo) de amplitude determinística em relação à distância, é utilizada uma distribuição de *Rice*. Estas distribuições podem ser visualizadas na Figura 11.

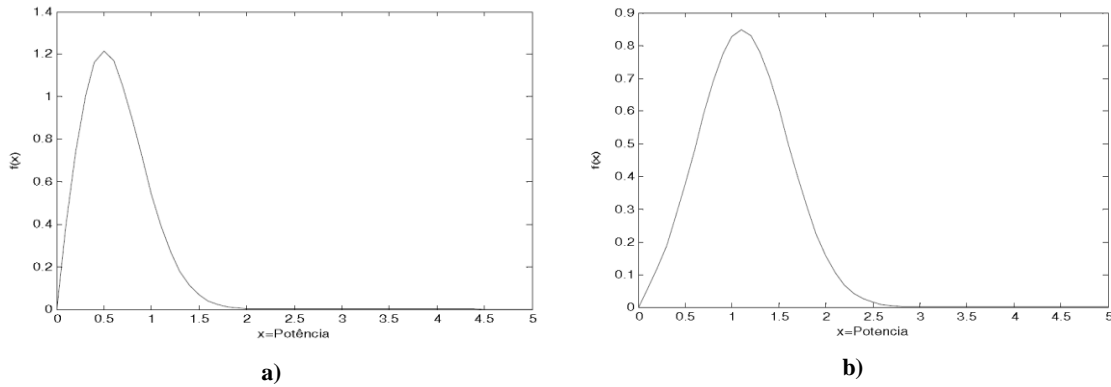


Figura 11 – a) Distribuição de Rayleigh para $\sigma = 0,5$. b) Distribuição de Rice para $\nu = 1$ e $\sigma = 0,5$ [extraído de [48]].

Os mecanismos de dispersão temporal e na frequência num canal rádio dão origem a quatro tipos de desvanecimento que dependem da natureza do sinal transmitido, do canal e da velocidade. Relativamente aos tipos de desvanecimentos em pequena escala, estes podem ser divididos em duas grandes classes [39]: desvanecimentos baseados em espalhamento de atraso e desvanecimentos baseados em espalhamento de *Doppler*. Os desvanecimentos baseados no espalhamento de atraso conduzem a desvanecimentos de dispersão temporal e selectivos na frequência, enquanto os baseados no espalhamento de *Doppler* conduzem a desvanecimentos dispersivos na frequência e selectivos no tempo.

Na Figura 12 pretende-se ilustrar os quatro tipos de desvanecimentos em pequena escala.

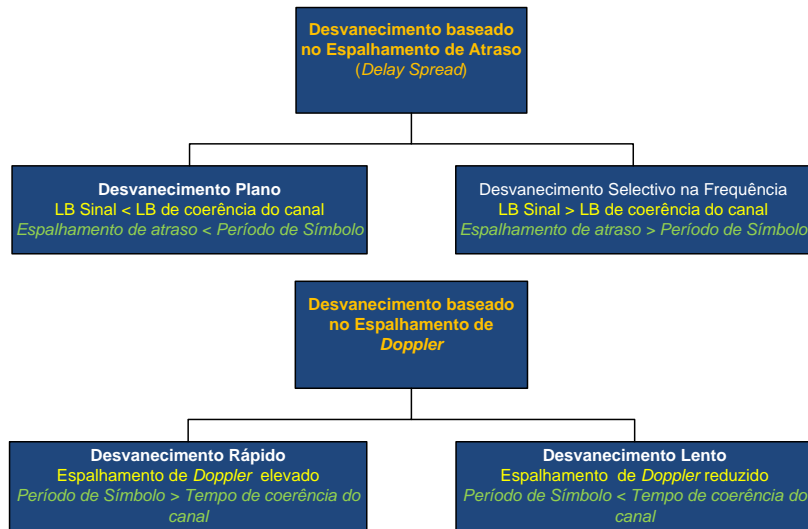


Figura 12 – Tipos de desvanecimentos em pequena escala [adaptado de [45]].

2.4.1. Desvanecimento baseado no espalhamento de atraso

Relativamente aos desvanecimentos baseados no espalhamento de atraso, existem dois tipos: desvanecimento plano (*flat fading*) e desvanecimento selectivo na frequência (*frequency selective*).

O desvanecimento plano ou não selectivo na frequência ocorre sempre que a largura de banda do sinal for menor que a largura de banda de coerência do canal e o espalhamento de atraso é inferior ao período de símbolo. Este tipo de desvanecimento provoca flutuações rápidas no sinal devido à adição vectorial dos componentes individuais, mas este não sofre distorção pois a estrutura do canal é tal que as características do espectro se mantêm constantes até que este atinja o receptor. É por este motivo que o canal de propagação que sofre de desvanecimento constante é chamado de canal de variação de amplitude ou ainda de canal de banda estreita [48]. Neste tipo de canais, não irá haver interferência inter-simbólica (ISI), podendo no entanto existir uma degradação da relação sinal ruído (SNR) se a frequência da portadora coincidir com um desvanecimento profundo, ou seja, ter um nulo na resposta em frequência. Nestes casos em que há uma deterioração da SNR, como há impossibilidade do aumento da potência do emissor devido a restrições da norma, podem ser utilizadas técnicas de diversidade (espacial, temporal e em frequência) e também códigos correctores de erros de forma a melhorar a qualidade do sinal. Por outro lado, sempre que a largura de banda do sinal for maior que a largura de banda de coerência do canal e o espalhamento de atraso for superior ao período de símbolo estamos perante um canal com desvanecimento selectivo na frequência ou canal de banda larga. Neste tipo de desvanecimento, irá existir ISI [39] mas também existe a grande vantagem das várias componentes espectrais do sinal terem um tratamento diferente por parte do canal, ou seja, se para alguns casos se estiver perante um nulo, noutros casos estaremos perante um máximo que vai fazer com que a SNR seja em média mais elevada do que no caso do desvanecimento plano pois a excursão da potência recebida não será tão elevada. Podem ser analisadas visualmente na Figura 13 com mais pormenor os dois tipos de desvanecimentos baseados no espalhamento de atraso.

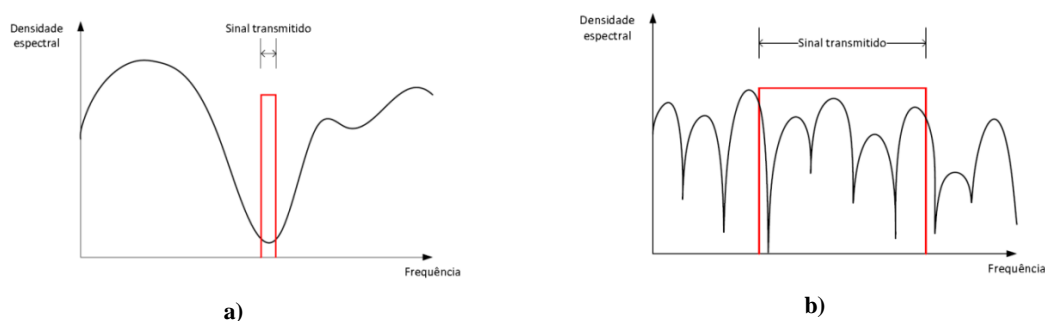


Figura 13 – a) Canal com desvanecimento plano. b) Canal com desvanecimento selectivo na frequência. [extraído de [45]].

2.4.2. Desvanecimento baseado no espalhamento de *Doppler*

O desvanecimento baseado no espalhamento de *Doppler*¹ é um desvanecimento que tem origem no efeito de *Doppler* devido à movimentação de objectos que circulam no ambiente de propagação ou mesmo da movimentação do móvel alvo. Assim, o sinal vai variar a um ritmo diferente do ritmo do canal e é de acordo com essa taxa de variação que o canal pode ser classificado como tendo desvanecimento lento ou desvanecimento rápido. No domínio do tempo o *dual*² da largura de banda de coerência é o tempo de coerência do canal (T_c) [49]. O T_c é uma medida estatística no domínio do tempo da duração em que resposta impulsiva do canal é invariante no tempo, ou seja, o T_c é o tempo entre dois sinais que foram enviados e cuja correlação das suas amplitudes é elevada.

O desvanecimento rápido ocorre quando o espalhamento de *Doppler* é elevado e o período de símbolo é superior ao tempo de coerência do canal, ou seja, as variações do canal são mais rápidas do que as variações do sinal em banda base. No desvanecimento rápido, a resposta impulsiva do canal muda durante um período de símbolo, devido à movimentação do móvel causando dispersão na frequência devido ao espalhamento de *Doppler*.

O desvanecimento lento ocorre sempre que o espalhamento de *Doppler* é reduzido e o período de símbolo é menor do que o tempo de coerência do canal, ou seja, as variações do canal são mais lentas do que as variações do sinal em banda base. Neste tipo de desvanecimento, as características do canal mudam mais lentamente relativamente à variação do sinal transmitido podendo ser considerado estático e invariante no tempo [39] e [48].

2.4.3. Parâmetros dos canais multi-percurso

De forma a caracterizar um canal rádio multi-percurso, é necessário calcular parâmetros que dependem directamente da potência recebida e que podem ser obtidos a partir de perfis de atraso de potência. Os perfis de atraso de potência são gráficos de potência recebida em função do atraso temporal que é a diferença de tempo de percurso entre as várias componentes de multi-percurso [39].

¹ O espalhamento de *Doppler* f_d é uma medida do alargamento espectral causado pelo efeito de *Doppler* e é definido como a gama de frequências na qual o espectro de *Doppler* é não nulo.

² Duas operações (funções, elementos ou sistemas) dizem-se *dual* sempre que o seu comportamento num domínio do tempo (t ou τ) é o mesmo que o outro relativamente ao correspondente domínio da frequência (frequência ou desvio de *Doppler*) [49].

2.4.3.1. Parâmetros de dispersão temporal

De forma a comparar as características de diferentes canais rádio multi-percurso, e de projectar as linhas de orientação básicas para o projecto de sistemas rádio, são calculados três parâmetros que quantificam de alguma forma o canal usado. Os parâmetros calculados são o atraso excessivo médio ($\bar{\tau}$) (*mean excess delay*), o espalhamento de atraso RMS (σ_t) (*rms delay spread*) e o atraso excessivo máximo (XdB) (*maximum excess delay ou excess delay spread*). De forma a quantificar as propriedades dispersivas no tempo de um canal de banda larga utilizam-se normalmente o atraso médio excessivo e o espalhamento de atraso RMS [39] e [40]. O atraso excessivo médio é o primeiro momento do perfil de atraso de potência e representa o atraso de propagação médio das componentes em relação à primeira componente multi-percurso que chega ao receptor sendo dado por (2.8):

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.8)$$

Onde, $P(\tau_k)$ representa a potência (em unidade linear) da primeira componente k de multi-percurso e τ_k representa o atraso de propagação da componente k relativamente ao tempo de chegada do primeiro sinal.

O espalhamento de atraso RMS é definido como a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de atraso de potência e mede o espalhamento temporal do perfil de atrasos em torno do atraso excessivo médio (os valores típicos são da ordem dos micro segundos em canais móveis *outdoor* e na ordem dos nano segundos em canais rádio *indoor*) [39]:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.9)$$

$$\sigma_t = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.10)$$

Em sistemas digitais, o atraso excessivo médio pode provocar interferência inter-simbólica (ISI), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. Ambos os atrasos são medidos relativamente à primeira componente detectada.

As equações de (2.8) a (2.10), não são confiáveis para a potência absoluta mas sim para amplitudes relativas de potência dos componentes multi-percurso. É importante notar que estes dois parâmetros são medidos a partir de um perfil de atraso de potência que é a média espacial e temporal de consecutivas respostas impulsivas que são medidas num determinado cenário.

O atraso excessivo máximo (XdB) representa o valor de atraso temporal a partir do qual a energia de multi-percurso se encontra X dB (valor estipulado) abaixo da máxima energia de multi-percurso sendo definido como:

$$\tau_{max}(X) = \tau_x - \tau_0 \quad (2.11)$$

Em que τ_x é o tempo de chegada da última componente multi-percurso que se encontra acima do limiar escolhido em dB, e τ_0 é o tempo de chegada da primeira componente.

2.4.3.2. Largura de banda de coerência

A largura de banda de coerência é uma medida estatística que caracteriza o canal rádio multi-percurso na frequência e é inversamente proporcional ao espalhamento de atraso RMS. A largura de banda de coerência é a gama de frequências na qual, duas componentes de frequência têm uma grande probabilidade de terem correlação de amplitude acentuada.

Se for definida largura de banda de coerência como a gama de frequências entre as quais o coeficiente de correlação é superior a 90% utiliza-se a expressão (2.12), se por outro lado o coeficiente de correlação escolhido for menos exigente ou seja, de 50% então, utiliza-se a expressão (2.13) [39].

$$B_c = \frac{1}{50\sigma}, \sigma \text{ é o espalhamento de atraso RMS} \quad (2.12)$$

$$B_c = \frac{1}{5\sigma}, \sigma \text{ é o espalhamento de atraso RMS} \quad (2.13)$$

Note-se que não existe uma relação exacta entre a largura de banda de coerência e espalhamento de atraso RMS e as equações (2.12) e (2.13) são apenas estimativas. Assim são necessárias técnicas de análise espectral e simulações para determinar o impacto exacto que o multi-percurso temporal tem num sinal rádio [39].

2.4.3.3. Espalhamento de Doppler e tempo de coerência

O espalhamento de atraso, e a largura de banda de coerência apesar de caracterizarem a natureza temporal dispersiva de um canal, não contêm informação acerca da natureza das variações temporais do canal causadas pela movimentação relativa entre a estação base e a estação móvel, ou pelos objectos presentes no canal. Para caracterizar a natureza destas variações temporais do canal é necessário calcular o espalhamento de *Doppler* e o tempo de coerência [39].

O espalhamento de *Doppler* representa uma medida espectral ampliada causada pelo ritmo temporal das variações do canal rádio e é definido pela gama de frequências para as quais o espectro de *Doppler* recebido é diferente de zero [39].

O tempo de coerência (T_c), é a gama temporal em que o espalhamento de *Doppler* (f_d) é significativo e é utilizado para caracterizar a natureza temporal variável do canal dispersivo na frequência no domínio do tempo. Na equação (2.14) retirada de [39], apresenta-se a relação que existe entre o espalhamento de *Doppler* e o tempo de coerência demonstrando a sua proporcionalidade inversa.

$$T_c \approx \frac{1}{f_d} \quad (2.14)$$

O tempo de coerência, é uma medida estatística da duração temporal durante a qual, a resposta impulsiva do canal é normalmente invariante e quantifica a semelhança entre a resposta do canal, em tempos diferentes. Se a largura de banda recíproca do sinal em banda base, for maior que o tempo de coerência do canal, o canal vai variar durante a transmissão causando distorção no receptor.

Se o tempo de coerência se definir como o tempo sobre o qual a função de correlação temporal é menor do que 50% então o tempo de coerência é dado pela equação (2.15) retirada de [39].

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d} \quad (2.15)$$

Onde f_d é o máximo espalhamento de *Doppler* dado por $f_d = \frac{v}{\lambda}$ onde v é a velocidade média dos objectos no ambiente de propagação.

Uma regra usual para comunicações digitais modernas é definir o tempo de coerência como a média geométrica entre as equações (2.14) e (2.15) obtendo-se a equação (2.16).

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (2.16)$$

Assim, a definição de tempo de coerência implica que dois sinais que chegam com uma separação temporal maior que T_c são afectados de forma diferente pelo canal.

Capítulo 3 O método de análise - FDTD

3.1. Métodos computacionais de simulação

Com o objectivo de estudar as propriedades electromagnéticas de uma estrutura, podem ser utilizadas várias abordagens: observação experimental, análise matemática e recurso a ferramentas de simulação. A observação experimental é a forma mais óbvia de abordar o problema mas devido à sua ineficiência é imediatamente posta de lado. A análise matemática é aplicada quando se tratam estruturas simples mas, à medida que as estruturas se vão tornando mais complexas e conseqüentemente mais reais, há a necessidade de se ter em atenção todas as suas dimensões e todos os elementos externos ou internos à própria estrutura. Nestas situações mais extremas, a análise matemática é muito difícil ou mesmo impossível de resolver restanto portanto uma forma, a análise computacional, recorrendo a artifícios de simulação. Segundo [50], os algoritmos disponíveis para análise de problemas electromagnéticos podem ser divididos em dois grandes grupos: os métodos assimpóticos ou de frequência elevada e os métodos numéricos. Os métodos numéricos aplicam-se em estruturas cujas dimensões são de no máximo dez vezes o comprimento de onda, os métodos de frequência elevada são mais indicados para estruturas que têm dimensões de muitos comprimentos de onda. Os métodos numéricos podem ser divididos em dois grupos, o primeiro referente às equações diferenciais e o outro referente às equações integrais de Maxwell e em cada uma destas duas subdivisões, existem algoritmos que fazem a análise no domínio do tempo e no domínio da frequência. Dentro dos métodos numéricos, destacam-se o método dos momentos (MOM) e o FDTD. Relativamente aos métodos de elevada frequência, evidenciam-se os métodos de traçados de raios (TR).

Para a implementação de modelos determinísticos de traçado de raios, algumas teorias e abordagens são apresentadas na literatura, com variações principalmente no que diz respeito ao tratamento da difracção. Existem várias técnicas que podem ser utilizadas num modelo determinístico ou semi-determinístico. Entre as técnicas usadas em modelos determinísticos estão: Óptica Geométrica (GO), a Teoria Geométrica da Difracção (GTD) e a sua versão uniforme (UTD), a Óptica Física (PO).

A Figura 14 representa a divisão dos métodos computacionais explicada anteriormente mostrando a existência de uma panóplia de formas de simular problemas electromagnéticos, estando cada uma vocacionada para um problema em concreto e sendo escolhida de acordo com a qualidade dos resultados que se irão obter.

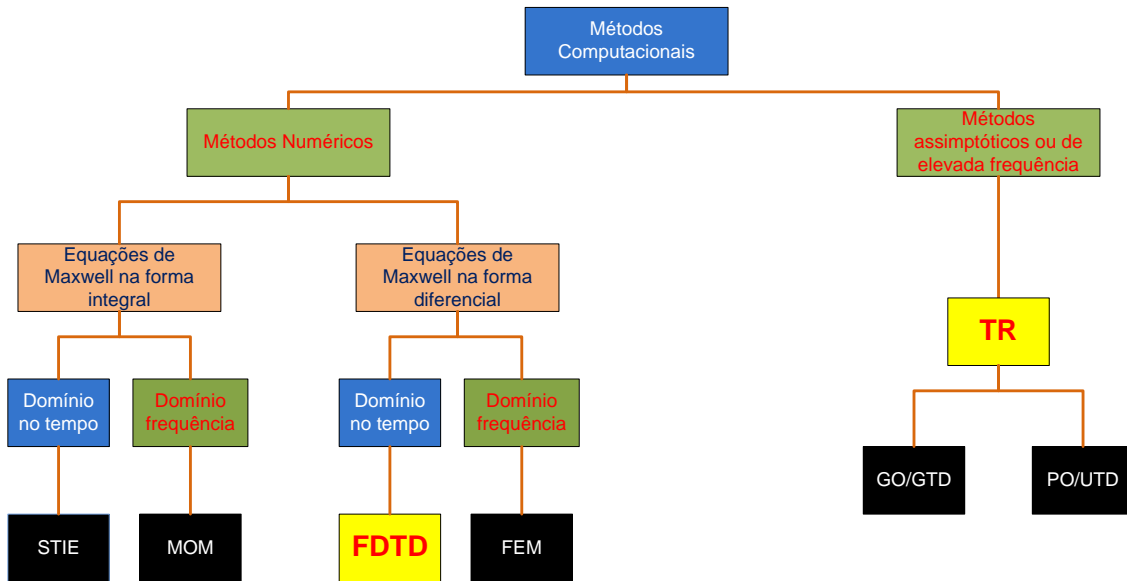


Figura 14 - Estrutura dos métodos computacionais [adaptado de [51]].

No que diz respeito à propagação rádio, os métodos de simulação que surgem com maior aceitação (não se podendo no entanto concluir que exista um método melhor ou pior do que outro uma vez que, para cada situação existe sempre um que se destaca) são:

- Método de Traçado de Raios (TR);
- Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD).

De seguida serão brevemente descritas algumas particularidades dos métodos de simulação FDTD e TR.

Uma técnica de traçado de raios aplicada à rádio propagação consiste, basicamente, na análise da propagação de ondas de radiofrequência através de um cenário que represente, com razoável fidelidade, o ambiente onde se deseja determinar a cobertura electromagnética. Esta cobertura é obtida através do cálculo dos campos gerados devido aos fenómenos (reflexões, refrações e difracções) inerentes às condições de propagação e que atingem/alteram o sinal emitido. Esta análise é feita percorrendo o campo electromagnético ao longo de trajectórias (raios) ortogonais às frentes de onda [52]. Existem dois tipos de abordagens relativamente aos algoritmos desenvolvidos, sendo que, estes podem ter origem no Método das Imagens ou no método *Shooting and Bouncing Ray* mas no entanto existem algumas definições que são de implementação obrigatória em ambos os casos como são:

- Definição de uma malha (*grid*) de pontos de recepção, segundo a resolução desejada.
- Definição das características do emissor, receptor, das antenas transmissora e receptora e inserir a antena transmissora numa determinada localização no cenário.
- Devem ser conhecidas as normais às faces e também as equações dos planos que as contêm.
- Cada raio tem o seu vector director (unitário) associado. Geometricamente, um raio é definido pelo seu vector director, a sua fonte e o seu destino (onde termina), que pode ser a antena receptora ou um ponto de intersecção com uma face. O vector campo eléctrico associado ao raio define-o electromagneticamente.
- Geralmente, a propagação envolve quatro tipos de raios: directo, reflectido, transmitido (refractado) e difractado.
- Todos os raios que têm a antena emissora como fonte, têm um par (θ, φ) associado no sistema de coordenadas esféricas da antena transmissora. O par (θ, φ) é um parâmetro de entrada para uma tabela (ou função) que contém o diagrama de radiação da antena transmissora.
- Da mesma forma, um raio que tem como destino um ponto de recepção, também terá um par (θ, φ) no sistema de coordenadas esféricas da antena receptora. Este será um dado de entrada para a tabela (ou função) do diagrama de radiação dessa antena.

Questões relativas à velocidade de execução e requisitos de armazenamento computacional, críticos em modelos teóricos, têm sido os grandes motivadoras do uso disseminado de modelos empíricos e semi-empíricos. Tais requisitos estão fortemente relacionados com as dimensões do ambiente e o número de obstáculos considerados na sua representação. Porém, a partir do momento em que o interesse se concentra no estudo da propagação em micro e pico-células, e com o desenvolvimento de técnicas de aceleração de execução dos algoritmos, aumenta significativamente a viabilidade de se trabalhar com modelos de predição teóricos [52].

Normalmente, a literatura apresenta os modelos de traçado de raios subdivididos em três categorias : modelos de duas dimensões (2D), três dimensões (3D) e duas dimensões e meia ($2D\frac{1}{2}$). Esta classificação refere-se tanto à descrição do ambiente quanto à propagação dos raios. No que se refere à descrição do ambiente, em modelos 2D os cenários são compostos por polígonos, em modelos 3D são compostos por sólidos, cada qual com sua altura, conforme o obstáculo representado e em modelos $2D\frac{1}{2}$ representam o ambiente através de sólidos com a mesma altura, usualmente paralelepípedos descrevendo uma fileira de edifícios (em geral, quando se desconhece maiores detalhes a respeito do ambiente).

Se a classificação se referir à propagação, os modelos 2D mapeiam raios num único plano (usualmente, o plano horizontal paralelo à base do cenário e com a mesma altura da antena

emissora), nos modelos 2D½ os raios são mapeados em dois planos, horizontal e vertical e nos modelos 3D os raios percorrem todo o espaço tridimensional, representando a situação real de propagação com maior fidelidade [52].

Relativamente ao FDTD, uma vez que este foi o método escolhido para a realização das simulações electromagnéticas, este será aprofundadamente estudado no decorrer deste capítulo, logo serão apenas revelados alguns pormenores.

O FDTD é um método numérico que utiliza as equações de Maxwell na forma diferencial para efectuar o cálculo dos campos eléctricos e magnéticos utilizando uma malha entrelaçada entre os diferentes campos (malha de Kane Yee) permitindo calcular o campo electromagnético de todo o cenário de simulação [53]. Em redor da malha de simulação é necessário usar uma barreira absorvente que evita as reflexões da onda nas fronteiras do cenário, reflexões que ocorrem uma vez que o cenário não é infinito, nomeadamente devido à limitação no uso dos recursos computacionais [53]. Após pós-processamento é possível calcular diversos parâmetros como são o caso de potências, tensões, etc..

Para o trabalho elaborado nesta dissertação e depois de uma leitura atenta da bibliografia disponível [50], [53] e [54], optou-se por usar o método FDTD, uma vez que este método apresenta pelo menos quatro características determinantes quando comparado com outros métodos, nomeadamente:

- Versatilidade na análise de estruturas com formas arbitrárias;
- Especificação do material em todos os pontos do domínio computacional;
- Disponibilidade de informação em banda larga, usando uma única simulação;
- Visualização dos campos electromagnéticos.

3.2. Equações de Maxwell

Com o crescimento exponencial das novas tecnologias e rápidos avanços existentes nos mais banais equipamentos do quotidiano, é cada vez mais importante estudar e compreender os fenómenos electromagnéticos que estão subjacentes ao funcionamento destes equipamentos. Assim, torna-se imprescindível compreender melhor os vários temas e fenómenos da actualidade provocados pelo avanço tecnológico, sendo fundamental estudar a obra levada a cabo por James Clerk Maxwell. Maxwell é sem dúvida o pai da evolução electromagnética existente nos dias que correm pois desenvolveu as quatro equações responsáveis pela descrição da evolução espacial e temporal de uma onda electromagnética tornando a sua teoria numa ferramenta complexa para quem a estuda mas ao mesmo tempo com uma enorme utilidade e

uma força inesgotável de compreensão dos mais variados fenómenos relativos ao electromagnetismo.

3.2.1. Equações de Maxwell (3D)

Existem quatro equações escritas por Maxwell e duas formas de representar cada uma delas: a forma diferencial e a forma integral. Na Tabela 1 estão representadas as quatro equações de Maxwell na forma integral e na forma diferencial.

Tabela 1 - Equações de Maxwell na forma Integral e Diferencial.

Equações na forma Diferencial	Equações na forma Integral
<i>Lei de Faraday</i>	
$-\nabla \times \vec{E} - \vec{M} = \frac{\delta \vec{B}}{\delta t}$ (3.1)	$\frac{\delta}{\delta t} \iint_A \vec{B} \cdot dA = -\oint_L \vec{E} \cdot dL - \iint_A \vec{M} \cdot dA$ (3.2)
<i>Lei de Ampere</i>	
$\nabla \times \vec{H} - \vec{J} = \frac{\delta \vec{D}}{\delta t}$ (3.3)	$\frac{\delta}{\delta t} \iint_A \vec{D} \cdot dA = -\oint_L \vec{H} \cdot dL - \iint_A \vec{J} \cdot dA$ (3.4)
<i>Lei de Gauss para o campo eléctrico</i>	
$\nabla \cdot \vec{D} = 0$ (3.5)	$\oiint_A \vec{D} \cdot dA = 0$ (3.6)
<i>Lei de Gauss para o campo magnético</i>	
$\nabla \cdot \vec{B} = 0$ (3.7)	$\oiint_A \vec{B} \cdot dA = 0$ (3.8)

Em que,

\vec{E} : Vector campo eléctrico (V/m).

\vec{D} : Vector densidade de fluxo eléctrico (C/m²).

\vec{H} : Vector campo magnético (A/m).

\vec{B} : Vector densidade de fluxo magnético (Wb/m²).

A : Superfície tridimensional arbitrária.

dA : Vector normal e diferencial que caracteriza a superfície A (m²).

L : Contorno fechado que envolve a superfície A.

dL : Vector dimensão diferencial do contorno L (m).

\vec{J} : Vector densidade de corrente eléctrica (A/m²).

\vec{M} : Vector densidade de corrente magnética (V/m²).

É possível relacionar o \vec{D} com o \vec{H} e o \vec{B} com o \vec{E} , uma vez considerados materiais isotrópicos, lineares e homogêneos (materiais cujas propriedades eléctricas e magnéticas não dependem da frequência, da direcção ou da intensidade do campo) através das expressões (3.9) e (3.10).

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (3.9)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (3.10)$$

Em que,

ϵ : Permittividade eléctrica. (F/m)

ϵ_r : Permittividade relativa.

ϵ_0 : Permittividade eléctrica no espaço livre.

μ : Permeabilidade magnética. (H/m)

μ_r : Permeabilidade relativa.

μ_0 : Permeabilidade magnética no espaço livre.

Também é possível relacionar o vector densidade de corrente eléctrica (\vec{J}) com o campo eléctrico (\vec{E}) e o vector densidade de corrente magnética (\vec{M}) com o campo magnético (\vec{H}) considerando-se as perdas eléctricas e magnéticas desses mesmos materiais. A relação é a apresentada nas equações (3.11) e (3.12).

$$\vec{J} = \vec{J}_{origem} + \sigma \vec{E} \quad (3.11)$$

$$\vec{M} = \vec{M}_{origem} + \sigma' \vec{H} \quad (3.12)$$

Em que,

σ : Condutividade eléctrica. (S/m)

σ' : Resistividade magnética. (Ω/m)

Fazendo uma substituição, ou seja, recorrendo às equações (3.9) a (3.12) e substituindo-as nas equações (3.1) e (3.3) obtêm-se as equações de Maxwell na forma diferencial.

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} (\vec{M}_{origem} + \sigma' \vec{H}) \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\epsilon} (\vec{J}_{origem} + \sigma \vec{E}) \quad (3.14)$$

De seguida vamos subdividir estas duas equações em coordenadas cartesianas o que vai resultar em seis equações. Este procedimento conduz-nos às equações (3.15) a (3.20).

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{origem_x} + \sigma' H_x) \right] \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - (M_{origem_y} + \sigma' H_y) \right] \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{origem_z} + \sigma' H_z) \right] \quad (3.17)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - (J_{origem_x} + \sigma E_x) \right] \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{origem_y} + \sigma E_y) \right] \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{origem_z} + \sigma E_z) \right] \quad (3.20)$$

O conjunto das equações (3.15) a (3.20) são a base numérica do algoritmo FDTD para interacção de ondas electromagnéticas com objectos a três dimensões. Note-se que as leis de *Gauss* estão implícitas no posicionamento dos campos eléctricos e magnéticos na matriz FDTD e na derivação numérica espacial sobre as componentes dos campos que modelam as acções do operador divergente [53].

A abordagem acima descrita, representa o estudo das equações de Maxwell para um sistema a três dimensões mas, seria importante compreender melhor alguns fenómenos electromagnéticos, e até mesmo ter um melhor conhecimento acerca dos algoritmos e expressões analíticas. Nesse sentido, é fundamental fazer o mesmo estudo para uma e duas dimensões.

3.2.2. Equações de Maxwell (2D)

Para estudar as equações de Maxwell a duas dimensões, admite-se que para a estrutura em estudo, o campo segundo uma das coordenadas não varia. Admitindo que esta situação acontece para a coordenada z, ou seja, que segundo esta coordenada não existe variação, então, significa que todas as derivadas parciais dos campos respeitantes a z são iguais a zero, o que significa que segundo esse eixo, a geometria não vai apresentar qualquer variação.

Neste caso, as seis equações (3.15) a (3.20), podem ser divididas em dois conjuntos. Em primeiro lugar, pode-se observar que em três destas equações, as componentes do campo magnético são perpendiculares ao eixo zz ou seja não existem componentes do campo

magnético segundo este eixo. Estas equações formam o modo *Transverse Magnetic* (TM) como representado de (3.21) a (3.23). Por outro lado, quando são as componentes do campo eléctrico que são perpendiculares ao eixo dos zz, não existindo componente do campo eléctrico segundo o eixo dos zz, estamos perante o modo *Transverse Electric* (TE). O TE pode ser observado de (3.24) a (3.26).

Tabela 2 – Equações de Maxwell a 2D (modos TM_z e TE_z).

<u><i>Transverse Magnetic (TM_z)</i></u>	
$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[-\frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{origem_x} + \sigma' H_x) \right]$	(3.21)
$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - (M_{origem_y} + \sigma' H_y) \right]$	(3.22)
$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{origem_z} + \sigma E_z) \right]$	(3.23)
<u><i>Transverse Electric (TE_z)</i></u>	
$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - (J_{origem_x} + \sigma E_x) \right]$	(3.24)
$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{origem_y} + \sigma E_y) \right]$	(3.25)
$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{origem_z} + \sigma' H_z) \right]$	(3.26)

Observa-se nas expressões TM_z e TE_z presentes na Tabela 2 que os dois modos são distintos, não apresentando vectores de campo comuns. Estas diferenças podem despoletar fenómenos físicos associados que podem ser diferentes devido à orientação dos campos relativamente ao modelo que se está a estudar [53]. Nesse sentido, para uma determinada situação, estes modos podem ser usados simultaneamente ou tendo em conta as considerações anteriores, pode ser usado apenas um modo em separado.

3.2.3. Equações de Maxwell (1D)

Para a simplificação das equações de Maxwell a uma dimensão, admita-se que nem o campo electromagnético nem o modelo a testar, têm qualquer variação segundo a direcção z e y, nesse caso assume-se que todas as derivadas parciais em z e em y são nulas formando assim um espaço infinito nas direcções z e y e um espaço de propagação segundo o eixo dos xx. Vamos simplificar as equações resultantes da simplificação a duas dimensões TM_z e TE_z nas equações *Transverse Electric Magnetic* (TEM) (3.27) a (3.30) em que a componente do campo eléctrico é perpendicular à do campo magnético e ao mesmo tempo, estas são perpendiculares à direcção de propagação. Na Tabela 3 estão representadas as equações de Maxwell a uma dimensão.

Tabela 3 – Equações de Maxwell a 1D (modo TEM).

<i>Transverse Electric Magnetic (TEM)</i>	
$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - (M_{origem_y} + \sigma' H_y) \right]$	(3.27)
$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - (J_{origem_z} + \sigma E_z) \right]$	(3.28)
$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{origem_y} + \sigma E_y) \right]$	(3.29)
$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{origem_z} + \sigma' H_z) \right]$	(3.30)

3.3. Diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)

3.3.1. O método FDTD de Kane Yee (1966)

Decorria o ano de 1966 quando Kane Shee-Gong Yee criou o FDTD, propondo uma técnica de discretização elegante das equações de Maxwell na sua forma diferencial. Numa primeira fase, talvez pelas grandes limitações computacionais e de memória da altura, este método não teve grande aceitação por parte da comunidade científica. No entanto, estava colocada a primeira pedra para uma grande obra que viria a revolucionar o mundo da simulação electromagnética. Este método possibilita uma melhor e mais simples compreensão dos fenómenos físicos que ocorrem na propagação de ondas electromagnéticas, permitindo ter uma visualização gráfica dos resultados. Yee propôs duas grelhas de pontos, desfasadas espacialmente e temporalmente, sendo uma para o campo eléctrico e a outra para o campo magnético. No método de Yee uma vez que se tem de definir um domínio computacional (espaço onde a simulação irá decorrer) e sabendo-se que num sistema de coordenadas cartesiano, um campo electromagnético tem três componentes, este método foi representado por intermédio de um cubo. Como se pode ver na Figura 15, este método, posiciona as componentes do campo eléctrico no centro das arestas do cubo e em redor deste, existem quatro componentes do campo magnético. O mesmo acontece com o campo magnético que se encontra no centro das faces do cubo e tem sempre quatro componentes do campo eléctrico à sua volta. Esta representação, de certa forma, demonstra a natureza sinusoidal do campo electromagnético imposto pelas equações de Gauss nas regiões onde não se acumula carga [53].

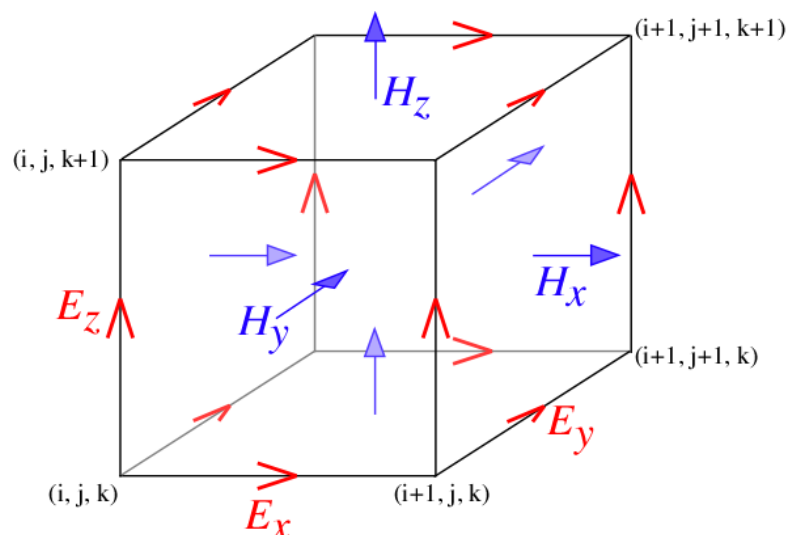


Figura 15 – Cubo de Yee - posicionamento das componentes dos campos eléctrico e magnético numa célula tridimensional.

Essencialmente, este algoritmo consiste na transformação das equações diferenciais de Maxwell em equações diferença, discretizadas, de fácil compreensão e implementáveis facilmente em *software*. Neste algoritmo, o campo eléctrico é calculado num determinado instante temporal e o campo magnético é calculado no instante imediatamente seguinte, alternando este processo até que o estado estacionário seja atingido. É por intermédio de uma grelha formada por cubos de Yee que se consegue posicionar os campos eléctricos e magnéticos desfasados espacialmente e temporalmente.

Quando se transformam as equações de Maxwell em equações diferença, constata-se que o valor do campo eléctrico num determinado instante temporal e num determinado ponto espacial, depende do campo eléctrico calculado no mesmo ponto espacial mas no instante temporal imediatamente anterior e também dos campos magnéticos que o rodeiam no instante temporal imediatamente anterior. O mesmo acontece com o campo magnético, uma vez que este é também rodeado por campos eléctricos, dependendo do campo magnético calculado no mesmo ponto espacial mas no instante temporal imediatamente anterior e também dos campos eléctricos calculados no instante temporal imediatamente anterior. De forma a compreender melhor o entrelaçamento dos campos, na Figura 16 está representada a grelha FDTD unidimensional representando neste caso a componente H_y e E_z .

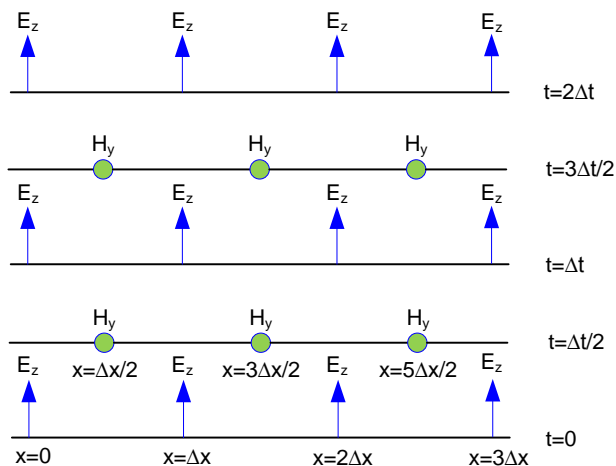


Figura 16 – Posição de H_y e E_z no tempo e espaço para uma grelha FDTD unidimensional.

Pode-se observar na Figura 16 que todas as componentes \vec{E} são calculadas e armazenadas num determinado instante de tempo em toda a região de interesse utilizando valores de \vec{H} armazenados anteriormente, e vice-versa.

3.3.2. O algoritmo de Kane Yee

Quando Yee em 1966 fez nascer o método FDTD, apresentou um conjunto de equações, chamadas equações diferença que permitem resolver as equações diferenciais de Maxwell para os casos em que $\sigma \neq 0$ e $\sigma' \neq 0$.

Seguindo a notação de Yee, no caso mais geral, teremos quatro graus de liberdade (três no espaço e um no tempo). Yee define um ponto da grelha como:

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.31)$$

Sendo i, j, k inteiros e $\Delta x, \Delta y$ e Δz incrementos das células segundo os eixos dos x, y e z , como indicado na Figura 15.

Analogamente, definiu uma função no tempo e no espaço que é calculada num ponto genérico da grelha definida como:

$$F^m = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, m\Delta t) \quad (3.32)$$

Em que, Δt é o incremento temporal uniformemente distribuído no intervalo de observação e m um inteiro.

De forma a demonstrar o que foi explicado anteriormente, ou seja, a necessidade de transformar as equações de Maxwell na forma diferencial em equações diferença, aplicando directamente a definição de derivação num determinado ponto e assumindo a notação apresentada em (3.31) e (3.32). Considerando como exemplo, a primeira derivada espacial na direcção x , prova-se que:

$$\frac{\partial F_{(i,j,k)}^m}{\partial x} = \frac{F_{(i+\frac{1}{2},j,k)}^m - F_{(i-\frac{1}{2},j,k)}^m}{\Delta x} \quad (3.33)$$

Repare-se que o incremento $\pm 1/2$ no índice i corresponde à diferença finita segundo Δx . Yee utilizou esta notação porque tinha o objectivo de entrelaçar os campos \vec{E} e \vec{H} com intervalos de $\Delta x/2$. O mesmo raciocínio pode ser feito para $\frac{\partial F_{(i,j,k)}^m}{\partial y}$ e $\frac{\partial F_{(i,j,k)}^m}{\partial z}$ em que apenas teria se incrementar os índices j e k de $\pm 1/2$.

Foi também definida uma expressão para calcular a derivada em ordem ao tempo num ponto fixo no espaço sendo representada do seguinte modo:

$$\frac{\partial F_{(i,j,k)}^m}{\partial t} = \frac{F_{(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} - F_{(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}}}{\Delta t} \quad (3.34)$$

De forma a obter as equações que regem o FDTD, basta aplicar as ideias e a notação anterior às equações (3.15) a (3.20).

Considerando a expressão (3.19) que se repete a seguir:

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{origem_y} + \sigma E_y) \right]$$

Substituindo as derivadas temporais e espaciais num instante genérico m pelas equações anteriores, obtém-se numa primeira fase:

$$\frac{E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} - E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = \frac{\mathbf{1}}{\varepsilon_{i,j,k}} \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{H_{x(i,j,k+\frac{1}{2})}^m - H_{x(i,j,k-\frac{1}{2})}^m}{\Delta z} \\ - \frac{H_{z(i+\frac{1}{2},j,k)}^m - H_{z(i-\frac{1}{2},j,k)}^m}{\Delta x} \\ - (J_{origem_y(i,j,k)}^m + \sigma_{(i,j,k)} E_{y(i,j,k)}^m) \end{array} \right] \quad (3.35)$$

É de salientar que todas as quantidades do lado direito da expressão, são calculados no instante m inclusivamente o campo E_y cujo valor é influenciado pela condutividade eléctrica σ . Pode-se verificar pela análise da expressão (3.35) que o campo E_y , para o instante n não tem valores definidos disponíveis em memória (estando apenas para o instante $m - \frac{1}{2}$), e portanto, tem de se estimar esse valor [53]. A melhor forma de estimar esse termo é utilizando um método conhecido como aproximação semi-implícita. Nesta aproximação, admite-se que o valor de E_y no instante de tempo n é igual à média aritmética do valor de E_y no instante $m - \frac{1}{2}$ e o valor a calcular em $m + \frac{1}{2}$ ou seja:

$$E_{y(i,j,k)}^m = \frac{E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} + E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}}}{2} \quad (3.36)$$

Fazendo uma simples substituição de (3.36) em (3.35) e multiplicando ambos os membros da expressão por Δt obtém-se:

$$E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} - E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}} = \frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{H_x^m(i,j,k+\frac{1}{2}) - H_x^m(i,j,k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^m(i+\frac{1}{2},j,k) - H_z^m(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \\ - \left(J_{origem\ y}^m(i,j,k) + \sigma_{(i,j,k)} \frac{E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} + E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}}}{2} \right) \end{array} \right] \quad (3.37)$$

Note-se que tanto o termo $E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}}$ como o termo $E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}}$ estão presentes em ambos os lados da expressão (3.37).

Um próximo passo para obter as equações principais do algoritmo FDTD, é simplesmente, isolar o termo $E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}}$ do lado esquerdo e dividir ambos os termos da expressão por $\left(1 + \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \epsilon_{(i,j,k)}}\right)$ para se obter o avanço temporal desejado para $E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}}$, obtendo-se assim:

$$E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} = \left[\frac{1 - \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \epsilon_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \epsilon_{(i,j,k)}}} \right] E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}} + \left[\frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \epsilon_{(i,j,k)}}} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} \frac{H_x^m(i,j,k+\frac{1}{2}) - H_x^m(i,j,k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \\ - \frac{H_z^m(i+\frac{1}{2},j,k) - H_z^m(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \\ - \left(J_{origem\ y}^m(i,j,k) \right) \end{array} \right] \quad (3.38)$$

Da mesma forma, é possível obter as expressões dos campos E_x e E_z .

É importante referir que analogamente é possível obter os campos H_x , H_y e H_z . Nestas equações relativas ao campo magnético, o termo $\sigma_{(i,j,k)} E_{(i,j,k)}^m$ é substituído pelo termo $\sigma'_{(i,j,k)} H_{(i,j,k)}^m$ que representa a resistividade magnética ou seja as perdas associadas ao campo magnético. Como comparação, apresenta-se a seguir a expressão para H_y :

$$H_{y(i,j,k)}^{m+1} = \left[\frac{1 - \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}} \right] H_{y(i,j,k)}^m + \left[\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}} \right] \cdot \begin{bmatrix} \frac{E_z^{m+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k) - E_z^{m+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \\ E_x^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k+\frac{1}{2}) - E_x^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k-\frac{1}{2}) \\ \frac{\Delta z}{- \left(M_{origem_y}^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k) \right)} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Por observação das expressões (3.38) e (3.39), pode-se concluir que o valor de um campo electromagnético em qualquer ponto do espaço, apenas depende do seu valor no instante anterior, das componentes do outro campo em pontos adjacentes e das correntes eléctricas ou magnéticas conhecidas.

Note-se que este método permite definir para cada ponto espacial as suas características eléctricas e magnéticas sendo por isso possível definir algumas constantes, que facilitam a escrita das equações faladas anteriormente, logo temos de uma forma mais compacta:

$$C_{a(i,j,k)} = \frac{1 - \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \varepsilon_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \varepsilon_{(i,j,k)}}} \quad (3.40) \quad C_{b(i,j,k)} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \varepsilon_{(i,j,k)}}} \quad (3.41)$$

$$D_{a(i,j,k)} = \frac{1 - \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}} \quad (3.42) \quad D_{b(i,j,k)} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{(i,j,k)}}}{1 + \frac{\sigma'_{(i,j,k)} \times \Delta t}{2 \times \mu_{(i,j,k)}}} \quad (3.43)$$

Em termos de conclusão da dedução das equações fundamentais para o método FDTD, as equações (3.38) e (3.39), podem ser completadas com as equações (3.40) a (3.43) formando assim as equações:

$$E_{y(i,j,k)}^{m+\frac{1}{2}} = C_{a(i,j,k)} \cdot E_{y(i,j,k)}^{m-\frac{1}{2}} + C_{b(i,j,k)} \cdot \begin{bmatrix} \frac{H_x^m(i,j,k+\frac{1}{2}) - H_x^m(i,j,k-\frac{1}{2})}{\Delta z} \\ \frac{H_z^m(i+\frac{1}{2},j,k) - H_z^m(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \\ - \left(J_{origem_y}^m(i,j,k) \right) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$H_y^{m+1} = D_{a(i,j,k)} \cdot H_y^m + D_{b(i,j,k)} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E_z^{m+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2},j,k) - E_z^{m+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2},j,k)}{\Delta x} \\ E_x^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k+\frac{1}{2}) - E_x^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k-\frac{1}{2}) \\ \frac{\Delta z}{\Delta z} \\ - \left(M_{origem y}^{m+\frac{1}{2}}(i,j,k) \right) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

3.3.3. Precisão e condição de estabilidade

Antes de se poderem implementar as equações diferença apresentadas anteriormente, e de forma a resolver problemas baseados em métodos numéricos, é necessário definir duas grandezas para evitar a dispersão dos resultados e garantir precisão e estabilidade do algoritmo [51] e [53]: em primeiro lugar o incremento temporal (Δt) a utilizar e também a dimensão das células espaciais de Yee ($\Delta x, \Delta y$ e Δz).

O incremento temporal Δt é uma grandeza que faz variar as características de propagação dentro de uma célula de Yee e que tem de ser bem escolhido para evitar a dispersão dos resultados e garantir a estabilidade do sistema. Assim, a expressão (3.46) tem de ser garantida [53]:

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{m\acute{a}x}} \cdot \left[\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.46)$$

Considerando o caso prático para duas dimensões, admita-se que $\Delta = \Delta x = \Delta y$, para garantir que não existe dispersão temos de garantir a expressão (3.47):

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{m\acute{a}x}} \cdot \left[\frac{1}{\Delta^2} + \frac{1}{\Delta^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \Leftrightarrow \Delta t \leq \frac{\Delta}{v_{m\acute{a}x} \cdot \sqrt{2}} \quad (3.47)$$

Note-se que o $v_{m\acute{a}x}$ é a velocidade máxima de propagação no meio a ser modelado.

Esta condição, garante que em cada Δt , a onda em questão apenas se propaga dentro de uma célula de Yee, evitando assim que haja instabilidade. A estabilidade obtém-se uma vez que Δt é menor que o tempo de propagação da onda enquanto se encontra numa única célula, garantindo-se assim que a onda não se propague mais rapidamente que o algoritmo FDTD [51].

Relativamente à dimensão da célula de Yee, ou seja, o valor dos incrementos espaciais utilizados na simulação ($\Delta x, \Delta y$ e Δz) estes têm de ser suficientemente pequenos para que os resultados sejam minimamente fiáveis à maior frequência utilizada mas também têm de ser

razoavelmente grandes para que seja possível realizar a simulação uma vez que são estes incrementos que vão influenciar a eficiência do simulador em termos computacionais [53].

De acordo com (3.48), a dimensão da célula de Yee é normalmente um valor entre dez a vinte vezes menor do que o comprimento de onda, sendo fulcral no cálculo deste que se saiba exactamente quais os materiais a utilizar [53]. O conhecimento dos materiais, é importante pois da física, quanto maior a permitividade eléctrica ou a condutividade eléctrica, menor o comprimento de onda para uma determinada frequência sendo também menor a dimensão de uma célula.

$$\Delta_{x,y,z} \leq \frac{\lambda_{min}}{[10; 20]} \quad (3.48)$$

Quando os resultados a obter têm de ter obrigatoriamente um grau de certeza elevado, este factor pode ser de vinte ou mais células por comprimento de onda [51].

3.3.4. Condições Fronteira

Na simulação de situações realistas, ou seja, cenários abertos em que o espaço a simular é bastante grande, sendo por vezes mesmo necessário que a solução seja obtida num espaço infinito, existe um problema computacional associado a este facto, uma vez que os recursos computacionais agregados à quantidade de dados a armazenar são limitados. Sendo assim, o cenário de simulação a criar será sempre limitado e engloba os objectos a serem modelados e algumas células para além destes [51]. Da análise da Figura 16, e de acordo com o explicado em 3.3.1, temos então um campo eléctrico dependente dele próprio e também de dois campos magnéticos adjacentes e um campo magnético dependente de dele próprio e também de dois campos eléctricos adjacentes. O problema surge quando os campos referidos se encontram na extremidade do cenário de simulação como representado na Figura 17 a 2D. Se tivermos em conta as componentes do campo magnético que se encontram na extremidade da grelha, estas precisam das componentes adjacentes do campo eléctrico e que, da análise da Figura 17 se encontram todas dentro da grelha de análise o que não levanta nenhum problema no cálculo das componentes do campo magnético. Por outro lado, para o cálculo das componentes do campo eléctrico são necessárias algumas componentes do campo magnético que não se encontram no interior da grelha. Posto isto, pode-se inferir que apenas é necessário aplicar condições fronteiras no cálculo da componente do campo eléctrico [51].

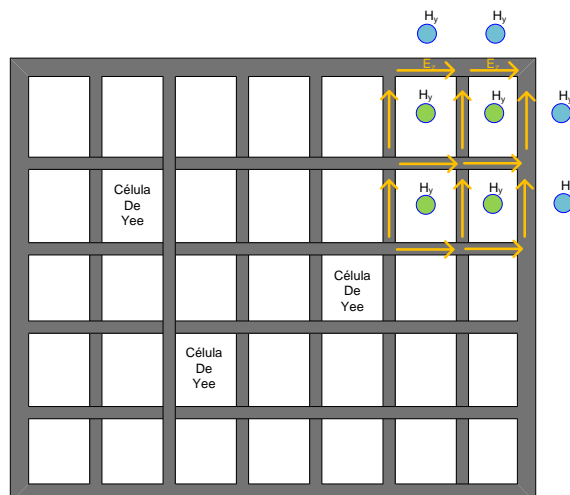


Figura 17 – Condições fronteira.

Devido a este problema, é necessário estimar o valor das componentes do campo magnético que se encontram fora do cenário de simulação para que não existam reflexões electromagnéticas na fronteira da malha a simular.

Assim, exploraram-se um conjunto de equações diferenciais, denominadas *Absorbing Boundary Conditions* (ABC) [55], cujas soluções introduzidas primeiramente por Mur [56] e mais recentemente por Bérenger [57] foram as propostas melhor aceites pela comunidade científica. Estas equações quando aplicadas no cenário, provocam um desvanecimento gradual muito aceitável das ondas electromagnéticas na fronteira, evitando assim a existência de indesejáveis reflexões nas paredes da grelha de simulação, estimando o valor dos campos que caem fora da malha.

3.3.5. Convolutional Perfect Matched Layers (CPML)

Como referido em 3.3.4, é preponderante o uso de condições absorventes para que as ondas electromagnéticas não reflectam nas fronteiras do cenário de simulação. Nesse sentido, neste trabalho vai ser estudada a técnica *Convolutional Perfect Matched Layer* (CPML), como uma evolução da técnica ABC introduzida por Bérenger denominada de *Perfect Matched Layer* (PML)[57]. Apesar das PML terem obtido resultados mais aceitáveis na redução de reflexões relativamente às ABC's propostas por Mur [56] e serem consideradas pela comunidade científica como o método mais eficaz e a forma mais robusta de terminar malhas FDTD [58], a formulação original proposta por Bérenger, tem duas grandes lacunas. Em primeiro lugar, a absorção das ondas evanescentes não é de todo eficaz, havendo o cuidado obrigatório de se ter de afastar suficientemente o PML dos obstáculos para que as ondas evanescentes consigam

decair o suficiente evitando as reflexões [59] a [61], por outro lado, esta técnica sofre também de alguns problemas de reflexões fundamentalmente quando as malhas a simular são de dimensões muito grandes ou quando o tempo de simulação necessário é muito elevado [59] e [62].

Em [63], Kuzuoglu e Mittra, propuseram uma forma sólida de causalidade do PML deslocando o pólo dependente da frequência para fora do eixo real colocando-o na metade imaginária negativa do plano complexo ficando este método conhecido como *Complex Frequency-Shifted* (CFS- PML). Esta técnica não gerou muita atenção uma vez que é limitada a simulações a três dimensões pois utiliza três variáveis auxiliares para representar as actualizações dos campos. No entanto, estudos posteriores, valorizaram esta técnica descobrindo que é especialmente eficaz na absorção das ondas evanescentes e também em simulações muito demoradas [64].

Em Junho de 2000, Roden e Gedney propuseram à comunidade científica o método CPML [64], um método que se baseava no CFS-PML e também na convolução recursiva. O CPML apenas necessita de duas variáveis auxiliares para cada ponto discreto dos campos, apresentando assim vantagens relativamente ao CFS-PML. Esta nova técnica, é extremamente robusta uma vez que absorve as ondas nos mais variadíssimos meios, sejam estes isotrópicos e homogéneos, não homogéneos, com perdas, dispersivos ou anisotrópicos sem necessidade de serem feitas generalizações como acontece noutras técnicas anteriores [65] a [67].

A proposta de Roden e Gedney baseia o seu estudo na noção de coordenadas estendidas proposto inicialmente por Bérenger em que, a título de exemplo e numa projecção no eixo dos x da lei de Ampère tem-se:

$$j\omega\varepsilon E_x + \sigma E_x = \frac{1}{s_y} \frac{1}{\partial y} H_z - \frac{1}{s_z} \frac{1}{\partial z} H_y \quad (3.49)$$

Em que s_i representa as coordenadas métricas estendidas propostas no modelo inicial do PML proposto por Bérenger [57] dadas por:

$$s_i = 1 + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0}, i = x, y \text{ ou } z \quad (3.50)$$

Num passo seguinte, a equação (3.49) é transformada no domínio do tempo e devido à dependência que as coordenadas métricas estendidas têm na frequência, esta transformação resulta numa convolução do lado direito da equação (3.49) dando origem à equação (3.51):

$$\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} E_x + \sigma E_x = \bar{s}_y(t) * \frac{\partial}{\partial y} H_z - \bar{s}_z(t) * \frac{\partial}{\partial z} H_y \quad (3.51)$$

Onde $\bar{s}_i(t)$ representa a transformada de Laplace de s_i^{-1} [68].

O método CPML, é baseado na discretização da equação (3.51) utilizando as variáveis estendidas na forma complexa como proposto por Kusuoglu e Mittra que assumiram que:

$$s_i = k_i + \frac{\sigma_i}{\alpha_i + j\omega\varepsilon_0}, i = x, y, ou z \quad (3.52)$$

Onde α_i e σ_i são valores reais positivos e k_i é um valor real superior ou igual a um.

Definindo agora $\bar{s}_i = s_i^{-1}$ e utilizando a teoria da transformada de Laplace, pode-se verificar que \bar{s}_i tem a resposta impulsiva dada pela equação (3.53):

$$\bar{s}_i(t) = \frac{\delta(t)}{k_i} - \frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 k_i^2} e^{-((\sigma_i/\varepsilon_0 k_i) + (\alpha_i/\varepsilon_0))t} u(t) = \frac{\delta(t)}{k_i} + \zeta_i(t) \quad (3.53)$$

Onde $\delta(t)$ representa o impulso unitário e $u(t)$ representa a função em degrau. Substituindo (3.53) em (3.51) obtém-se:

$$\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{1}{k_y} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{1}{k_z} \frac{\partial}{\partial z} H_y + \zeta_y(t) * \frac{\partial}{\partial y} H_z - \zeta_z(t) * \frac{\partial}{\partial z} H_y \quad (3.54)$$

De forma a permitir uma representação eficiente da convolução representada em (3.54), a resposta impulsiva de $\zeta_i(t)$ é dada por Z_{oi} :

$$\begin{aligned} Z_{oi}(m) &= \int_{m\Delta_t}^{(m+1)\Delta_t} i(\tau) d\tau = -\frac{\sigma_i}{\varepsilon_0 k_i^2} \int_{m\Delta_t}^{(m+1)\Delta_t} e^{-((\sigma_i/\varepsilon_0 k_i) + (\alpha_i/\varepsilon_0))\tau} d\tau \\ &= a_i e^{-((\sigma_i/k_i) + \alpha)(m\Delta_t/\varepsilon_0)} \end{aligned} \quad (3.55)$$

Onde,

$$a_i = \frac{\sigma_i}{(\sigma_i k_i + k_i^2 \alpha_i)} (e^{-((\sigma_i/k_i + \alpha)(\Delta_t/\varepsilon_0))} - 1.0) \quad (3.56)$$

Fazendo a substituição de (3.55) e (3.56) em (3.54), obtém-se a discretização temporal e espacial numa malha entrelaçada de Yee:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} - E_x^n{}_{i+\frac{1}{2}j,k}}{\Delta_t} + \sigma \frac{E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} + E_x^n{}_{i+\frac{1}{2}j,k}}{2} = \\
 \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j-\frac{1}{2},k}}{k_y \Delta_y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k+\frac{1}{2}} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k-\frac{1}{2}}}{k_z \Delta_z} + \sum_{m=0}^{N-1} Z_{0y}(m) \frac{H_z^{n-m+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n-m+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j-\frac{1}{2},k}}{\Delta_y} - \\
 + \sum_{m=0}^{N-1} Z_{0z}(m) \frac{H_y^{n-m+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k+\frac{1}{2}} - H_y^{n-m+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k-\frac{1}{2}}}{\Delta_z}
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

A convolução discreta apresentada na equação (3.57) é uma solução bastante dispendiosa na forma apresentada, mas observa-se que a forma exponencial das componentes $Z_{0i}(m)$ permite que as somas sejam efectuadas de uma forma recursiva usando o método recursivo de convolução [69] e [70], assim, com o uso desta técnica surgem as expressões auxiliares ψ_i que permitem a simplificação da equação (3.57) dando origem a:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} - E_x^n{}_{i+\frac{1}{2}j,k}}{\Delta_t} + \sigma \frac{E_x^{n+1}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} + E_x^n{}_{i+\frac{1}{2}j,k}}{2} = \\
 \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j-\frac{1}{2},k}}{k_y \Delta_y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k+\frac{1}{2}} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k-\frac{1}{2}}}{k_z \Delta_z} + \psi_{e_{xy}}^{n+1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} - \psi_{e_{xz}}^{n+1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k}
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

Onde:

$$\psi_{e_{xy}}^{n+1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} = b_y \psi_{e_{xy}}^{n-1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} + a_y (H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j+\frac{1}{2},k} - H_z^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j-\frac{1}{2},k}) / \Delta_y \tag{3.59}$$

$$\psi_{e_{xz}}^{n+1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} = b_z \psi_{e_{xz}}^{n-1/2}{}_{i+\frac{1}{2}j,k} + a_z (H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k+\frac{1}{2}} - H_y^{n+\frac{1}{2}}{}_{i+\frac{1}{2}j,k-\frac{1}{2}}) / \Delta_z \tag{3.60}$$

Em que a_i foi apresentado em (3.56) e b_i será:

$$b_i = e^{-((\sigma_i/k_i + \alpha_i)(\Delta_t/\varepsilon_0))} \tag{3.61}$$

Note-se que expressões similares deverão ser escritas para os restantes campos.

Na Figura 18 está representado um cenário de simulação em que se representa o andamento espacial da componente H_z da onda electromagnética e onde é possível ver nas fronteiras da zona de interesse, um desvanecimento progressivo da onda na malha CPML em torno do cenário, não existindo reflexões.

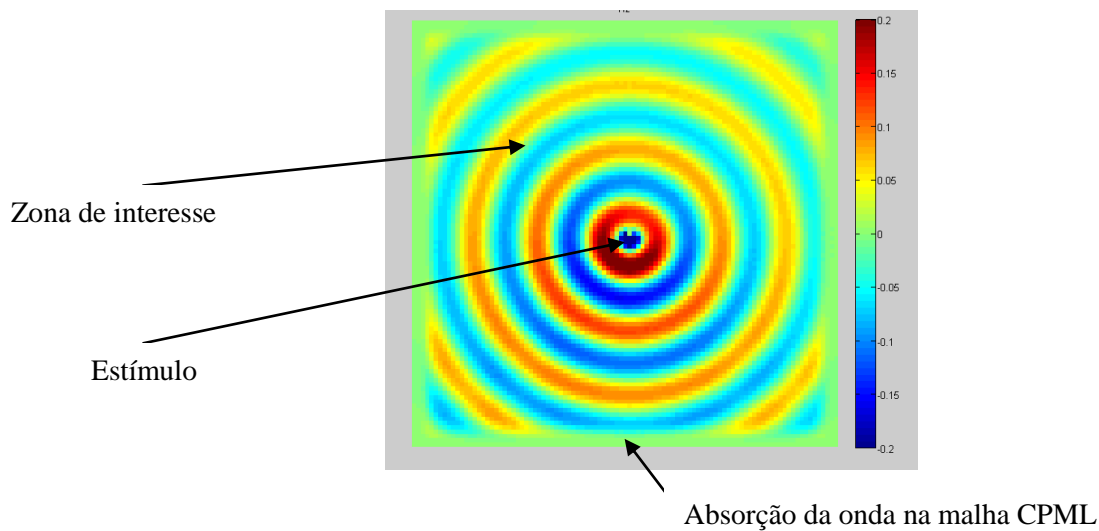


Figura 18 – Representação do andamento da onda electromagnética do campo Hz e consequente absorção na região de CPML.

3.3.6. O estímulo

O estímulo ou fonte é um elemento imprescindível quando se fala de sistemas que têm como objectivo propagar um sinal. O estímulo a utilizar num sistema de telecomunicações, tem de estar de acordo com o tipo de análise que se pretende realizar. Assim, se a análise pretendida for apenas a uma frequência, utiliza-se uma sinusóide com uma determinada frequência central como estímulo, se por outro lado se pretender analisar a resposta em função da frequência é importante utilizar um pulso gaussiano, uma vez que o seu espectro vai desde DC até teoricamente uma frequência infinita. Por fim mas não menos importante surge o estímulo que permite analisar uma determinada gama de frequências, gerado por intermédio de uma sinusóide modelada por um pulso gaussiano. De acordo com o estímulo pretendido, temos de caracterizar os seus parâmetros.

Relativamente à análise a uma frequência, o estímulo sinusoidal, no domínio do tempo será:

$$v(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.62)$$

Em que A é a amplitude da onda em V e f_0 a frequência de interesse. Na Figura 19 está representado um exemplo de um estímulo sinusoidal no domínio do tempo com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \times 10^9$ Hz.

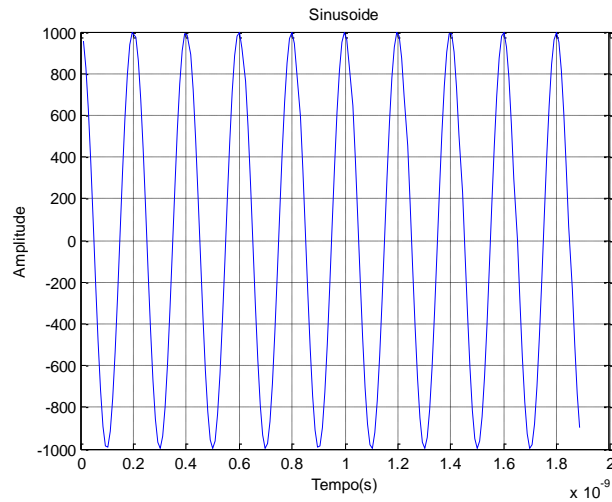


Figura 19 – Sinusóide com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \text{ GHz}$.

No caso da análise depender de um estímulo composto por um pulso gaussiano, pode-se escrever a sua expressão como:

$$v(t) = e^{-\alpha t^2} \quad (3.63)$$

Em que α representa a atenuação.

Recorrendo às transformadas de Fourier, a equação (3.63) pode ser escrita no domínio da frequência da seguinte forma:

$$V(f) = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{-\frac{\pi^2}{\alpha} f^2} \quad (3.64)$$

Normalizando a equação (3.64) obtém-se:

$$V(f) = e^{-\frac{\pi^2}{\alpha} f^2} \quad (3.65)$$

Calculando agora o seu valor em dB, pode-se escrever a equação (3.65) do seguinte modo:

$$V(f)_{dB} = \frac{20\pi^2 f^2}{\alpha \ln 10} \quad (3.66)$$

Assim, se se pretender que para uma determinada frequência f , $V(f)_{dB}$ se encontre n dB abaixo do seu valor máximo, α será dado pela equação (3.67):

$$\alpha = \frac{20\pi^2 f_0^2}{n \ln 10} \quad (3.67)$$

Na Figura 20 está representado no domínio do tempo um pulso gaussiano com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \times 10^9 \text{ Hz}$ e α representado por (3.67) com $n = 50$.

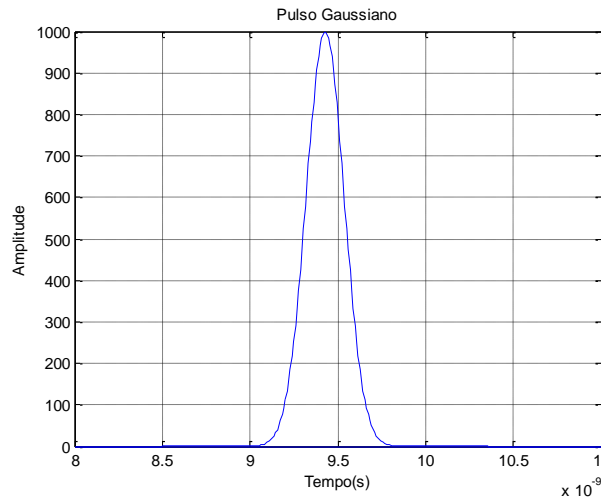


Figura 20 – Pulso Gaussiano com $A = 1000$ e $f_0 = 5 \text{ GHz}$.

Por fim, pode-se também caracterizar o estímulo sinusoidal modelado por um pulso gaussiano, assim a sua expressão no domínio do tempo é:

$$v(t) = e^{-\alpha t^2} \times \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.68)$$

Onde f_0 representa a frequência central da sinusóide.

Mais uma vez, aplicando a transformada de Fourier pode-se escrever a equação (3.68) no domínio da frequência da seguinte forma:

$$V(f) = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} e^{-\frac{\pi^2}{\alpha}(f \pm f_0)^2} \quad (3.69)$$

Tomando o mesmo raciocínio anterior ou seja, exprimindo a equação (3.69) em dB, e se se pretender que para uma f , $V(f)_{dB}$ se encontre n dB abaixo do valor máximo, α será dado pela equação (3.70):

$$\alpha = \frac{20\pi^2(f_H - f_L)^2}{4n\ln 10} \quad (3.70)$$

Na equação (3.70), f_H e f_L representam as frequências extremas da gama de frequências de interesse, para as quais se pretende que a atenuação se encontre n dB abaixo do valor máximo. Na Figura 21 está representado o estímulo no domínio do tempo de uma sinusóide com $f_0 = 5 \times 10^9$ Hz, $A = 1000$ e α representado por (3.70) e em que $f_H = 5,5 \times 10^9$ e $f_L = 4,5 \times 10^9$.

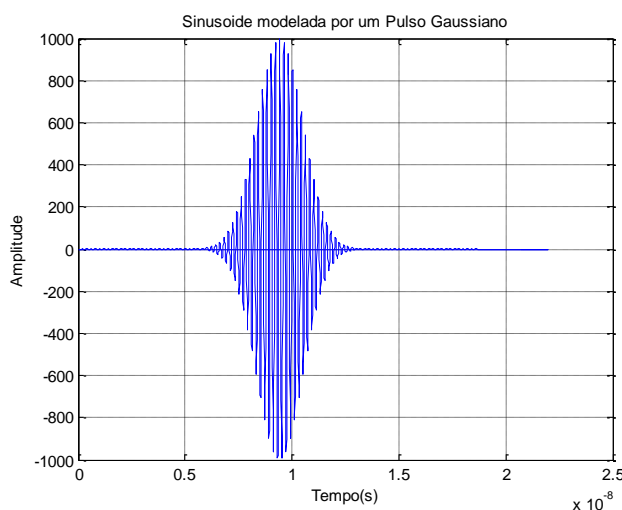


Figura 21 – Sinusóide modelada por um pulso gaussiano com $A = 1000$ e $f_0 = 5$ GHz.

3.3.7. Algoritmo implementado

Como referido anteriormente, o FDTD foi o método escolhido para efectuar o estudo do canal rádio. Discutida toda a problemática envolvente desta técnica de simulação como o seu funcionamento, equações a utilizar e parametrização das constantes necessárias, é fundamental no trajecto desta dissertação explicar a implementação deste algoritmo a nível de programação. A implementação do método de simulação FDTD está dividida em três fases: pré-processamento, processamento e pós-processamento. De seguida, serão distinguidas as funções de cada uma das fases assim como apresentados mais pormenorizadamente os blocos mais importantes que constituem o simulador, fazendo as claras distinções entre as três fases referidas anteriormente.

3.3.7.1. Pré-Processamento

Na fase de pré-processamento, define-se a grelha a utilizar em função da estrutura a analisar, ou seja, define-se o número de células a utilizar em cada dimensão assim como a dimensão de cada célula. A partir da dimensão de cada célula, e de forma a evitar a dispersão dos resultados calcula-se o incremento temporal utilizado no algoritmo.

É também nesta fase que se efectua uma das fases fundamentais do simulador sendo aqui que o cenário de análise é carregado para o programa e é identificada a estrutura a modelar distinguindo as células que pertencem à estrutura a modelar daquelas onde se encontra espaço livre para a propagação das ondas electromagnéticas, ou seja, definem-se as constantes electromagnéticas que em cada ponto descrevem o tipo de material utilizado. O simulador está preparado para ler os cenários de análise criados no formato Bitmap do Windows (BMP) e que cada cor (RGB) representa uma propriedade electromagnética definindo assim um material.

Assim, o software mapeia para variáveis os valores das constantes eléctricas e magnéticas (de acordo com o tipo de material) que serão posteriormente utilizadas no cálculo dos campos eléctricos e magnéticos. Note-se que o simulador implementado está preparado para carregar cenários com mais do que um tipo de material aumentando a possibilidade de se realizarem simulações com maior qualidade e mais próximas da realidade.

Como referido anteriormente, relativamente às condições fronteira utilizadas neste trabalho, implementou-se o CPML. A malha CPML implementada circunda todo o cenário e tem a particularidade de permitir que em cada simulação, a sua dimensão em células espaciais (células de Yee) possa ser alterada. Esta malha foi cuidadosamente implementada após um estudo minucioso e demorado da documentação referente à implementação do CPML [64]. Assim, foram definidas as constantes referenciadas nas equações (3.56) e (3.61) fundamentais para o cálculo das expressões auxiliares (3.59) e (3.60), que definem como é que a onda se vai comportar junto das margens do cenário, provocando o efeito de desvanecimento, permitindo assim que as reflexões espúrias não sejam significativas.

Nesta fase do algoritmo, é fundamental dar ênfase ao estímulo. O simulador está preparado para disponibilizar três tipos de estímulo, que podem ser seleccionados para efeitos da simulação. Assim, temos o caso mais simples, um impulso unitário que permite calcular a resposta impulsiva do canal, pode ser seleccionada uma sinusóide com uma determinada frequência central, que permite fazer o estudo a uma frequência apenas e por fim, dando a possibilidade de analisar o comportamento do canal a uma determinada gama de frequências, pode ser seleccionada uma sinusóide modelada por um pulso gaussiano. Na Figura 22 pode-se observar o fluxograma relativo à fase de pré processamento do simulador.

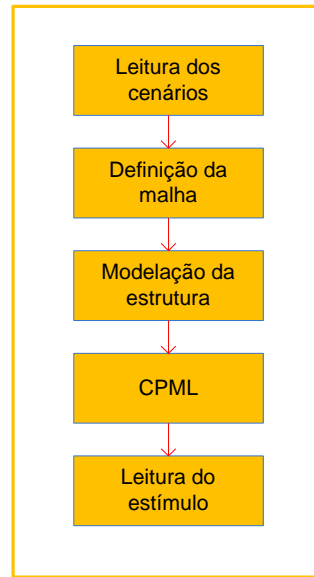


Figura 22 – Fluxograma da fase de Pré-Processamento.

3.3.7.2. Processamento

Na segunda fase, é realizada a parte mais importante do algoritmo. Nesta, inicia-se o processo de propagação terminando ao atingir-se o estado estacionário. Para cada intervalo de tempo Δt , como o algoritmo utiliza o modo TMz a duas dimensões, são calculadas as três componentes dos campos, duas relativas ao campo magnético (H_x e H_y) e uma relativa ao campo eléctrico (E_z) em todos os pontos do domínio computacional de acordo com o tipo de material presente. No cálculo destes campos são utilizadas as constantes relativas às propriedades electromagnéticas dos materiais que foram processadas aquando da leitura do cenário, como também as variáveis relativas ao CPML. Assim é importante lembrar que para cada intervalo de tempo Δt , o algoritmo calcula uma componente de campo eléctrico (E_z) na qual é inserido um estímulo (de forma a haver propagação de um sinal), calculando também duas componentes do campo magnético (H_x e H_y). Nesta fase são também guardados alguns valores, em instantes de tempo específicos ou em pontos espaciais específicos na grelha, de forma a se poderem ter os dados reunidos para serem tratados no ponto seguinte.

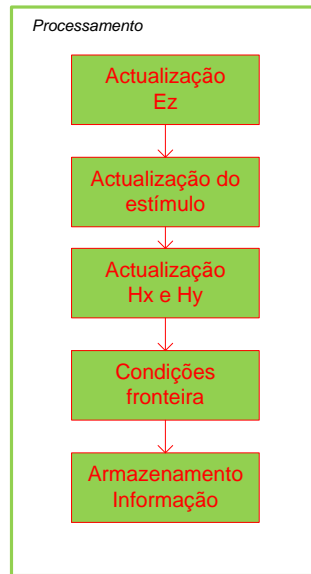


Figura 23 – Fluxograma da fase de Processamento.

3.3.7.3. Pós-Processamento

Por último, a etapa de pós-processamento, é a etapa que permite processar os dados obtidos na simulação, que não estão directamente ligados ao algoritmo, permitindo calcular alguns parâmetros como por exemplo o perfil de atraso de potência de forma a extrair os parâmetros dispersivos no tempo ou o cálculo de uma Transformada de Fourier para o cálculo da resposta em frequência do canal. Nesta fase, é essencial o conhecimento dos campos de uma forma fiável pois é a partir destes que são explorados e trabalhados os resultados. Como o objectivo deste trabalho de mestrado é a caracterização de um canal rádio *Wimax*, é necessário saber como o canal se comporta quanto à selectividade na frequência ou seja se este é selectivo na frequência ou plano para as frequências do *Wimax*. Nesse sentido houve a necessidade de calcular a largura de banda de coerência do canal de forma, e por comparação com a largura de banda do sinal tirar as respectivas conclusões. Quanto à caracterização do canal relativamente ao movimento de alvos móveis ou do próprio emissor, no ambiente de propagação, houve a necessidade de classificar o mesmo canal de rápido ou lento comparando o tempo de coerência do canal com o tempo de símbolo do sinal, aplicadas à tecnologia em causa. Na Figura 24 apresenta-se o fluxograma relativo à fase de pós-processamento deste simulador.

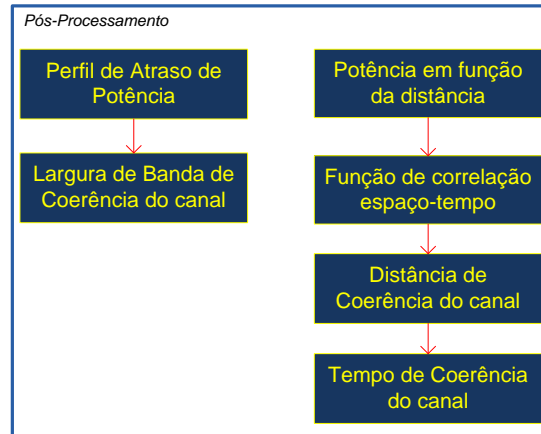


Figura 24 – Fluxograma da fase Pós-Processamento.

De uma forma de visualização mais detalhada do fluxograma, este encontra-se completo no ANEXO I.

Capítulo 4 Análise de resultados

Depois de explicada toda a problemática inerente a este trabalho de dissertação, resta neste capítulo aplicar os conhecimentos adquiridos e fazer a caracterização bidimensional de um canal rádio. O estudo será aplicado à tecnologia *Wimax* (nas frequências de 3.5GHz e 5GHz) visto ser uma tecnologia recente e com uma enorme margem de crescimento na área das comunicações rádio pelos motivos explicados no ponto 1.3.

Como referido anteriormente, o estudo em causa foi efectuado utilizando um simulador desenvolvido na linguagem *Matlab* que implementa o FDTD a duas dimensões e que permitiu após pós-processamento dos dados, extrair a informação necessária para a caracterização do canal rádio.

Primeiramente, em 4.1 de forma a aferir o simulador, utilizaram-se as condições utilizadas num trabalho apresentado nas jornadas “*14th Annual Review on Propagation and Applied Computational Electromagnetic*” realizadas em Monterey em 1998 [71]. Uma vez que já haviam obtidos resultados fiáveis em [71] fizeram-se algumas comparações nomeadamente a extracção do perfil de atraso de potência para os mesmos receptores de [71].

Após aferição do simulador, dividiu-se o trabalho em três estágios correspondentes às três fases do algoritmo implementado. Em primeiro lugar e correspondendo de certa forma à fase de pré-processamento falado em 3.3.7.1 tomaram-se algumas decisões como, qual o cenário a simular, o estímulo a utilizar, propriedades electromagnéticas dos materiais do cenário, incremento espacial (Δx e Δy) e temporal (Δt) de forma a evitar a dispersão dos resultados e garantir precisão e estabilidade do sistema [51] e [53] e também as frequências de trabalho utilizadas na simulação.

Seguidamente, e após o simulador processar os dados, correspondendo à fase de pós-processamento, é feita toda a análise que possibilita caracterizar o canal quanto à selectividade na frequência e ao seu comportamento relativamente à velocidade de alvos móveis ou do próprio emissor ou receptor.

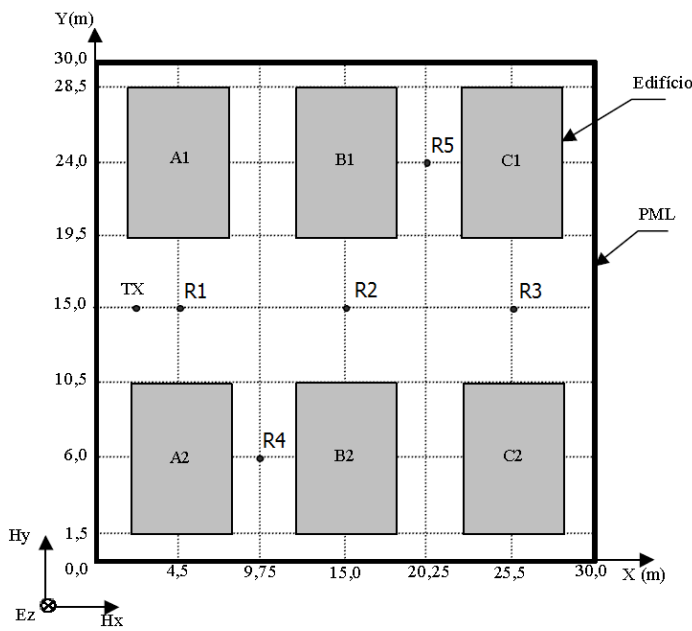
4.1. Aferição do Simulador

4.1.1. Estrutura e parâmetros do problema de análise

O cenário criado para aferir o simulador nas condições apresentadas anteriormente está representado na Figura 25. Pode-se ver na Figura 25 que existe a tentativa de simular uma micro-célula urbana representada por seis edifícios de escritórios definidos como sendo

condutores eléctricos perfeitos (PEC) paralelamente alinhados com 6mx9m e onde existe um emissor (TX) e cinco receptores (R1 a R5) conforme [71].

Para estruturar este problema foi necessário escolher o incremento espacial (Δx e Δy) e temporal (Δt) a utilizar, de forma a garantir a estabilidade numérica do algoritmo e também evitar a dispersão dos resultados [51] e [53]. Assim definiu-se de acordo com 3.3.3 e (3.48) um incremento espacial que garante baixa dispersão numérica admitindo vinte e três células por comprimento de onda perfazendo um total de 2000x2000 células correspondendo a 30mx30m de dimensão da micro-célula. De forma a garantir a expressão (3.47) como incremento temporal utilizaram em [71] o valor de 28.32×10^{-12} s.



Frequência: 850MHz

Incremento Espacial:

$$\Delta x = \Delta y = 0.015m$$

Incremento Temporal:

$$\Delta t = 28.32 \text{ ps}$$

Densidade de Corrente máxima do estímulo:

$$1000 \text{ A/m}^2$$

Figura 25 – Cenário de simulação detalhado [adaptado de [71]].

Contornando toda a região de interesse existe uma malha de dez células de um meio absorvente como definido em 3.3.5, garantindo as condições fronteira evitando as reflexões provocadas pela dimensão não infinita do espaço de simulação.

O estímulo utilizado foi um pulso gaussiano conforme definido em [71] e como apresentado em 3.3.6 como sendo um pulso gaussiano com componente de corrente contínua definido pela expressão (4.1).

$$J_z^N(t) = J_{max} e^{-\alpha(t-\zeta\Delta t)^2} \quad (4.1)$$

Onde de acordo com [71],

$J_{max} = 1000 \text{ A/m}^2$: Amplitude máxima de densidade de corrente eléctrica utilizada.

$\alpha = (4/\zeta\Delta t)^2$ em que $\zeta = 32$ que define a característica de decaimento do pulso.

Na Figura 26, está representado o pulso gaussiano utilizado na onda incidente e como definido anteriormente.

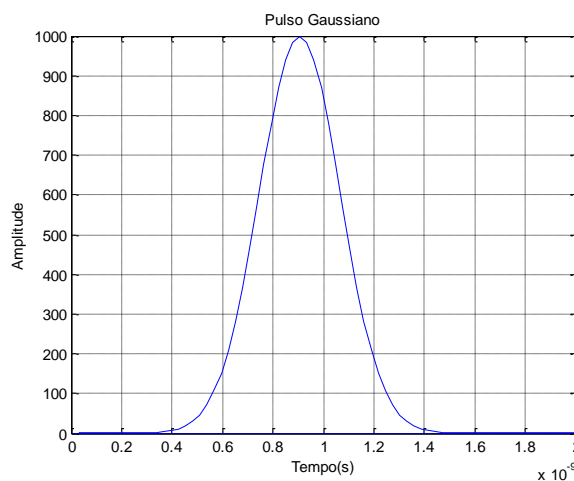


Figura 26 – Pulso gaussiano da onda incidente para as características definidas anteriormente.

O pulso é aplicado gradualmente no intervalo de 1ns (0,4ns a 1,4ns) tempo que garante que este não interfira na simulação uma vez que ainda não há qualquer reflexão no cenário. Após a excitação ser aplicada, o ponto TX passa a ser um ponto normal da malha FDTD.

4.1.2. Análise dos resultados

Neste capítulo serão comparados os resultados obtidos com os apresentados em [71] relativamente aos gráficos referentes aos perfis de atraso de potência. A simulação foi realizada com 4700 iterações, para que a onda electromagnética tivesse tempo de percorrer todo o cenário representado na Figura 27 e ser possível a estabilização do sistema [71]. Na Figura 27 é possível também verificar que estamos perante um cenário com duas cores: branco e vermelho correspondendo a cor branca ao espaço livre e a cor vermelha ao PEC. A cor verde é apenas representativa dos pontos emissores e dos vários receptores para uma melhor visualização do cenário em análise.

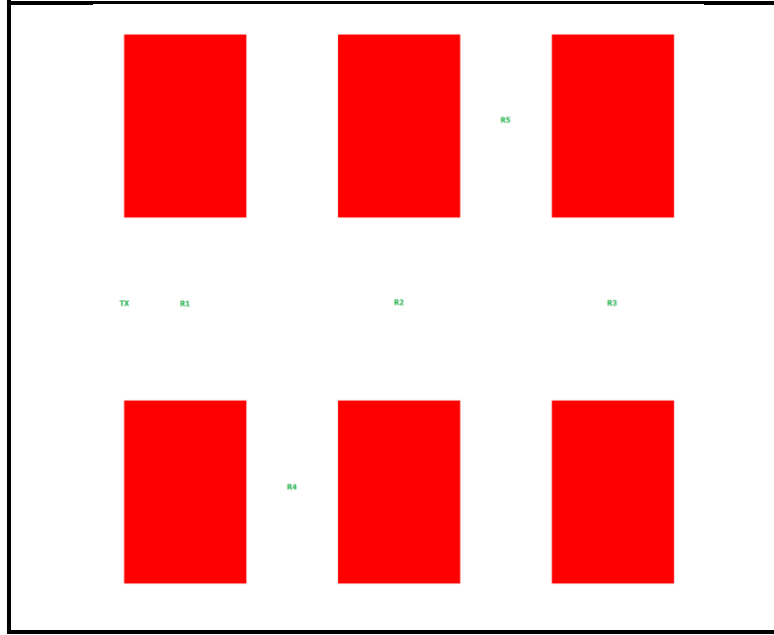


Figura 27 – Cenário a carregar pelo simulador com as várias cores para os vários materiais.

Assim, o simulador calcula o campo eléctrico E_z para cada um dos pontos receptores (R1 a R5) representados na Figura 27 e depois é calculada a potência em cada um dos receptores por intermédio de (4.2).

$$P_r = \frac{|E_z|^2}{120\pi} \times A_{eff} \quad (4.2)$$

Onde a abertura efectiva da antena receptora $A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$ com λ igual ao comprimento de onda relativo à frequência em uso e G o ganho da antena. Relativamente ao cálculo da abertura efectiva da antena, admitiu-se que o ganho da antena teria o valor 1 de forma a simular um receptor como sendo uma antena isotrópica.

Posto isto, procedeu-se ao cálculo dos perfis de atraso de potência para os receptores (R1 a R5). Relativamente ao ponto receptor R1, será feita também uma explicação dos vários componentes multi-percurso e tempos de atraso destes, confrontando-os com os obstáculos no cenário que lhes poderão dar origem.

Quanto ao receptor R1 e uma vez que o objectivo é aferir o simulador desenvolvido, é importante calcular os tempos que a onda electromagnética demora entre sair do emissor, embater nos edifícios e voltar a R1 de forma a comprovar esses valores com os apresentados no perfil de atraso de potência da Figura 28. À primeira vista e comparando a Figura 28 com a Figura 11 da referência [71] pode-se afirmar que existe uma boa concordância entre ambas.

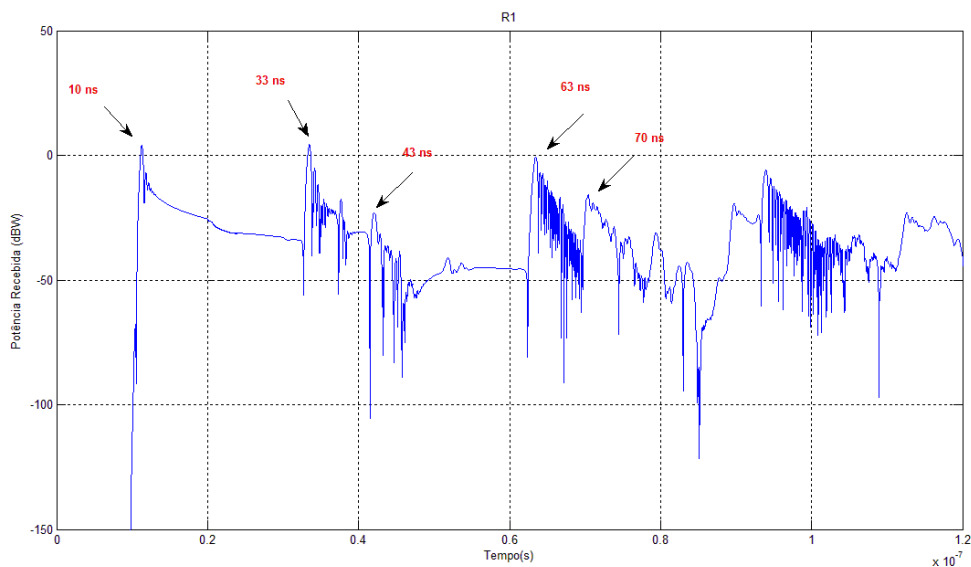


Figura 28 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1 ($x=4,5m, y=15m$).

Na Figura 28 é possível analisar o contributo de reflexões e difracções provocadas pelos prédios. O primeiro pulso verificado na Figura 28 diz respeito à incidência directa da onda proveniente do emissor com o receptor R1, correspondendo a um tempo de aproximadamente 10ns ou seja a 3m. Analisando de novo a Figura 28, é possível verificar um pulso (componente de multi-percurso) aproximadamente no tempo de 33ns, o que representa o tempo necessário para as ondas electromagnéticas reflectirem com incidência normal nos prédios A1 ($x=1,5m$ e $y=19,5m$) ou A2 ($x=1,5m$ e $y=10,5m$) e sejam recebidas em R1 o que corresponde a cerca de 10m. Depois das primeiras reflexões nos edifícios A1 ou A2, espera-se que a onda reflecta em B1 e B2 e retorne a R1 o que acontece após percorrida uma distância de 20,75m correspondendo a um tempo aproximado de 70ns como pode ser visto. Porém antes que isto aconteça, notam-se outros dois aumentos de amplitude do sinal. O primeiro aumento ocorre no instante de 43ns o que corresponde à reflexão da onda proveniente do emissor e que embate em A1 ($x=6m$ e $y=19,5m$) ou A2 ($x=6m$ e $y=10,5$) e é recebida em R1. O segundo aumento corresponde ao percurso percorrido pela onda electromagnética ao atingir A1 ou A2, viajar até A2 ou A1 e embater por fim em R1, esta distância corresponde a 18,9m e ao tempo de 63ns como pode ser visto na Figura 28. Os restantes sinais na figura são reflexões e difracções diversas que podem ser facilmente atribuídas a um certo percurso.

Verifica-se que na Figura 11 de [71], próximo dos 20ns existe uma distorção do sinal. Uma vez que 20ns corresponde a uma distância de 6m e que para essa distância neste cenário não é possível haver qualquer reflexão, visto a distância entre o emissor R1 e o obstáculo mais próximo (não contando obviamente com a incidência directa), é de 10m provocado pela reflexão

em A1. Depois de alguma análise, a única hipótese e a que se comprovou é a distância percorrida entre o emissor e a malha PML e por fim a chegada do sinal ao receptor R1. Esta distância é na realidade de 6m o que demonstra que existe uma reflexão espúria na ABC *Mur* do trabalho relatado em [71]. Como se pode verificar na Figura 28 este problema foi contornado, ou seja, o gráfico obtido com o simulador implementado não apresenta a reflexão na malha PML, estando assim mais próximo da realidade.

Esta mesma análise poderia ser feita para os outros receptores o que não se demonstrou necessário para verificar que as figuras obtidas estão bastante semelhantes com as presentes no trabalho exposto em [71]. Em anexo estão representadas as Figura 54, Figura 55, Figura 56 e Figura 57 que correspondem respectivamente aos receptores R2, R3, R4 e R5 e às Figuras 12, 13, 14 e 15 do trabalho exposto em [71] e onde se pode verificar uma concordância bastante satisfatória entre elas. Assim pode-se concluir que o simulador desenvolvido está de acordo com o esperado.

4.2. Cenário final de análise

Após aferir o simulador implementado, e de forma a caracterizar o canal rádio um novo cenário foi apresentado. Este representa uma secção do segundo andar do departamento de Engenharia Civil do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa como representado na Figura 29.

O cenário representado pela Figura 29 é composto por nove salas de aula representadas com a letra S, três lances de escadas representados com a letra E, dois perpendiculares e um paralelo às salas e o corredor representado com a letra C. O cenário tem um emissor representado a cor verde representado com TX e cinco pontos receptores (R1 a R5) também representados a cor verde na Figura 29. Na Figura 29 estão também representados a cor de laranja (P1 a P5), os pontos em que existem objectos presentes no cenário que a onda encontra no seu trajecto e que provocam os atrasos de multi-percurso permitindo validar o efeito das reflexões e difracções que são provocadas pelo cenário. Estes pontos são escolhidos após uma primeira análise dos gráficos.

Note-se que o cenário apresenta quatro cores diferentes, cores essas representativas aos diversos materiais presentes no cenário. A cor branca representa sempre (duas situações de análise) o espaço livre onde a onda electromagnética se irá propagar. As cores, preto, castanho e azul variam nas duas situações de análise consideradas neste trabalho.

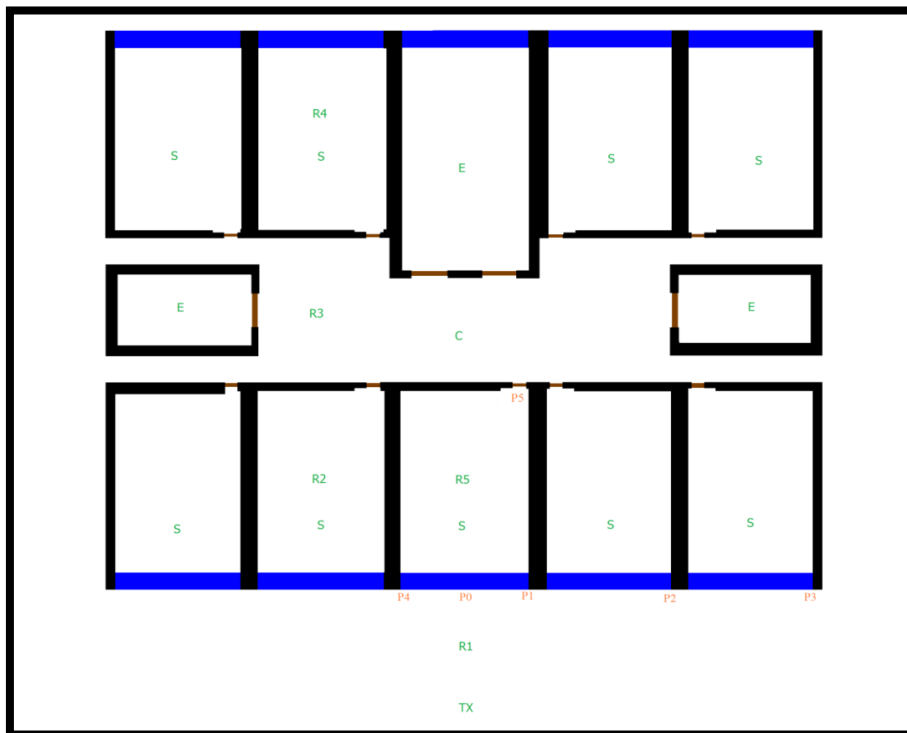


Figura 29 – Cenário final de análise.

A primeira situação é a situação em que, a cor azul e a castanha são consideradas espaço livre e apenas a cor preta é considerada condutor eléctrico perfeito (CEP), passando esta análise a designar-se de cenário PEC. O cenário PEC procura simular um cenário pouco realista considerando as paredes como sendo completamente reflectoras. Numa análise posterior, o cenário apresenta uma versão bem mais próxima da realidade pois o material representado pela cor azul é vidro, o material de cor castanha madeira e o preto representa uma parede de betão. Esta análise passa a ser designada de cenário MIX representando um cenário mais realista. Na Tabela 4 apresentam-se as propriedades electromagnéticas caracterizadoras dos materiais utilizados nos dois cenários de análise.

Tabela 4 – Tabela relativa às propriedades electromagnéticas dos materiais utilizados nas simulações [adaptado de [72]]

Material	Permitividade relativa (ϵ_r)	Condutividade Eléctrica (σ) [s/m]
Espaço Livre	1,0	0
Condutor Eléctrico Perfeito	1,0	$5,8 \times 10^7$
Parede	4,0	2×10^{-2}
Vidro	6,0	0
Madeira	1,5	0

Para ambas as análises, será estudado o canal rádio representado por este cenário, para as duas frequências da tecnologia *Wimax* (3.5GHz e 5GHz).

4.3. Parâmetros utilizados nas simulações

Para realizar as simulações, definiu-se de acordo com 3.3.3 e (3.48) um incremento espacial que garante baixa dispersão numérica e tenta maximizar a dimensão do cenário de análise devido à limitação computacional. Nestas situações utilizaram-se quinze células por comprimento de onda perfazendo um total de 2200x2200 células correspondendo a 12,6mx12,6m de dimensão da micro-célula no caso da situação dos 3,5GHz e 9mx9m na situação de 5GHz. De forma a garantir a estabilidade numérica, como incremento temporal utilizaram-se os valores de $13,5 \times 10^{-12}$ s para a frequência de 3,5GHz e de $9,4 \times 10^{-12}$ s para a frequência de 5GHz com um factor de *Courant* unitário no caso das simulações efectuadas na análise cenário PEC. Relativamente às simulações efectuadas no cenário MIX, os valores de incremento temporal referidos anteriormente tiveram de ser alterados uma vez que se verificou instabilidade numérica e dispersão dos resultados (devido às propriedades electromagnéticas dos materiais utilizados) sendo necessária a utilização de um factor de *Courant* de 0,4 para resolver o problema. Assim, utilizou-se o valor de incremento temporal de $5,4 \times 10^{-12}$ s para a frequência de 3,5GHz e de $3,8 \times 10^{-12}$ s no caso da frequência dos 5GHz. Na Tabela 5 está representado o resumo do valor do incremento temporal e espacial utilizado em todas as simulações.

Tabela 5 – Tabela resumida dos incrementos temporais e espaciais para todas as situações simuladas.

Frequência	Incremento Espacial ($\Delta x = \Delta y$) [m]		Incremento Temporal (Δt) [s]	
	PEC	MIX	PEC	MIX
3.5GHz	0,006	0,006	$13,5 \times 10^{-12}$	$5,4 \times 10^{-12}$
5GHz	0,004	0,004	$9,4 \times 10^{-12}$	$3,8 \times 10^{-12}$

Envolvendo todo o cenário de análise existe uma película absorvente de dez células que como já foi referida anteriormente em 3.3.5 evita que surjam reflexões espúrias no cenário e permite que mesmo em cenários finitos, se consigam obter resultados satisfatórios.

Relativamente ao estímulo utilizado em ambos os cenários (PEC e MIX), utilizou-se uma sinusóide modelada por um pulso gaussiano com componente de corrente contínua como representado em (4.3), utilizando alguns parâmetros retirados de [71].

$$J_z^N(i) = J_{max} e^{-\alpha(t-\zeta\Delta t)^2} \times \cos(\omega \times (t - \zeta\Delta t)) \quad (4.3)$$

Onde à semelhança de [71],

$J_{max} = 1000$ A/m²: Amplitude máxima de densidade de corrente eléctrica utilizada.

$\alpha = (\frac{4}{\zeta \Delta t})^2$ com $\zeta = 32$ que define a característica de decaimento do pulso.

ω : representa a frequência angular ($2\pi f_c$).

Na Figura 30 está representado o estímulo no domínio do tempo utilizado nas simulações para 3,5GHz e 5GHz.

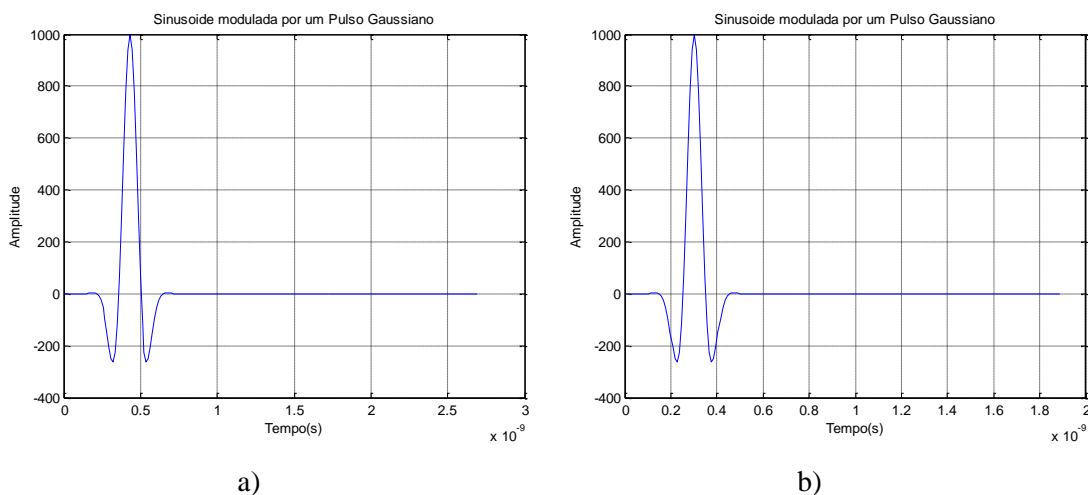


Figura 30 – Estímulo utilizado nas simulações: a) $f_c = 3.5\text{GHz}$ e b) $f_c = 5\text{GHz}$, no domínio do tempo.

Na Figura 31 encontra-se o espectro do estímulo para ambas as frequências, o qual se pode ver, é coincidente com o esperado centrando-se nos 3,5 GHz e 5 GHz.

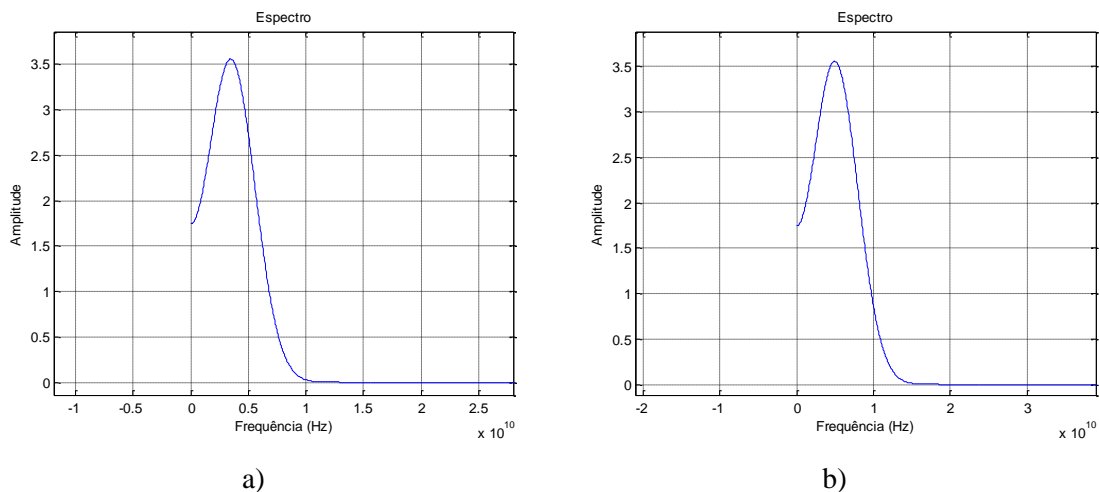


Figura 31 - Espectro utilizado nas simulações: a) $f_c = 3.5\text{GHz}$ e b) $f_c = 5\text{GHz}$.

Ao contrário do que acontece no pulso gaussiano utilizado anteriormente em 4.1.1, nestas simulações, este é aplicado gradualmente no intervalo de 0.4ns (0.1ns a 0.5ns) tempo que garante que este não interfira na simulação uma vez que ainda não há qualquer reflexão no

cenário. Após a excitação ser aplicada, o ponto TX passa a ser um ponto normal da malha FDTD.

4.4. Resultados

Neste capítulo, serão apresentados resultados relativamente aos dois cenários PEC e MIX para as duas frequências da tecnologia *Wimax* 3,5GHz e 5GHz admitindo um canal *WSSUS* como apresentado no Capítulo 2.

Primeiramente será efectuada toda a análise referente ao cenário PEC em que serão classificados como planos ou selectivos na frequência em 4.4.1.1 e 4.4.2.1 e rápidos ou lentos em 4.4.1.2 e 4.4.2.2. Numa segunda análise serão estudados os casos para o cenário MIX sendo igualmente caracterizado como selectivo na frequência ou plano em 4.4.3.1 e 4.4.4.1 e também se são canais de transmissão rápidos ou lentos em 4.4.3.2 e 4.4.4.2. Toda a análise será explicada nos subcapítulos correspondentes.

Em ambas as análises, para efectuar a caracterização do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso, ou seja, se o canal se comporta de forma plana ou se é selectivo na frequência utilizaram-se duas técnicas diferentes (A e B) de forma a confrontar os resultados obtidos.

Ambas as técnicas (A e B) têm como entrada o perfil de atraso de potência (PAP) calculado por intermédio do FDTD e têm com objectivo calcular os valores médios das larguras de banda de coerência de 50% e 90% para os cinco receptores de análise. Na técnica A, são calculados analiticamente os valores das larguras de banda de coerência por análise directa dos gráficos do PAP recorrendo aos valores de potência e dos tempos de atraso das componentes multi-percurso. A Técnica B baseia-se no cálculo da transformada de Fourier do PAP [49] (também designado como função de correlação espaço-frequência). Ainda dentro deste tópico de análise, é possível prever a existência ou não de ISI no canal que ocorre sempre que o débito máximo da tecnologia é maior que o inverso do valor médio do espalhamento de atraso do canal, ou seja, quando o canal não consegue acompanhar o débito de transmissão da tecnologia.

Para caracterizar o canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de *Doppler*, utilizaram-se da mesma forma duas técnicas (C e D) onde ambas utilizam como entrada funções de potência em função da distância (PFD) entre emissor e receptor calculadas por intermédio do FDTD. Recorrendo à função de correlação espaço-tempo do PFD [49] pôde-se extrair a distância de coerência do canal. Esta análise foi feita para uma situação em que o receptor se encontra em linha de vista com o emissor e também para outra situação em que o receptor não tem linha de vista com o emissor. Admitindo o valor máximo estipulado de velocidade máxima admissível para a deslocação de uma pessoa num cenário interior que se situa nos 5 m/s [39],

facilmente se calcula o valor do tempo de coerência através de (4.4) extraído de [72], parâmetro fulcral nesta fase da caracterização do canal rádio.

$$T_c = \frac{D_c}{v} \quad (4.4)$$

A partir do tempo de coerência é possível tomar duas abordagens, ou se calcula o período de símbolo do sinal comparando-o com o tempo de coerência do canal (Técnica C) ou se calcula o ritmo binário médio a partir do tempo de coerência e compara-se com o ritmo binário da tecnologia (Técnica D). Ambas as abordagens são válidas e serão utilizadas.

Para todos os casos seguintes, as análises apenas se efectuarão para um receptor, podendo não ser sempre o mesmo. Os gráficos das outras situações serão remetidos para anexo para uma melhor visualização.

4.4.1. Análise Cenário PEC – 3.5 GHz

Neste ponto, à semelhança de 4.1.2, será feito um estudo que permite relacionar as componentes de multi-percurso da Figura 32 calculando analiticamente os seus tempos de atraso de chegada ao receptor R1 (originárias das diversas reflexões e outros fenómenos falados anteriormente), com os pontos do cenário que estão directamente implicados no aparecimento destas. Foram identificados e analisados sete percursos (após dados do pós processamento) que estão representados na Tabela 6 aos quais se confrontaram os tempos de atraso obtidos no PAP representado na Figura 32.

Na Figura 32, está representado o gráfico que representa a potência que chega ao receptor R1 ao longo do tempo. A numeração que se encontra na zona superior da Figura 32 representa o percurso percorrido pela onda electromagnética e é a mesma apresentada na Tabela 6 de forma a ser mais simples confrontar os resultados, a verde estão representados os tempos de atraso relativos às componentes de multi-percurso.

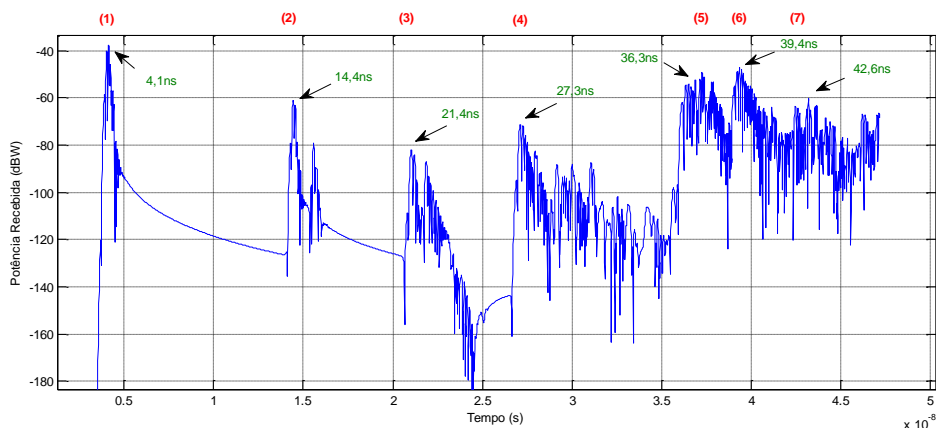


Figura 32 - Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1.

Analisando a Figura 32 pode-se ver um primeiro pico, ou seja, a potência recebida através da incidência directa entre o emissor e o receptor (percurso 1) que ocorre em aproximadamente 4ns o que corresponde a uma distância de 1,2m. Recorrendo ao cenário, espera-se que de seguida exista uma componente multi-percurso proveniente do percurso entre TX e R1 com uma reflexão em P1 (percurso 2) o que perfaz uma distância de aproximadamente 4,4 metros significando um tempo de 14,6ns admitindo propagação à velocidade da luz. De seguida, temos um pico em aproximadamente 21,4ns o que corresponde a uma distância de cerca de 6,42 metros. Analisando a figura, verifica-se que o percurso da onda electromagnética entre TX e R1 em que a onda reflecte primeiro em P1 e de seguida em P4 e só depois retorna a R1 (percurso 3), tem a dimensão de aproximadamente 6,67 metros. Um pouco depois, surge um “pico” de potência em aproximadamente 27ns. Esta componente de potência mais elevada é provocada pelo trajecto efectuado pela onda em que após emissão, tem uma reflexão em P2 e retorna por fim a R1 (percurso 4). Este percurso tem dimensão de aproximadamente 8,37 metros que demoraria 27,9ns a ser percorrido. Segue-se um aumento de potência em aproximadamente 36,3ns o que à velocidade da luz representa uma distância de 10,89 metros. Analisando novamente a Figura 29, esta componente corresponde ao trajecto que a onda percorre ao atingir o ponto R1 após reflectir no ponto P5 (percurso 5). Este trajecto tem a dimensão de 10,3 metros o que demoraria cerca de 34,3ns a fazer o seu trajecto até ao receptor. O pico correspondente ao percurso 6, ou seja, a componente de multi-percurso relacionada com o trajecto efectuado entre TX, reflexão em P2, nova reflexão em P4 e por fim o embate no receptor R1 tem dimensão de 11,8 metros. Admitindo mais uma vez a velocidade da luz, esta distância necessita apenas de aproximadamente 39ns para ser percorrida. Por fim mas não menos importante, temos o último “pico” de potência analisado em cerca de 43ns. Depois de análise, para este tempo de propagação serio necessário percorrer cerca de 13 metros, o que corresponde à distância

percorrida no percurso 7, ou seja, a onda deslocar-se desde TX, reflectir em P3 e regressar a R1 que representa 13,12 metros percorridos.

Tabela 6 – Tabela dos valores dos atrasos dos componentes multi-percurso calculadas analiticamente.

Frequência	Percurso	Distância Percorrida [m]	Tempo de Atraso [ns]
3.5 GHz	(1) TX → R1	1,14	3,8
	(2) TX → P1 → R1	4,38	14,6
	(3) TX → P1 → P4 → R1	6,71	22,3
	(4) TX → P2 → R1	8,37	27,9
	(5) TX → P5 → R1	10,32	34,3
	(6) TX → P2 → P4 → R1	11,81	39,4
	(7) TX → P3 → R1	13,12	43,7

Confrontando os resultados obtidos por análise da Figura 29 e apresentados na Tabela 6, e os resultados obtidos pelo gráfico de perfil de potência apresentado na Figura 32 estes são semelhantes. É de notar que, todos os receptores podem ter uma análise semelhante mas para que o relatório da dissertação não se torne demasiado pesado, optou-se por apenas analisar um dos pontos receptores, o ponto R1.

4.4.1.1. Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência)

Neste momento é possível partir para a análise do canal propriamente dita em que neste tópico se pretende analisar o desvanecimento resultante do espalhamento de atraso. Será demonstrado a forma de cálculo do espalhamento de atraso como representado em (2.10) e das larguras de banda de coerência como em (2.12) e (2.13).

De forma a iniciar a análise, e recorrendo à técnica A, isolaram-se os componentes multi-percurso (recorrendo a uma margem de 45dB) como representado na Figura 33. Note-se que para proceder ao cálculo do espalhamento de atraso foi necessário deslocar a primeira componente que chega ao receptor para os 0 segundos de forma a contabilizar todos os atrasos a partir desse instante ficando a primeira componente de multi-percurso a ser a referência para realizar todos os cálculos.

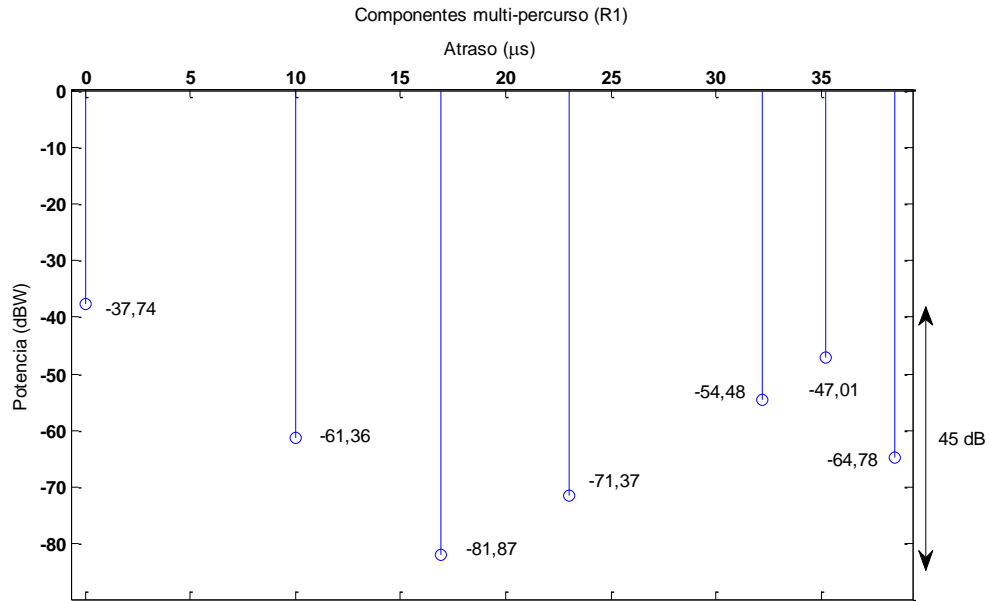


Figura 33 – Componentes de multi-percurso para o receptor R1.

Observando a Figura 33, será calculado o espalhamento de atraso e as consequentes larguras de banda de coerência do canal para 50% e 90%. Calculando o espalhamento de atraso médio definido em (2.8), recorrendo aos valores de potência em watt, e aos tempos de atraso em nano segundos, tem-se:

$$P(\tau_k)\tau_k = 0,33\mu W(38,51) + 19,92\mu W(35,23) + 3,56\mu W(32,21) + 0,08\mu W(23,01) + 0,007\mu W(16,94) + 0,73\mu W(10,04) + 0$$

$$P(\tau_k) = 0,33\mu W + 19,92\mu W + 3,56\mu W + 0,08\mu W + 0,007\mu W + 0,73\mu W + 168\mu W$$

Logo:

$$\bar{\tau} = \frac{8,37 \times 10^{-4}}{1,93 \times 10^{-4}} = 4,35 \text{ ns}$$

De seguida será calculado o segundo momento do perfil de atraso de potência como definido por (2.9):

$$P(\tau_k)\tau_k^2 = 0,33\mu W(38,51)^2 + 19,92\mu W(35,23)^2 + 3,56\mu W(32,21)^2 + 0,08\mu W(23,01)^2 + 0,007\mu W(16,94)^2 + 0,73\mu W(10,04)^2$$

$$P(\tau_k) = 0,33\mu W + 19,92\mu W + 3,56\mu W + 0,08\mu W + 0,007\mu W + 0,73\mu W + 168\mu W$$

Resultando:

$$\overline{\tau^2} = \frac{0,029}{1,93 \times 10^{-4}} = 150,34 \text{ ns}^2$$

Depois de calculados estes dois parâmetros é possível calcular usando (4.5), o espalhamento de atraso definido em (2.10):

$$\sigma_t = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (4.5)$$

Logo:

$$\sigma_t = \sqrt{150,34 - 4,35^2} = 11,47 \text{ ns}$$

Estando perante o valor do espalhamento de atraso, pode-se calcular de uma forma aproximada o valor das larguras de banda de coerência do canal definidas por (2.12) e (2.13). Sendo assim:

$$B_{c_{50\%}} = \frac{1}{5 \times \sigma_t} = 17,44 \text{ MHz} \quad B_{c_{90\%}} = \frac{1}{50 \times \sigma_t} = 1,74 \text{ MHz}$$

Exemplificado o cálculo para o receptor R1, foram calculados os valores das larguras de banda de coerência para todos os receptores cujos valores se apresentam na Tabela 7.

Tabela 7 - Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Análise A).

<u>Receptor</u>	<u>Rms Delay Spread</u> (σ_t [ns])	Banda de Coerência $B_{c_{50\%}}$ [MHz]	Banda de Coerência $B_{c_{90\%}}$ [MHz]
R1	11,47	17,44	1,74
R2	3,57	55,99	5,59
R3	2,02	99,27	9,93
R4	1,17	170,80	17,08
R5	5,65	35,40	3,54
Valores Médios	4,77	75,78	7,57

Como referido anteriormente, a largura de banda de coerência será calculada de duas formas distintas. Depois de apresentada a técnica A, passemos à técnica B que consiste no cálculo da função de correlação espaço - frequência que é a transformada de Fourier do perfil de atraso de potência [49]. Na Figura 34 está representado o gráfico da função de correlação espaço – frequência relativa ao receptor R4 em que é possível retirar directamente os valores das larguras de banda de coerência. Na Figura 34 está representado apenas metade do espectro e obviamente apenas metade dos valores das larguras de banda sendo para isso necessário contabilizar a metade em falta no momento dos cálculos finais como apresentado na Tabela 8.

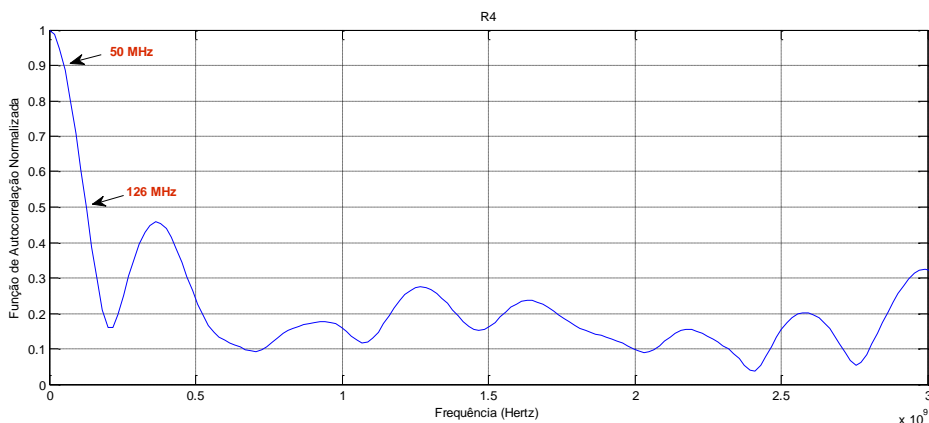


Figura 34 – Função de correlação espaço - frequência para o receptor R4.

Analogamente ao elaborado nos cálculos anteriores, apenas se apresenta um exemplo dos cálculos estando os valores para os restantes receptores apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 - Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Análise B).

Receptor	Banda de Coerência $BC_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $BC_{90\%}$ [MHz]
R1	33,98	6,78
R2	37,92	7,38
R3	182,82	50,56
R4	252,00	100,20
R5	59,12	17,18
Valores Médios	113,17	36,42

A Tabela 7 e a Tabela 8 para além de conterem os valores das larguras de banda de coerência do canal para os cinco receptores (R1 a R5) têm também os seus valores médios para melhor confrontar com os valores de largura de banda do sinal da tecnologia Wimax para as diferentes frequências de análise para que a caracterização do canal rádio seja fielmente realizada. Comparando a Tabela 7 e a Tabela 8, pode-se afirmar que os resultados médios obtidos são algo diferentes apesar das conclusões serem as mesmas pois foram utilizadas duas técnicas significativamente diferentes, permitindo assim afirmar que ambas as técnicas são possíveis de utilização para caracterização de um canal rádio. A Tabela 9 tenta de alguma forma completar a análise e também fornecer informação acerca dos parâmetros que influenciam directamente o desempenho do sistema como são os casos das larguras de banda, modulações e codificações utilizadas na norma IEEE802.16.

Tabela 9 – Tabela resumida das características da tecnologia Wimax norma 802.16d-2004 e 802.16e-2005 [adaptado de [73]e [74]]

Frequência de Trabalho	Largura de Banda	Débitos Binários [Mbits/s]						Valores Médios
		Modulação: QPSK Codificação: FEC-3/4 1,5 Bits / Símbolo		Modulação: 16-QAM Codificação: FEC-3/4 3 Bits / Símbolo		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo		
		Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	
3,5 GHz (norma d)	3,5 MHz	4,4	4,4	8,7	8,7	13,1	13,1	8,7
3,5 GHz (norma e)	5 MHz	6,0	6,0	12,18	12,18	18,36	18,36	12,18

Comparando os valores médios das larguras de banda de coerência do canal obtidos para as duas análises, com os valores da largura de banda do sinal da tecnologia Wimax que para a frequência de 3,5 GHz se escolheram as que mais se utilizam ou seja 3,5 MHz para a norma 802.16d-2004 e 5 MHz correspondendo à norma 802.16e-2005 (Tabela 9). Como explicado em 2.4.1, observa-se que em qualquer dos casos, a largura de banda de coerência do canal é maior que a largura de banda do sinal o que se conclui ser um canal plano como representado na Figura 35.

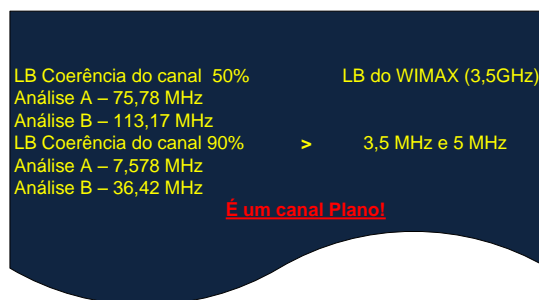


Figura 35 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.

De forma a verificar se este canal está sujeito a ISI, é necessário calcular o inverso do espalhamento de atraso médio do canal. Caso este valor seja superior ao débito máximo da tecnologia, o canal não vai ter problemas na transmissão dos dados evitando a ocorrência de erros entre símbolos da mesma transmissão. Se por outro lado, o débito máximo da tecnologia for superior ao inverso do espalhamento de atraso do canal, irá haver ISI havendo a necessidade de utilização de ferramentas que resolvam este problema na transmissão. Posto isto, de seguida será verificado se o canal é propício à existência de ISI. Assim em (4.6) é calculado o ritmo do canal utilizando o inverso do espalhamento de atraso médio do canal [72].

$$R_b = \frac{1}{\sigma_t} = \frac{1}{4,77 \times 10^{-9}} = 209,6 \text{ Mbits/s} \tag{4.6}$$

De seguida o valor resultante de (4.6) será comparado com o débito binário mais elevado da tecnologia, ou seja, o que corresponde a uma modulação de 64-QAM com FEC = $\frac{3}{4}$ e para uma largura de banda de 5MHz. O débito correspondente a esta situação é de aproximadamente 18,36 Mbits/s (Tabela 9) tanto em *uplink* como em *downlink*. Este valor é claramente inferior ao calculado para o canal como está representado na Figura 36, o que significa que este canal não está sujeito a ISI.



209,6 Mbps > 18,36 Mbps
Não existe ISI!

Figura 36 – Verificação da existência ou não de ISI.

4.4.1.2. Caracterização do canal (rápido ou lento)

De forma a caracterizar o canal rádio quanto ao espalhamento de *Doppler*, optou-se por escolher apenas dois receptores para realizar o estudo. Houve o cuidado de escolher um receptor com linha de vista com o emissor (LOS) e outro sem linha de vista (NLOS) de forma a mostrar as diferenças entre eles, escolhendo-se o receptor R1 e R2 respectivamente.

A análise é dividida em vários passos: em primeiro lugar é calculada a distância de coerência do canal para aquela frequência, sendo necessário para isso calcular a função de correlação espaço-tempo [49]. Com os dados relativos à função apresentada anteriormente, admitindo o cenário representado na Figura 29, é possível calcular o tempo de coerência do canal utilizando (4.4) admitindo a velocidade referenciada anteriormente de 5m/s como uma velocidade padrão para ambientes interiores.

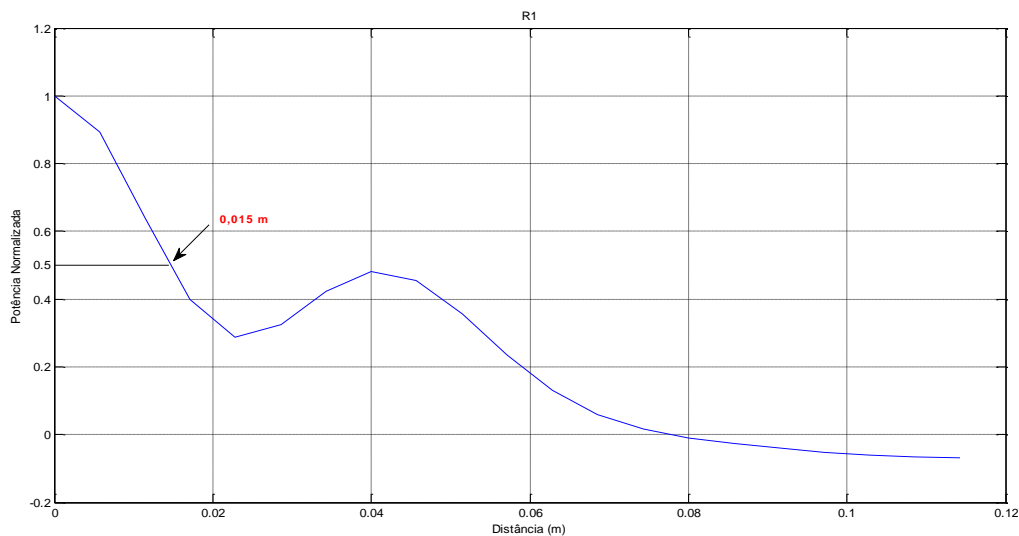


Figura 37 – Distância de Coerência para o ponto receptor R1 (LOS).

Recorrendo à expressão apresentada em (4.4) calculou-se o tempo de coerência do canal utilizando a distância de coerência obtida da Figura 37 que é de 15mm:

$$T_c = \frac{0,015}{5} = 3 \text{ ms}$$

O canal apresenta um tempo de coerência de 3ms para o receptor R1.

Relativamente ao receptor R2, ou seja, o caso em que não existe linha de vista, é tomada exactamente a mesma abordagem. Recorrendo à função de correlação espaço – tempo representada na Figura 38 retira-se a distância de coerência que para o receptor R2 é de 4,2mm.

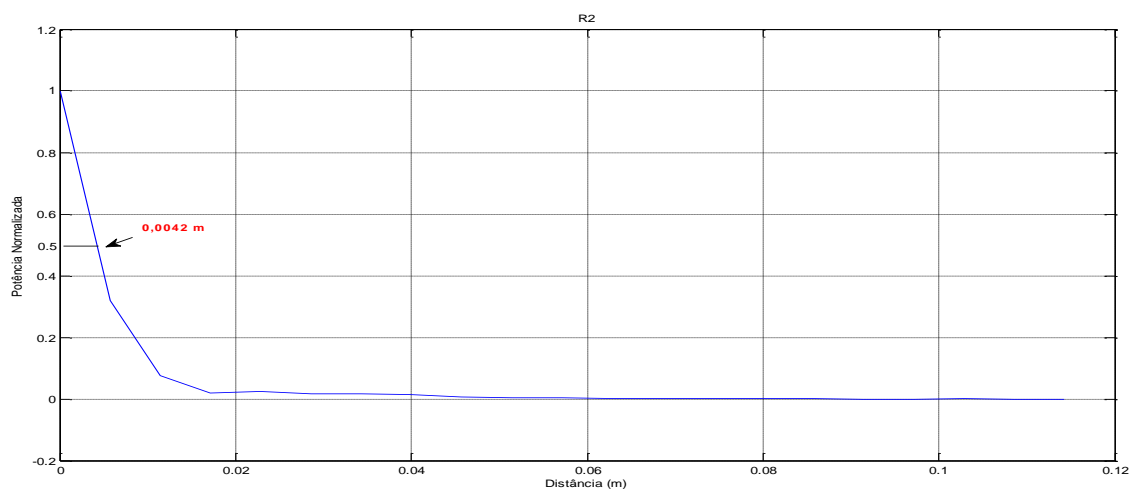


Figura 38 – Distância de Coerência para o ponto receptor R2 (NLOS).

Recorrendo mais uma vez à expressão (4.4) para o cálculo do tempo de coerência temos:

$$T_c = \frac{0,0042}{5} = 0,84 \text{ ms}$$

O canal apresenta um tempo de coerência de 0,84ms para o receptor R2. Na Tabela 10 estão representados os valores dos tempos de coerência dos receptores R1 e R2 para esta situação.

Tabela 10 - Tabela dos tempos de coerência para R1 e R2.

Receptor	Tempo de coerência
R1 (LOS)	3ms
R2 (NLOS)	0,84ms

Numa primeira análise (Técnica A) e na presença dos tempos de coerência do canal, será calculado o período de símbolo do sinal por intermédio de (4.7) extraída de [75] para os diferentes casos cujos valores são apresentados na Tabela 11.

$$T_s = \frac{Rb_s}{n^{\circ} \text{ bits da modulação} \times \text{FEC} \times n^{\circ} \text{ portadoras OFDM}} \quad (4.7)$$

Tabela 11 – Tabela dos Períodos de símbolo do sinal.

Frequência de Trabalho	Largura de Banda	Período de símbolo [s]			Valores Médios
		Modulação: QPSK Codificação: FEC-3/4 1,5 Bits / Símbolo	Modulação: 16-QAM Codificação: FEC-3/4 3 Bits / Símbolo	Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo	
3,5 GHz (norma d com 256 portadoras OFDM)	3,5 MHz	$8,7 \times 10^{-5}$	$1,74 \times 10^{-4}$	$2,61 \times 10^{-4}$	$1,74 \times 10^{-4}$
3,5 GHz (norma e com 1024 portadoras OFDM)	5 MHz	$2,56 \times 10^{-4}$	$2,52 \times 10^{-4}$	$3,78 \times 10^{-4}$	$2,95 \times 10^{-4}$

Em ambos os casos referidos na Tabela 11 e para os tempos de coerência para os dois receptores, pode-se concluir que o tempo de coerência do canal é superior ao período de símbolo do sinal o que leva a concluir que se trata de um canal lento.

Período de Símbolo do Sinal	Tempo de Coerência do canal (3,5GHZ)
Frequência 3,5GHz LB de 3,5MHz Ts de 0,174ms	TC para R1 é de 3ms
Frequência 3,5GHz LB de 5MHz Ts de 0,295ms	< TC para R2 é de 0,84ms
É um canal Lento!	

Figura 39 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de Doppler (Técnica C)

De forma a melhor comparar os resultados, fazendo uma análise diferente (Técnica B) é necessário converter estes dois tempos de coerência do canal no ritmo binário do canal que será posteriormente comparado com o ritmo binário da tecnologia para caracterizar o canal.

Assim, o ritmo binário do canal é calculado de acordo com a modulação e codificação utilizadas. Neste trabalho e como foram utilizadas três modulações para a caracterização do canal quanto ao espalhamento de atraso, irá também obviamente ser tomada a mesma abordagem nesta análise.

Neste sentido, e recorrendo à expressão apresentada em (4.8) extraída de [72], foi possível calcular quais os débitos binários do canal rádio, valores que são apresentados na Tabela 12.

$$R_b = \frac{n^{\circ} \text{ bits/simbolo}}{T_c} \tag{4.8}$$

Tabela 12 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).

Receptor	Frequência de Trabalho	Débitos Binários [bits/s]						Valores Médios
		Modulação: QPSK Codificação: FEC-3/4 1,5 Bits / Símbolo		Modulação: 16-QAM Codificação: FEC-3/4 3 Bits / Símbolo		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo		
		Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	
R1 (LOS)	3,5 GHz	500	500	1000	1000	1500	1500	1000
R2 (NLOS)	3,5 GHz	1785,71	1785,71	3571,43	3571,43	5357,14	5357,14	3571,43

Por comparação da Tabela 9 com a Tabela 12 e mais propriamente comparando os ritmos binários médios do canal com os ritmos binários médios da tecnologia *Wimax*, pode-se verificar que quaisquer valores dos ritmos binários calculados (aproximadamente 1000 bit/s relativamente ao receptor R1 e de 3571,43 bits/s relativamente ao receptor R2) para o canal, são inferiores aos ritmos binários da tecnologia (8,7Mbit/s para uma largura de banda de 3,5MHz e 12,18Mbit/s para uma largura de banda de 5MHz), ou seja, o canal apenas permite débitos binários menores do que os que a tecnologia apresenta sendo o canal caracterizado como canal lento uma vez que não tem fluidez de tráfego suficiente para acompanhar a o ritmo binário que a tecnologia *Wimax* permite. As duas análises são concordantes. Na Figura 40 representa-se de uma forma visual a caracterização do canal quanto ao espalhamento de *Doppler*.



Figura 40 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de *Doppler* (Técnica D).

4.4.2. Análise Cenário PEC – 5 GHz

Apresentada a forma de cálculo e caracterização de um canal rádio no capítulo anterior, nos restantes pontos será apresentada somente a informação em forma de tabelas para uma mais fácil compreensão dos resultados obtidos. É importante esclarecer que devido às dificuldades em encontrar dados de confiança relativos à norma 802.16d-2004 para a frequência dos 5 GHz, apenas se apresenta a tabela relativa aos débitos binários esperados para uma largura de banda de 10 MHz, com modulação 64-QAM com FEC = 3/4 como representado em [76].

4.4.2.1. Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência)

Assim, numa primeira fase (Técnica A), representam-se na Tabela 13 os valores de largura de banda de coerência e do espalhamento de atraso por análise do perfil de atraso de potência para os cinco receptores (R1 a R5) e depois na segunda fase (Técnica B), apresentam-se na Tabela 14 os valores resultantes da análise da função de correlação espaço – frequência (Transformada de Fourier do perfil de atraso de potência).

Tabela 13 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).

<u>Receptor</u>	<u>Rms Delay Spread</u> (σ_t [ns])	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	10	18,67	1,867
R2	2,5	79,27	7,927
R3	2,9	73,4	7,34
R4	0,67	297,6	29,76
R5	3,8	52,19	5,219
<u>Valores Médios</u>	3,9	104,2	10,4

Tabela 14 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).

<u>Receptor</u>	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	48	9,6
R2	54	10,4
R3	260	72
R4	360	142
R5	84	24
<u>Valores Médios</u>	161,2	51,6

Pode-se concluir, pela análise das duas tabelas que os valores médios das duas análises são próximos.

Por comparação dos valores representados pela Tabela 13 e Tabela 14 com os apresentados na Tabela 15, pode-se verificar que os valores das larguras de banda de coerência calculadas são superiores à largura de banda utilizada pela tecnologia nesta situação que é de 10 MHz. Assim pode-se concluir que o canal é plano.

Tabela 15 – Tabela resumida das características da tecnologia Wimax norma 802.16d-2004 [adaptado de [76]]

Frequência de Trabalho	Largura de Banda	Débitos Binários [Mbits/s]		
		Modulação: 64-QAM		Valores Médios
		Codificação: FEC-3/4		
		4,5 Bits / Símbolo		
		Uplink	Downlink	Uplink/ Downlink
5 GHz (norma d)	10 MHz	18,2	18,2	18,2

Na Figura 41 está representado o resumo da caracterização efectuada.

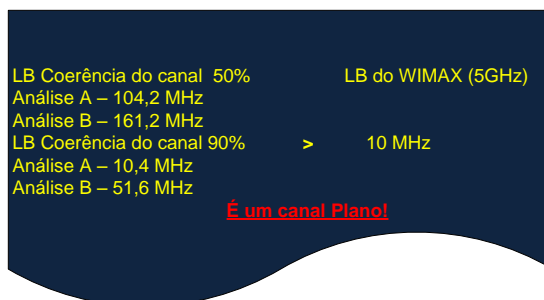


Figura 41 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.

De forma a verificar se o canal é propenso a ISI é necessário calcular o inverso do espalhamento de atraso médio e compará-lo com o débito binário da tecnologia ($LB = 10 \text{ MHz} / 64\text{-QAM } \frac{3}{4}$). Assim, recorrendo a (4.6), o inverso do espalhamento de atraso médio é igual a 256,4 Mbit/s o que se verifica ser bastante maior do que os 18,2 Mbit/s que é o valor máximo estimado para a norma 802.16d-2004 nestas condições. Assim pode-se concluir que não é um canal propício à existência de ISI.

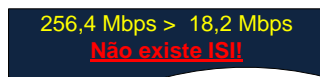


Figura 42 – Verificação da existência ou não de ISI.

4.4.2.2. Caracterização do canal (rápido ou lento)

Relativamente à caracterização do canal quanto ao desvanecimento relativo ao espalhamento de Doppler, adoptou-se a mesma estratégia do que no ponto 4.4.1.2. Por análise das funções de

correlação espaço – tempo, para os dois receptores R1 (LOS) e R2 (NLOS) obtiveram-se os valores de distância de coerência de 31mm e 5,2mm respectivamente. Utilizando a expressão (4.4) foi possível calcular os tempos de coerência do canal para os dois pontos considerados obtendo-se 6,2ms e 1,04ms respectivamente par aos pontos R1 e R2. Recorrendo à técnica C, criou-se a Tabela 16 com os valores do período de símbolo do sinal.

Tabela 16 – Tabela do Período de símbolo do sinal.

Frequência de Trabalho	Largura de Banda	Período de Símbolo [s]	
		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo	Valores Médios
5 GHz (norma d com 256 portadoras)	10 MHz	$6,33 \times 10^{-5}$	$6,33 \times 10^{-5}$

Para o caso referido na Tabela 16 e para os tempos de coerência dos dois receptores, pode-se concluir que o tempo de coerência do canal é superior ao período de símbolo do sinal o que leva a concluir que se trata de um canal lento.

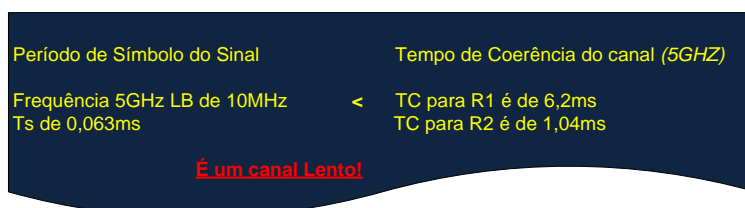


Figura 43 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de Doppler (Técnica C)

Uma vez calculados os tempos de coerência do canal e recorrendo à expressão apresentada em (4.8) foi possível calcular os débitos binários apresentados na Tabela 17 por intermédio da Técnica D.

Tabela 17 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).

Receptor	Frequência de Trabalho	Débitos Binários [bits/s]		
		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo		Valores Médios
		Uplink	Downlink	Uplink/ Downlink
R1 (LOS)	5 GHz	726	726	726
R2 (NLOS)	5 GHz	4327	4327	4327

Por comparação dos valores médios de débito binário de canal apresentados na Tabela 17, é possível verificar que estes são inferiores aos débitos médios da tecnologia apresentados na Tabela 15 o que leva a concluir que este é um canal lento.



Figura 44 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de Doppler (Técnica D).

4.4.3. Análise Cenário MIX – 3.5 GHz

4.4.3.1. Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência)

Da mesma forma do que foi feito anteriormente, apresentam-se na Tabela 18 e Tabela 19 os valores das larguras de banda de coerência do canal para 50% e 90% calculadas por intermédio da análise dos perfis de atraso de potência para cada ponto receptor (Técnica A) e os mesmos valores retirados da função de correlação espaço – frequência respectivamente para os mesmos receptores (Técnica B).

Tabela 18 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).

Receptor	Rms Delay Spread (σ_t [ns])	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	2,26	88,42	8,84
R2	3,35	59,73	5,97
R3	2,29	86,94	8,69
R4	0,98	204,92	20,49
R5	7,5	26,56	2,65
Valores Médios	3,28	93,32	9,33

Tabela 19 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).

Receptor	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	1011,8	55,14
R2	489,6	36,7
R3	212	81,96
R4	563,2	226,6
R5	68,08	12,98
Valores Médios	468,936	82,68

Fazendo a comparação dos valores médios de largura de banda calculados com os apresentados na Tabela 9, é possível caracterizar o canal rádio relativamente ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso. Assim pode-se ver, utilizando as larguras de banda de 3,5 MHz e 5

MHz correspondentes à tecnologia Wimax, que estas são menores que as calculadas nas duas técnicas. Posto isto e uma vez que as larguras de banda da tecnologia são menores que as larguras de banda de coerência deste canal rádio, pode-se concluir que se trata de um canal plano. Em forma de resumo, na Figura 45 apresenta-se a caracterização efectuada.

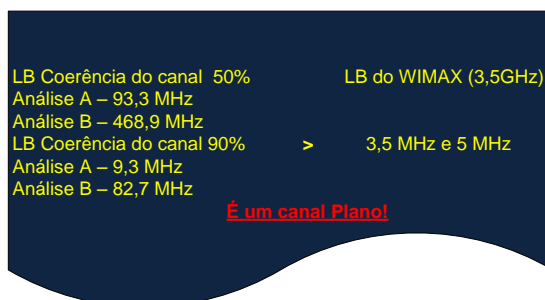


Figura 45 – Caracterização do canal quanto ao desvanecimento relativo ao espalhamento de atraso.

De forma a analisar a existência de ISI ou seja se na transmissão irá existir interferência entre os vários símbolos da mesma transmissão, é necessário à semelhança do elaborado anteriormente, calcular o inverso do espalhamento de atraso médio e verificar se os débitos máximos da tecnologia ($LB = 5\text{MHz} / 64\text{-QAM } \frac{3}{4}$) são superiores ou inferiores a este valor. Recorrendo a (4.6), obteve-se um débito binário de 304,9 Mbit/s. Uma vez que este valor é superior aos 18,36 Mbit/s da tecnologia, o canal não sofre de interferência inter-simbólica.

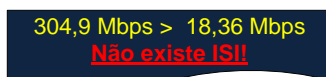


Figura 46 – Verificação da existência ou não de ISI.

4.4.3.2. Caracterização do canal (rápido ou lento)

Relativamente à caracterização do canal quanto ao desvanecimento relativo ao espalhamento de *Doppler*, adoptou-se a mesma estratégia do que no ponto 4.4.1.2. Por análise das funções de correlação espaço – tempo, para os dois receptores R1 (LOS) e R2 (NLOS) obtiveram-se os valores de distância de coerência de 3,3mm e 6,6mm respectivamente. Utilizando a expressão (4.4) foi possível calcular os tempos de coerência do canal para os dois pontos considerados obtendo-se 0,66ms e 1,32ms respectivamente par aos pontos R1 e R2. Na primeira análise referente à técnica C, verifica-se novamente que os períodos de símbolo do sinal apresentados na Tabela 11 estão abaixo dos tempos de coerência do canal calculados para os receptores R1 e R2 o que leva a concluir a existência de um canal lento.



Figura 47 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de *Doppler* (Técnica C)

Uma vez calculados os tempos de coerência do canal e recorrendo à expressão apresentada em (4.8) foi possível calcular os débitos binários apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).

Receptor	Frequência de Trabalho	Débitos Binários [bits/s]						
		Modulação: QPSK Codificação: FEC-3/4 1,5 Bits / Símbolo		Modulação: 16-QAM Codificação: FEC-3/4 3 Bits / Símbolo		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo		Valores Médios
		Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink/Downlink
R1 (LOS)	3,5 GHz	2273	2273	4545	4545	6818	6818	4545
R2 (NLOS)	3,5 GHz	1136	1136	2273	2273	3409	3409	2273

Recorrendo à técnica D, por comparação dos valores médios de débito binário de canal apresentados na Tabela 20, é possível verificar que estes são inferiores aos débitos médios da tecnologia apresentados na Tabela 9 o que leva a concluir que este é um canal lento.

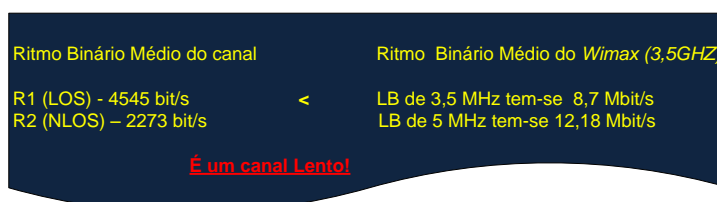


Figura 48 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de *Doppler* (Técnica D).

4.4.4. Análise Cenário MIX – 5 GHz

4.4.4.1. Caracterização do canal (plano ou selectivo na frequência)

De seguida e de forma a acabar de expor os dados extraídos nas simulações, é possível apresentar a Tabela 13 os valores de largura de banda de coerência e do espalhamento de atraso por análise do perfil de atraso de potência para os cinco receptores (R1 a R5) (Técnica A) e na

Tabela 22, apresentam-se os valores resultantes da análise da função de correlação espaço – frequência (Transformada de Fourier do perfil de atraso de potência) (Técnica B).

Tabela 21 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados analiticamente através dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica A).

<u>Receptor</u>	<u>Rms Delay Spread</u> (σ_t [ns])	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	1,66	120,16	12,01
R2	3,37	59,21	5,92
R3	2,16	92,45	9,24
R4	1,69	117,92	11,79
R5	6,29	31,78	3,17
Valores Médios	3,04	84,3	8,43

Tabela 22 – Valores de largura de banda de coerência do canal calculados por intermédio da transformada de Fourier dos Perfis de Atraso de Potência (Técnica B).

<u>Receptor</u>	Banda de Coerência $Bc_{50\%}$ [MHz]	Banda de Coerência $Bc_{90\%}$ [MHz]
R1	1431	70,04
R2	655,6	22,78
R3	103,7	30,28
R4	217,6	85,86
R5	10,23	51,14
Valores Médios	483,63	52,02

Por comparação dos valores representados pela Tabela 21 e Tabela 22 com os apresentados na Tabela 15, pode-se verificar que em quase todas as situações, os valores das larguras de banda de coerência calculadas são superiores à largura de banda utilizada pela tecnologia (10 MHz) à excepção do valor médio da largura de banda de coerência para 90% calculada directamente a partir do perfil de atraso de potência que tem um valor menor. Ainda assim pode-se concluir que o canal é plano uma vez que no âmbito geral se verifica a condição classificativa do canal como plano e também pois este valor surge numa análise a 90% o que já por si é muito exigente do ponto de vista de correlação.

Na Figura 41 está representado o resumo da caracterização efectuada.

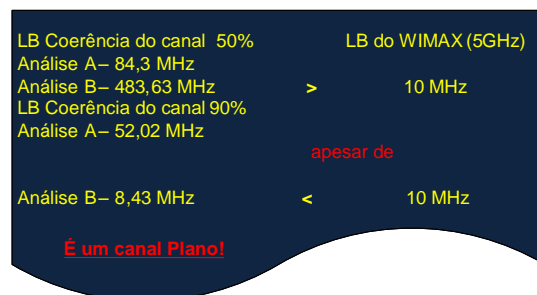


Figura 49 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de atraso.

De forma a verificar se o canal é propenso a ISI é necessário calcular o inverso do espalhamento de atraso médio e compará-lo com o débito binário da tecnologia ($LB = 10 \text{ MHz} / 64\text{-QAM } 3/4$). Assim, recorrendo a (4.6), o inverso do espalhamento de atraso médio é igual a 256,4 Mbit/s o que se verifica ser bastante maior do que os 18,2 Mbit/s que é o valor máximo estimado para a norma 802.16d-2004 nestas condições. Assim pode-se concluir que não é um canal propício à existência de ISI.

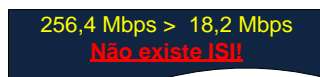


Figura 50 – Verificação da existência ou não de ISI.

4.4.4.2. Caracterização do canal (rápido ou lento)

Relativamente à caracterização do canal quanto ao desvanecimento relativo ao espalhamento de *Doppler*, adoptou-se a mesma estratégia do que no ponto 4.4.1.2. Por análise das funções de correlação espaço – tempo, para os dois receptores R1 (LOS) e R2 (NLOS) obtiveram-se os valores de distância de coerência de 2,3mm e 4,6mm respectivamente. Utilizando a expressão (4.4) foi possível calcular os tempos de coerência do canal para os dois pontos considerados obtendo-se 0,46ms e 0,92ms respectivamente para os pontos R1 e R2. Recorrendo à técnica C, e comparando o período de símbolo do sinal apresentado na Tabela 16 com os valores dos tempos de coerência para os dois receptores, pode-se concluir que o tempo de coerência do canal é superior ao período de símbolo do sinal o que leva a concluir que se trata de um canal lento.



Figura 51 – Caracterização do canal relativamente ao desvanecimento baseado em desvio de *Doppler* (Técnica C)

Uma vez calculados os tempos de coerência do canal e recorrendo à expressão apresentada em (4.8) foi possível calcular os débitos binários apresentados na Tabela 23.

Tabela 23 – Tabela dos valores do ritmo binário do canal rádio considerado (Receptores R1 e R2).

Receptor	Frequência de Trabalho	Débitos Binários [bits/s]		
		Modulação: 64-QAM Codificação: FEC-3/4 4,5 Bits / Símbolo		Valores Médios
		<i>Uplink</i>	<i>Downlink</i>	
R1 (LOS)	5 GHz	9783	9873	9873
R2 (NLOS)	5 GHz	4891	4891	4891

Por comparação dos valores médios de débito binário de canal apresentados na Tabela 23 e recorrendo à técnica de análise D, é possível verificar que estes são inferiores aos débitos médios da tecnologia apresentados na Tabela 15 o que leva a concluir que este é um canal lento.

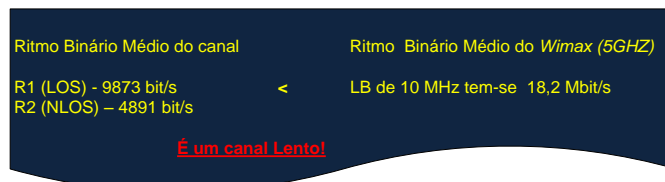


Figura 52 – Classificação do canal quanto ao desvanecimento baseado em espalhamento de *Doppler* (Técnica D).

4.4.5. Resumo dos resultados

De forma a apresentar os resultados obtidos de uma forma resumida e mais fácil de analisar, tem-se a Tabela 24.

Tabela 24 – Tabela resumo da caracterização de todas as situações analisadas.

Análise	Frequência	Desvanecimento baseado no espalhamento de atraso		Desvanecimento baseado no espalhamento de Doppler		Presença de ISI
		Técnica A	Técnica B	Técnica C	Técnica D	
Análise PEC	3,5 GHz	Canal Plano	Canal Plano	Canal Lento	Canal Lento	Não
	5 GHz	Canal Plano	Canal Plano	Canal Lento	Canal Lento	Não
Análise MIX	3,5 GHz	Canal Plano	Canal Plano	Canal Lento	Canal Lento	Não
	5 GHz	Canal Plano	Canal Plano	Canal Lento	Canal Lento	Não

Como se pode ver em todas as situações se está perante um canal plano, lento e sem ISI.

4.5. Formas de suavizar o desvanecimento

De acordo com o apresentado em 2.4, os canais sujeitos a desvanecimentos planos e lentos, apesar de não apresentarem ISI podem vir a ter uma redução significativa da SNR [77]. Existem no entanto formas de suavizar os efeitos destes tipos de desvanecimento que passam por várias formas de diversidade apresentadas de seguida [77]:

- **Diversidade Temporal** – Transmissão do sinal em N *time slots* diferentes com uma separação temporal mínima igual ao tempo de coerência (T_0). Este tipo de diversidade pode ser conseguida recorrendo ao entrelaçamento (*interleaving*).
- **Diversidade na Frequência** – Transmissão do sinal em N portadoras diferentes com uma frequência de separação mínima igual à largura de banda de coerência (f_0). A expansão da largura de banda do sinal é uma técnica de diversidade na frequência em que a largura de banda é expandida de forma a ser superior a f_0 fornecendo ao receptor várias réplicas independentes do sinal de desvanecimento. Desta forma é conseguida diversidade na frequência na ordem de $L = LB/f_0$. Sempre que a LB do sinal se torne maior que a largura de banda de coerência do canal, cai-se numa situação de selectividade na frequência o que irá provocar distorção do sinal na forma de ISI a não ser que se tomem as devidas precauções e se utilize por exemplo equalizadores. O *Spread Spectrum* (SS) é uma forma de expansão da largura de banda que aumenta a rejeição de sinais interferentes. Na situação do *Direct-Sequence Spread-Spectrum* (DS/SS), os componentes multi-percurso que se atrasem mais do que um *chirp*, são automaticamente rejeitados pelo sistema. No entanto para se conseguir o desempenho de canais *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), é necessário compensar a perda de energia existente nesses componentes rejeitados. Com esse objectivo surge o receptor *Rake* que coerentemente combina a energia de cada componente multi-percurso

provenientes por percursos diferentes. Assim, com a combinação de receptores *Rake* com DS/SS, consegue-se obter diversidade de percurso.

- **Frequency Hopping Spread Sprecum** – O FHSS é um é um esquema de modulação *spread-spectrum* que utiliza uma portadora de banda estreita alterando a frequência segundo um padrão conhecido pelo transmissor e pelo receptor. Este método é diversas vezes utilizado como mecanismo de diversidade, o que acontece no GSM em casos em que o móvel se desloca muito devagar ou se encontra imóvel.

- **Diversidade Espacial** – A diversidade espacial é normalmente conseguida com a utilização de várias antenas receptoras separadas a uma distância nunca inferior ao equivalente a dez comprimentos de onda para uma estação base (menos para um terminal móvel). O processamento de sinal deve estar preparado para escolher a melhor antena ou combinar as antenas de forma a obter os melhores resultados. Um exemplo de um sistema que utiliza diversidade espacial é o *Global Positioning System* (GPS) [77].

Qualquer mecanismo de diversidade deve ser encarado com uma forma de repetição de códigos no tempo e no espaço. No entanto, existem técnicas para melhorar as perdas da SNR num canal que sofre de desvanecimento mais eficientes e mais robustas do que estas. Códigos de correcção de erros representam a forma de suavização do desvanecimento em que em vez de fornecerem mais energia do sinal, reduzem o parâmetro E_b/N_0 de forma a conseguir obter o melhor desempenho em relação a erros. Conjugando os códigos de correcção de erros com o entrelaçamento, é provavelmente a forma de suavizar o desvanecimento mais utilizada e que mais garantias dá [78] - [84].

Capítulo 5 Conclusões

O objectivo traçado para este trabalho foi o de caracterizar um determinado canal rádio (cenário) para a tecnologia *Wimax* (3,5 GHz e 5 GHz) fundamentalmente quanto aos dois tipos de desvanecimentos em pequena escala que estão presentes nos canais rádio: desvanecimento baseado em espalhamento de atraso (canal plano ou selectivo na frequência) e desvanecimento baseado em espalhamento de *Doppler* (canal rápido ou lento). De forma a realizar a caracterização desenvolveu-se um software na linguagem *Matlab*, que implementa o FDTD que utiliza as equações de Maxwell na sua forma diferencial complementado com a técnica *Convolutional Perfect Matched Layer* (CPML) para realizar a absorção das ondas electromagnéticas nas fronteiras do cenário considerado.

Depois de se escolher o cenário e de se escolherem todos os parâmetros necessários para realizar a simulação, foram feitas quatro caracterizações diferentes divididas em duas análises. A análise do Cenário PEC corresponde às simulações para 3,5 GHz e 5 GHz para um cenário maioritariamente constituído por CEP. A análise do Cenário MIX corresponde a duas simulações para as mesmas frequências mas em que os constituintes do cenário serão vários materiais diferentes.

Em ambas as análises (PEC e MIX), o canal rádio foi caracterizado para os dois tipos de desvanecimentos utilizando para o desvanecimento baseado em espalhamento de atraso duas técnicas, a A e B e relativamente ao desvanecimento baseado em espalhamento de Doppler foram utilizadas as técnicas C e D. Em ambos os pares de técnicas, os resultados obtidos foram concordantes obtendo-se os mesmos resultados.

Em todos os casos simulados e caracterizados, mostrou-se estar-se na presença de um canal plano, lento e sem interferência inter-simbólica.

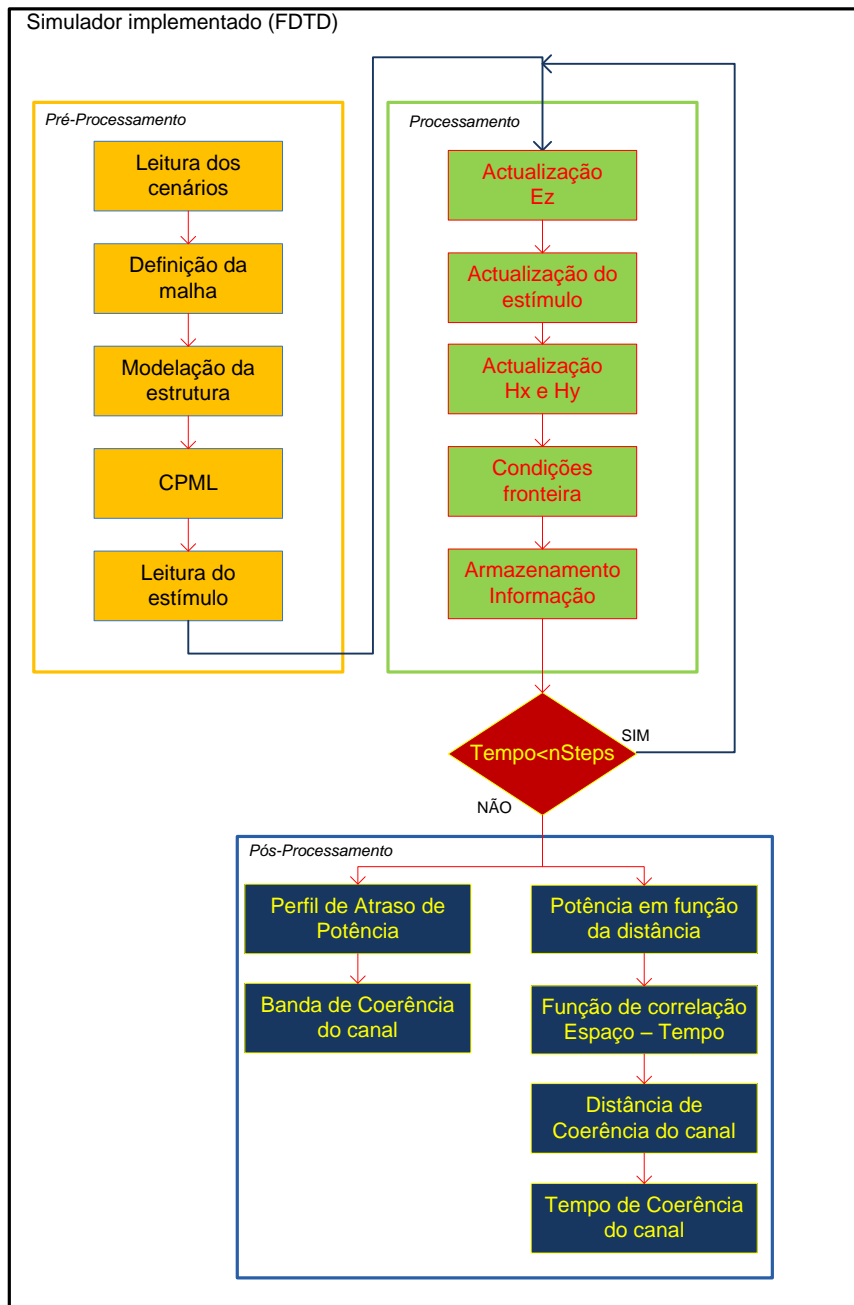
Nestes casos, como não irá haver ISI, não há necessidade de equalização mas uma vez que há perdas a nível da relação sinal ruído (SNR), devem ser usadas técnicas de diversidade (espacial, temporal e de frequência) e códigos correctores de erros de forma a suavizar os efeitos do desvanecimento.

Capítulo 6 Trabalho Futuro

Relativamente a trabalho complementar que de alguma forma possa vir a ser desenvolvido no âmbito desta Dissertação de mestrado enumera-se:

- Realização de métodos de simulação que suportem os efeitos da parte superior e inferior dos cenários no que respeita principalmente a reflexões no solo e tecto.
- Caracterização tridimensional de canais rádio interiores e exteriores utilizando FDTD.
- Utilização de técnicas híbridas tais como FDTD conjuntamente com UTD na caracterização de canais rádio, por forma a que se possam simular áreas mais realistas.

ANEXO I – Fluxograma completo do simulador FDTD



ANEXO II – PAP para aferição do Simulador (850 MHz)

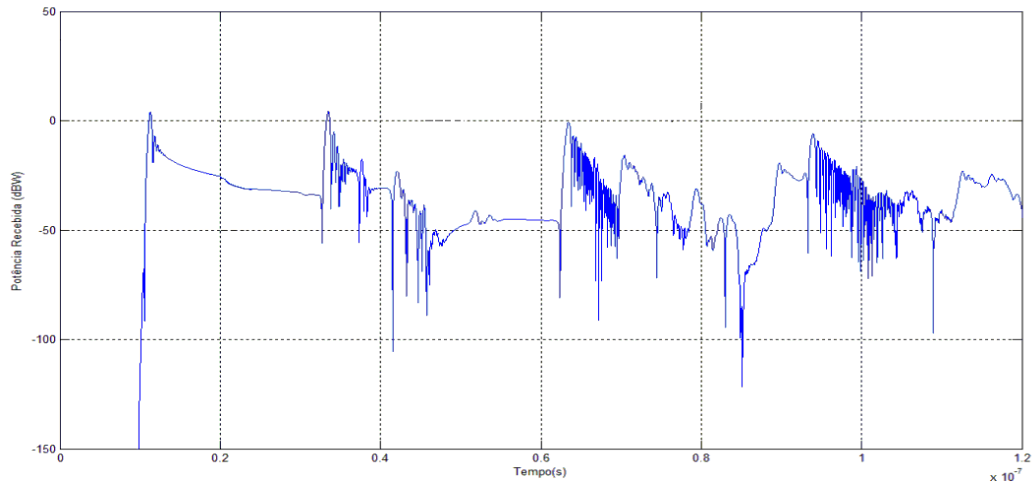


Figura 53 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R1 (x=4,5m,y=15m).

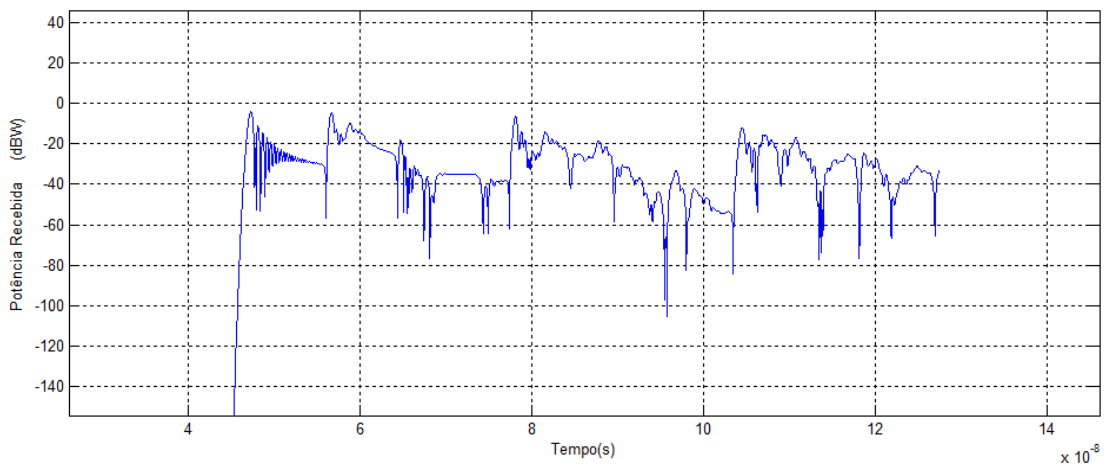


Figura 54 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R2 (x=15m,y=15m).

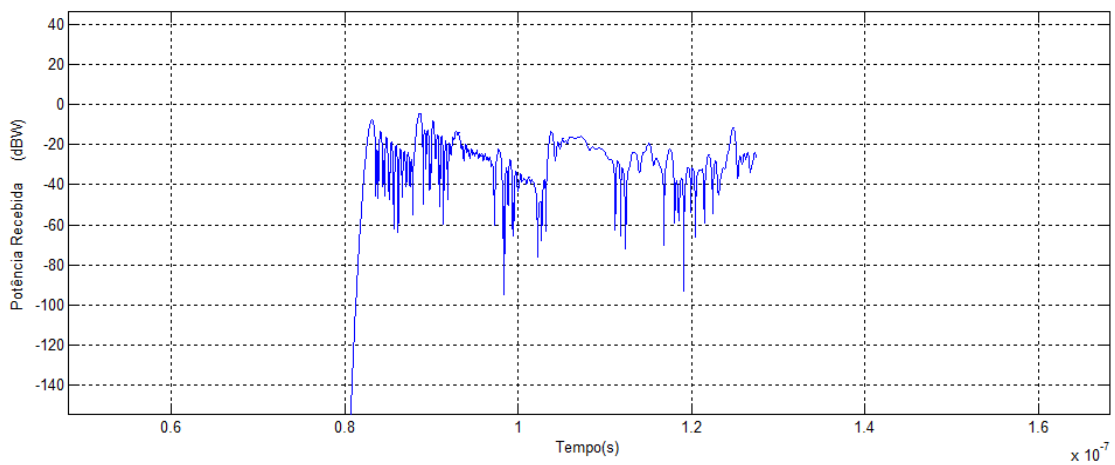


Figura 55 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R3 (x=25,5m,y=15m).

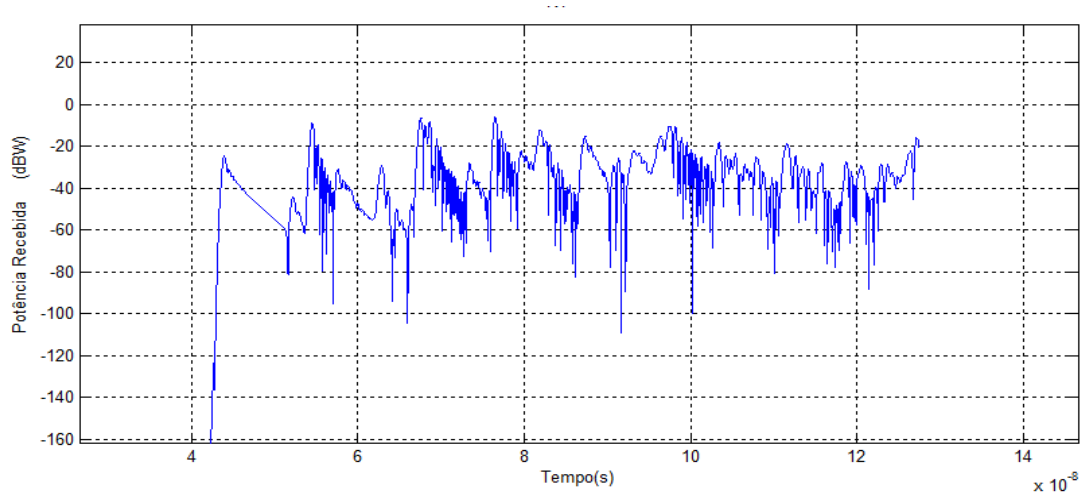


Figura 56 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R4 (x=9,75m,y=6m).

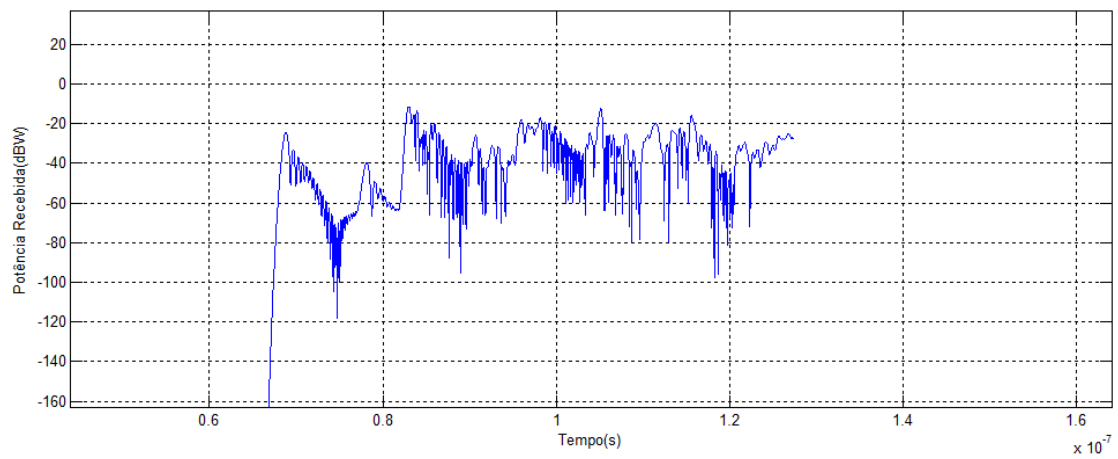


Figura 57 – Perfil de Atraso de Potência para o receptor R5 (x=20,25m,y=24m).

ANEXO III – PAP para Cenário Final de Análise (PEC a 3,5GHz)

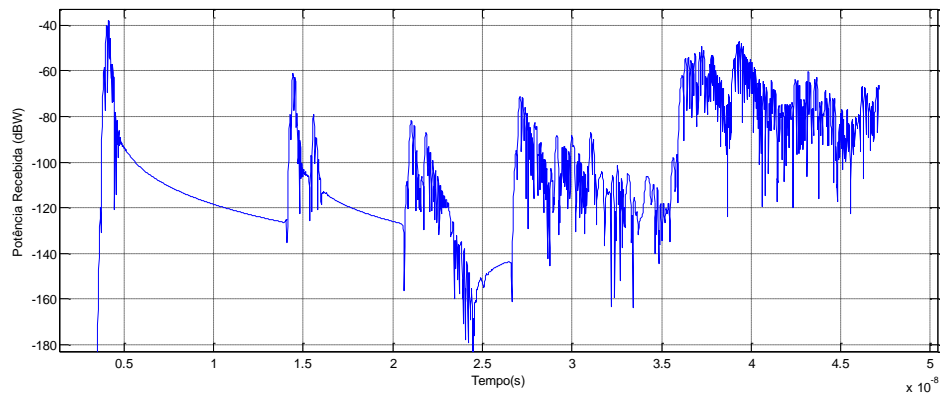


Figura 58 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 (x = 6,27m, y = 1,14m).

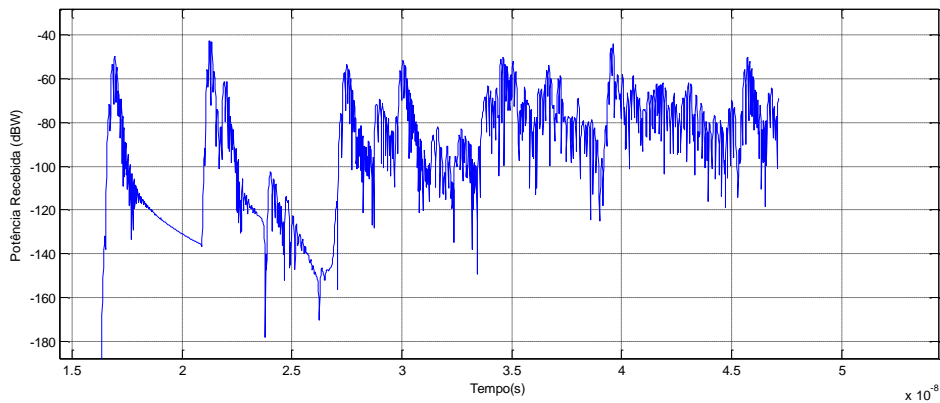


Figura 59 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 (x = 3,77m, y = 4,28m).

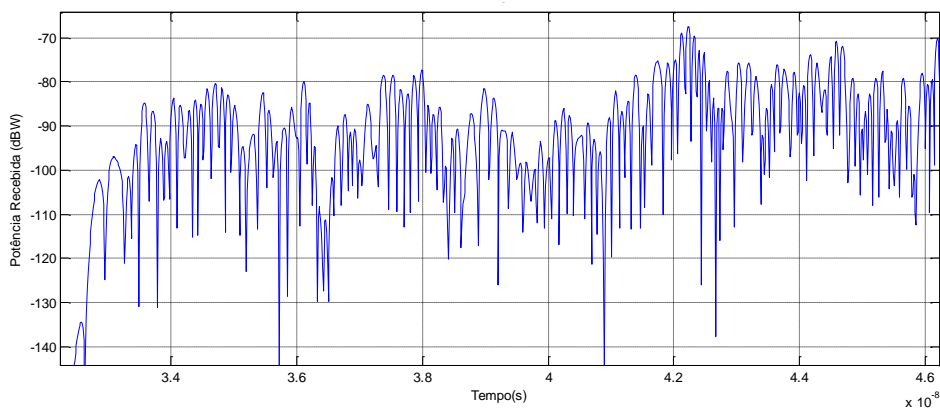


Figura 60 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 (x = 3,77m, y = 7,41m).

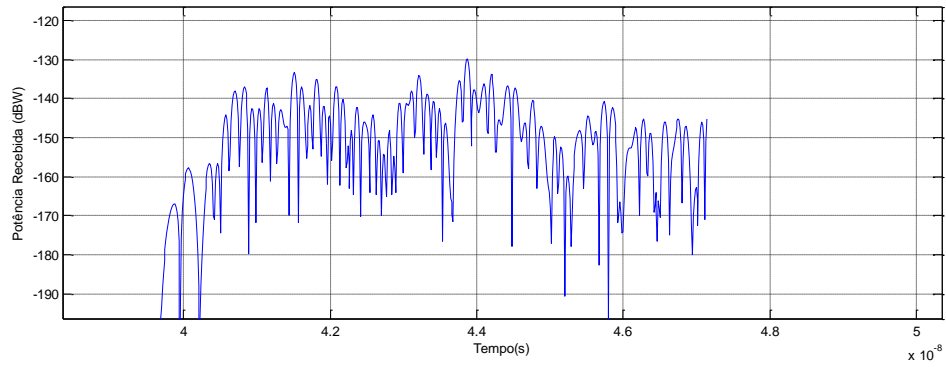


Figura 61 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 (x = 3,77m, y = 10,5m).

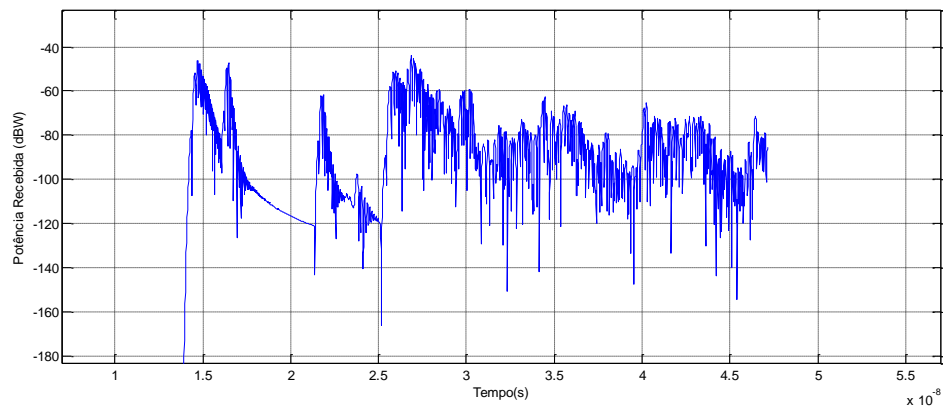


Figura 62 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 (x = 6,27m, y = 4,28m).

ANEXO IV – PAP para Cenário Final de Análise (PEC a 5GHz)

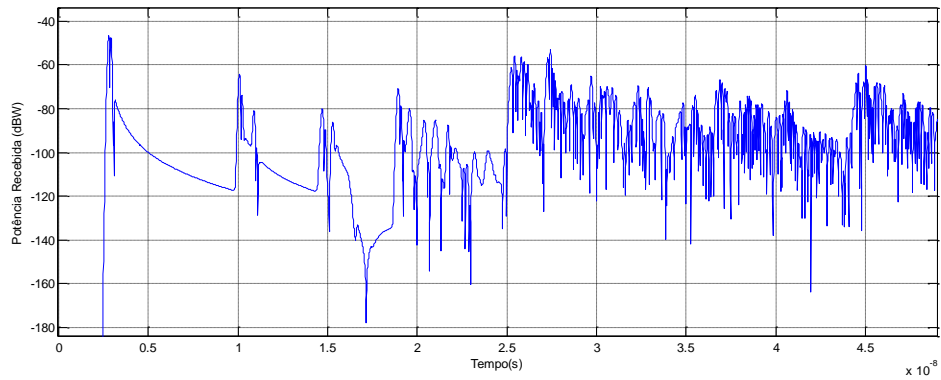


Figura 63 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 (x = 4,4m, y = 0,8m).

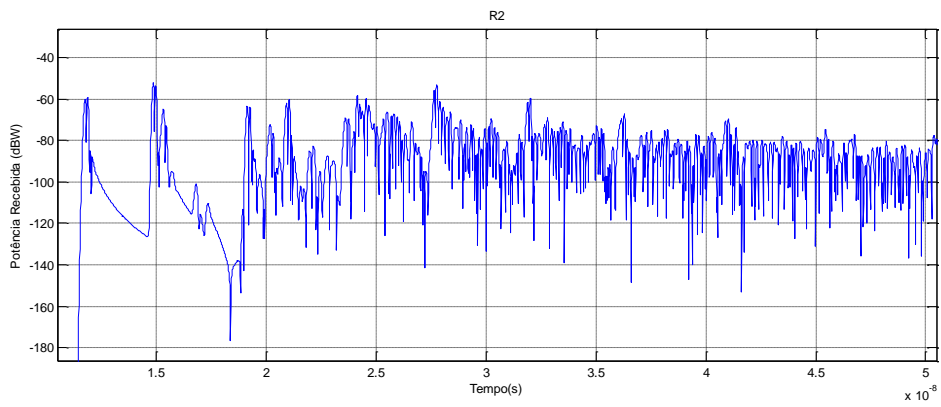


Figura 64 – Perfil atraso de potência para o receptor R2 (x = 2,64m, y = 3m).

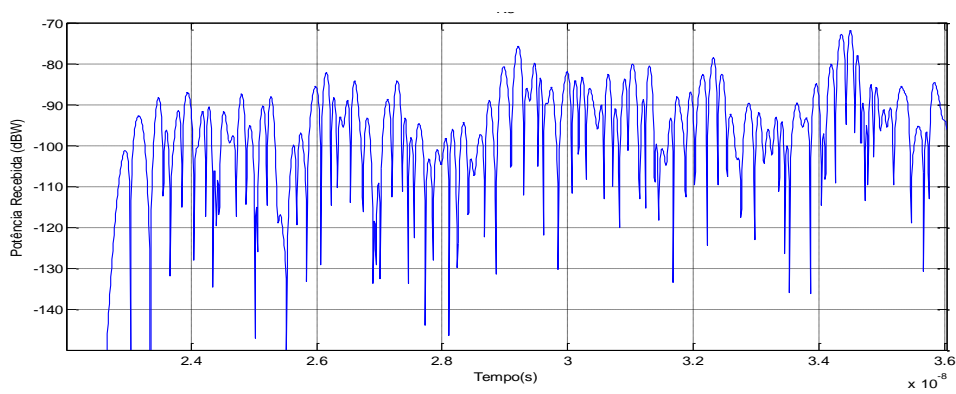


Figura 65 – Perfil atraso de potência para o receptor R3 (x = 2,64m, y = 5,2m).

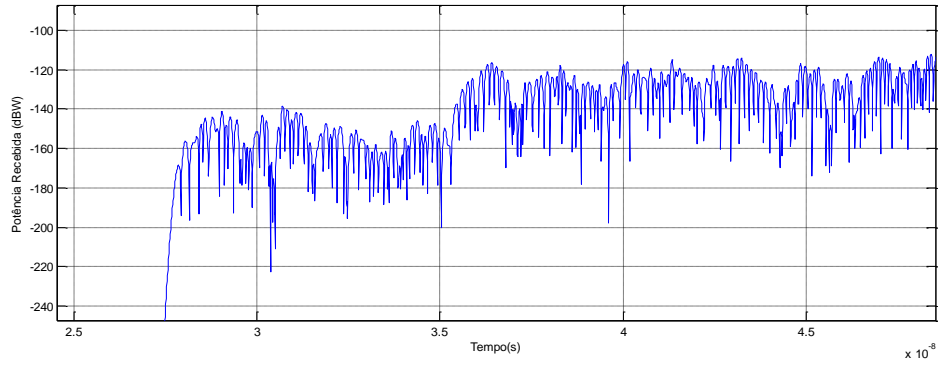


Figura 66 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 (x = 2,64m, y = 7,4m).

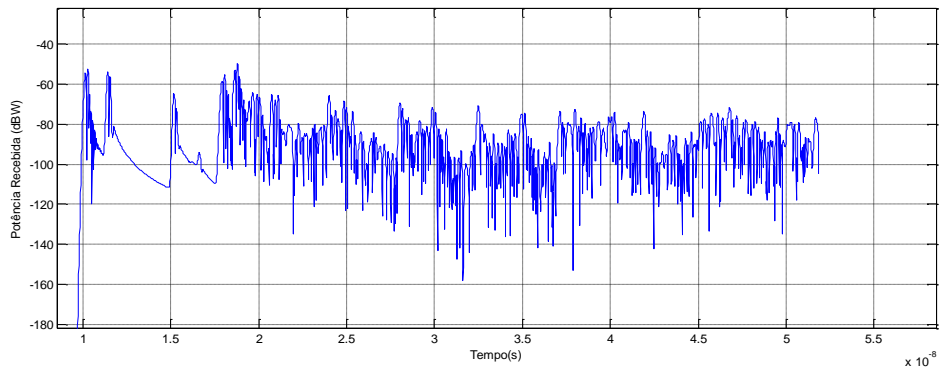


Figura 67 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 (x = 4,4m, y = 3m).

ANEXO V – PAP para Cenário Final de Análise (MIX a 3,5GHz)

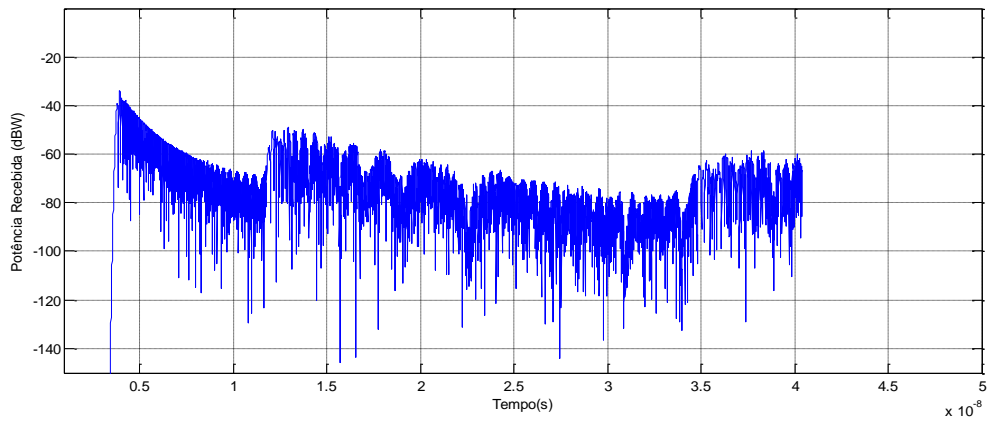


Figura 68 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 (x = 6,27m, y = 1,14m).

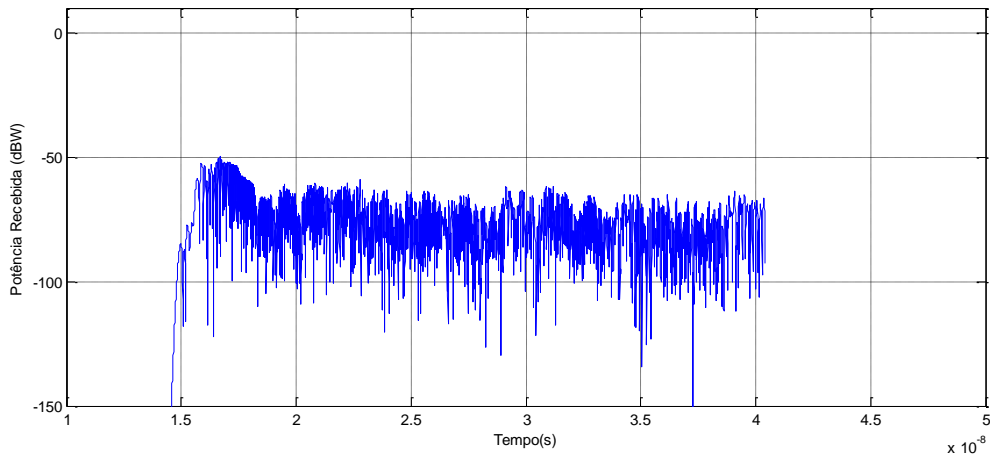


Figura 69 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 (x = 3,77m, y = 4,28m).

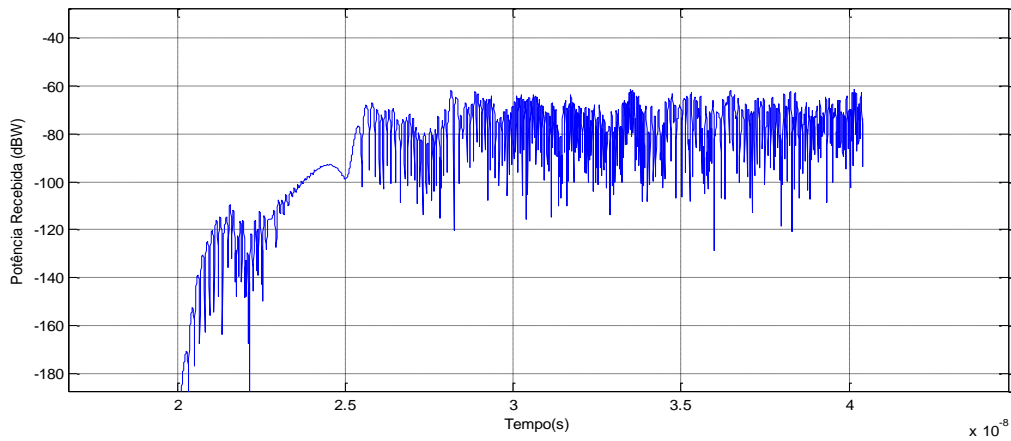


Figura 70 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 (x = 3,77m, y = 7,41m).

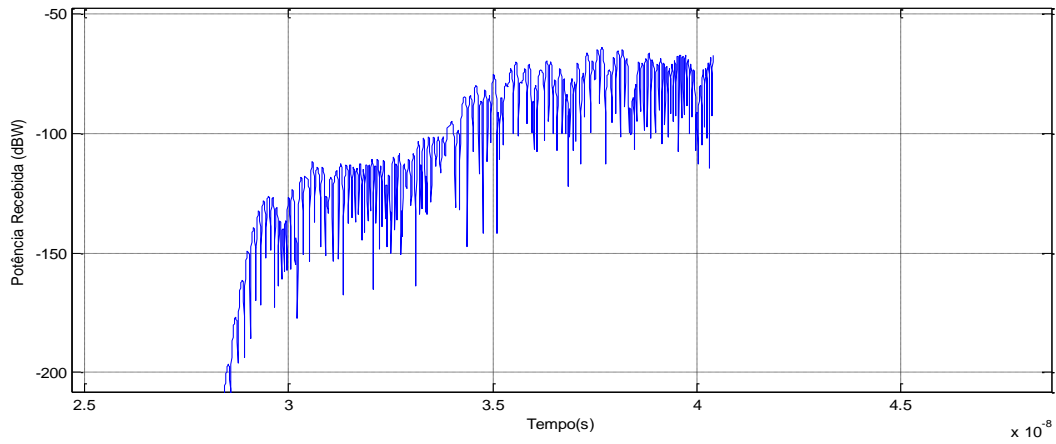


Figura 71 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 (x = 3,77m, y = 10,5m).

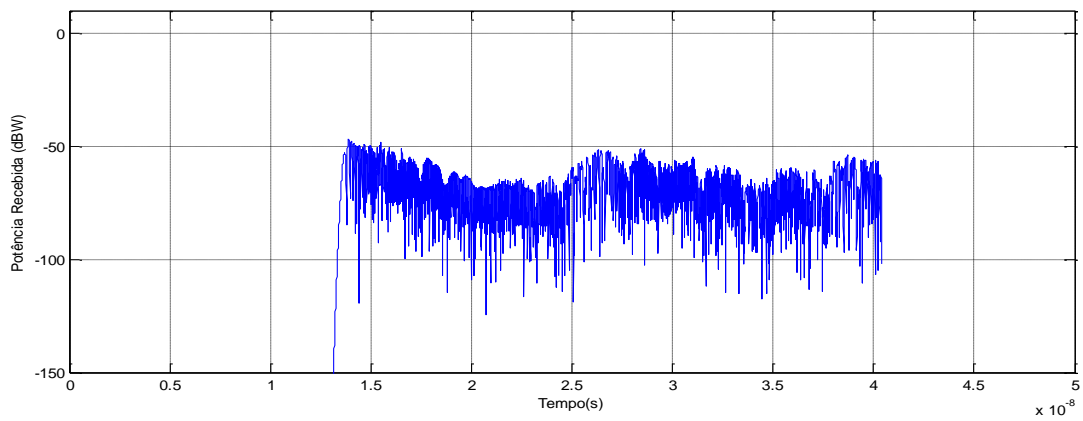


Figura 72 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 (x = 6,27m, y = 4,28m).

ANEXO VI – PAP para Cenário Final de Análise (MIX a 5GHz)

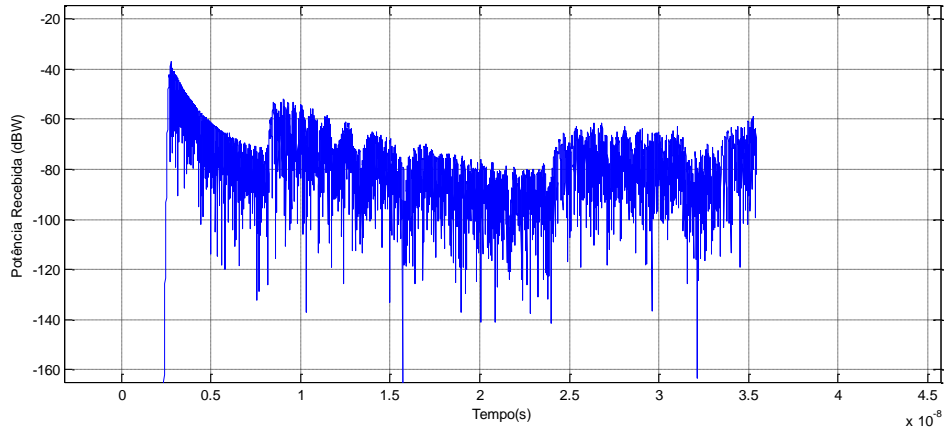


Figura 73 – Perfil de atraso de potência para o receptor R1 (x = 4,4m, y = 0,8m).

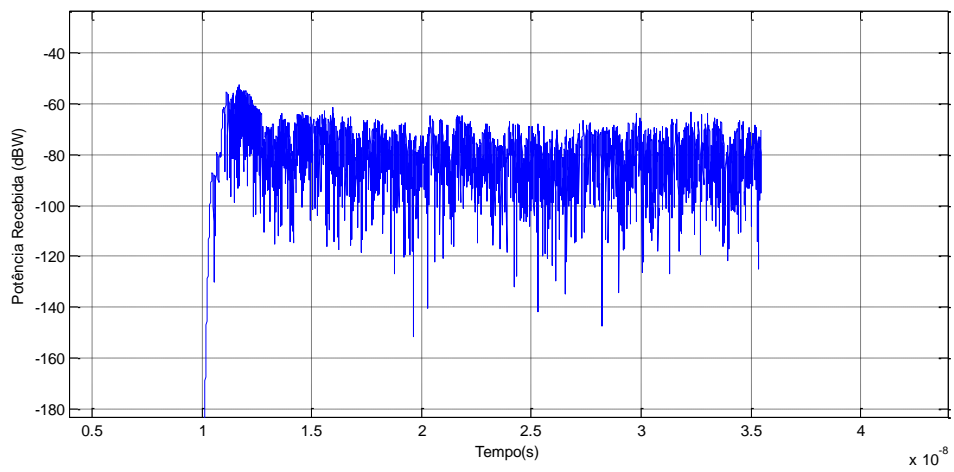


Figura 74 – Perfil de atraso de potência para o receptor R2 (x = 2,64m, y = 3m).

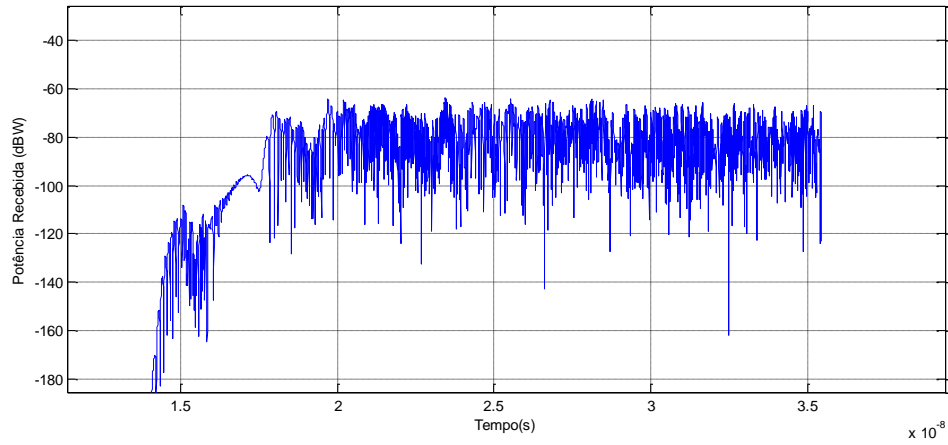


Figura 75 – Perfil de atraso de potência para o receptor R3 (x = 2,64m, y = 5,2m).

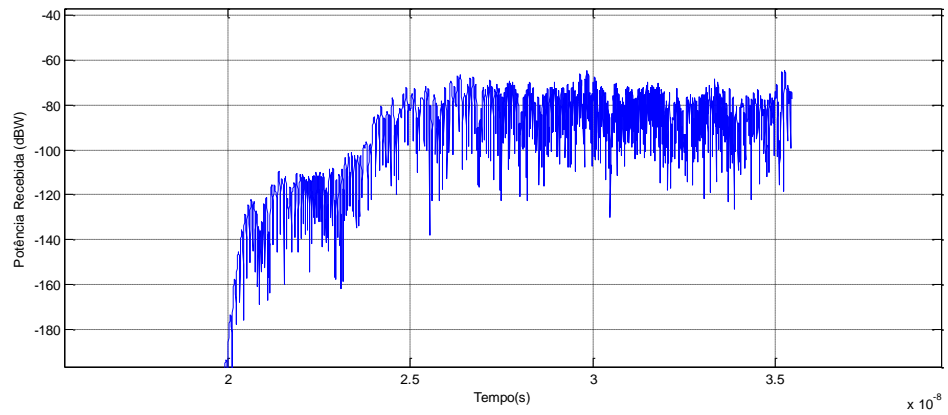


Figura 76 – Perfil de atraso de potência para o receptor R4 (x = 2,64m, y = 7,4m).

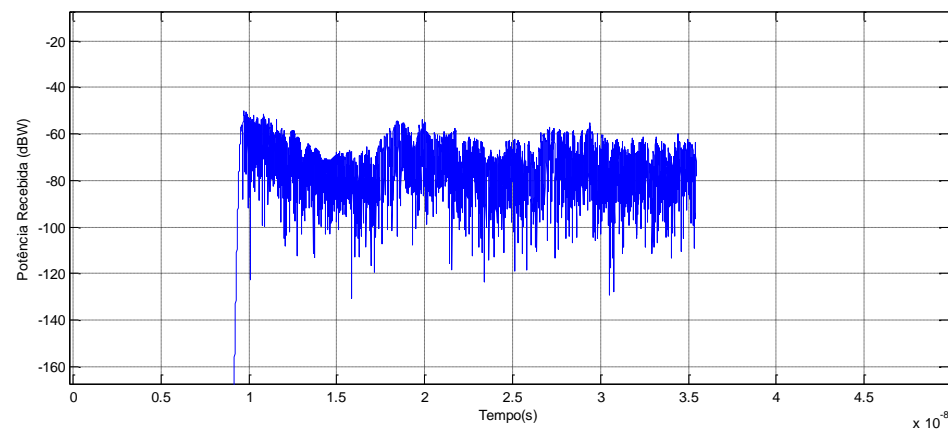


Figura 77 – Perfil de atraso de potência para o receptor R5 (x = 4,4m, y = 3m).

Referências

- [1]. Nuno Cota, Acetatos da unidade curricular “*Modelos e Simulação em Sistemas de Telecomunicações*”, DEETC/ISEL, 2000.
- [2]. IEEE Standard 802.16-2004, “*Standard for local and metropolitan area networks*”, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, October, 2004.
- [3]. *Wimax Forum*, “*Mobile Wimax – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation*”, Março de 2006.
- [4]. Ericksson, “*WiMAX tecnologia de banda larga*”, in *Workshop WiMAX – Desafios e Oportunidades*, ISEL, Lisboa, Portugal, 13 de Dezembro de 2006.
- [5]. Martin, D. J.R., “*Radio Communication in mines and tunnels*”. *Electronics Letters*, Vol. 6, nº18, pp 563-564, 1970.
- [6]. Delogne, P, “*Basic mechanisms of tunnel propagation*”, *Radio Sci*, Vol. 11, nº4, pp. 295-303, 1976.
- [7]. Chiba, J. and Sugiyama, K., “*Effects of trans on cutoff frequency and field in rectangular tunnel waveguide*”. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol. 30, nº5, pp. 757-759, 1982.
- [8]. Chiba, J., Inaba, T. and Kuwamoto, Y. “*Radio-communication in tunnels.*”, *IEEE transactions on microwave theory and techniques*. 1978, Vol. 26(6), pp. 439-443.
- [9]. Turin, G.L. et al. “*A statistical model of urban multipath propagation*”. *IEEE transaction on vehicular technology*, Vol. 21, nº1, pp. 1-9, 1972.
- [10]. Suzuki, H. “*Statistical model for urban radio propagation*”. *IEEE transactions on communications*, Vol. 25, nº7, pp-673-680, 1977.
- [11]. Saleh, A.A.M. e Valenzuela, R.A. “*Statistical model for indoor multipath propagation*”. *IEEE journal on selected areas in communication*, Vol. 5, nº2, pp. 128-137, 1987.
- [12]. Rappaport, T.S. “*Characterization of UHF multipath radio propagation inside factory buildings*”. *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 37, pp. 1058-1069, 1989.
- [13]. Ganesh, R. Pahvalan, K. “*Statistical modeling and computer simulation of indoor radio channel*”. *IEEE Proceedings*, Vol 138, nº3, pp. 153-161, 1991.
- [14]. Alexander, S.E. “*Characterizing buildings for propagation at 900MHz*”. *Electronics Letters*, Vol. 19, nº20, pp. 860-862, 1983.
- [15]. Alexander, S.E. “*Radio-Propagation within building at 900MHz*”. *Electronic Letters*, Vol. 18, nº21, pp. 913-914, 1982.

- [16]. Devasirvatham, D.M.J. “*The delay spread measurements of wideband radio signals within a building*”. *Electronic Letters*, Vol. 20, nº23, pp. 950-951, 1984.
- [17]. Hoffman, H.H. e Cox, D.C. “*Attenuation of 900MHz radio waves propagation into a metal building*”. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 30, nº 4, pp. 808-811, 1982.
- [18]. Cox, D.C. Murray, R.R. e Moris, W. “*Measurements of 800MHz rádio transmission into building with metallic walls*”. *Bell System Technology Journal*, pp. 2695-2717, 1983.
- [19]. Pahlavan, K. e Howard, S.J. “*Frequency domain measurements of indoor radio channels*”. *Electronic Letters*, Vol. 25, nº24, pp. 1645-1647, 1989.
- [20]. Howard, S.J. e Pahlavan, K. “*Measurements and analysis of indoor radio channel in frequency domain*”. *IEEE transactions on instrumentation and measurements*, Vol. 39, pp. 751-755, 1990.
- [21]. Hawbacker, D.A. e Rappaport, T.S. “*Indoor wideband radiowave propagation measurements at 1,3GHz and 4GHz*”. *Electronic Letters*, Vol. 26, nº21, pp. 1800-1802, 1990.
- [22]. Moldkar, D. “*Review on radio propagation into and within buildings*”. *IEEE proceedings*, Vol. 138, nº1, pp. 61-73, 1991.
- [23]. Honcharenko, W. e Bertoni, H.L. “*Transmission and reflection characteristics at concrete block walls in UHF bands proposed for future PCS*”. *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 42, nº2, pp. 232-239, 1994.
- [24]. Vega, C.P. e Garcia, J.L.G. “*Polarization behaviour in the indoor propagation channel*”. *Electronic Letters*, Vol. 33, nº10, pp. 898-899, 1997.
- [25]. Zaghlouo H., Fattouche, M. e Morrison, G. “*Comparison of indoor propagation channel characteristics at different frequencies*”. *Electronic Letters*, Vol. 27, nº22, pp. 2077-2079, 1991.
- [26]. Janssen, G.J.M. e Stiger, P.A. “*Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2,4, 4,75 and 11,5 GHz*”. *IEEE transactions of communications*, Vol. 44, pp. 1272-1288, 1996.
- [27]. Yang, G.N. e Pahlavan, K. “*Sector antenna and DFE modems for high speed indoor rádio communications*”. *IEEE transactions on vehicular technology*, Vol. 43, pp. 925-933, 1994.
- [28]. Seidel, S.Y. e Rappaport, T.S., “*Site specific propagation prediction for wireless in-building personal communication-system design*”. *IEEE transactions on vehicular technology*, Vol. 43, pp. 879-891, 1994.

- [29]. Holloway, C.L., Cotton, M.G. e McKenna, P.A. “*A model for predicting the power delay characteristics inside a room*”. IEEE transactions on vehicular technology, Vol. 40, pp. 1110-1120, 1999.
- [30]. Rappaport, T.S. e Hawbacker, D.A. “*Effects of circular and linear polarized antennas on wideband propagation parameters in indoor radio channels*”, Proceedings IEEE Globecom, pp. 207-217, 1991.
- [31]. Dalke, R., Holloway, C.L. e McKenna, P. “*Reflection and transmission properties of reinforced concret walls.*”, IEEE antennas and propagation society international symposium, vol. 3, pp. 1502-1505, 1999.
- [32]. Babich, F. e Lombardi, G. “*Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel*”. IEEE transactions on communications, Vol. 48, nº3, pp. 455-464, 2000.
- [33]. Degli-Esposti, V., Lombardi, G. e Passerini, C. “*Wideband measurements and ray-tracing simulation of 1900 MHz indoor propagation channel*”. IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 49, nº7, pp. 1101-1110, 2001.
- [34]. Devasirvathan, D.M.J., R.R. e Banerjee, C. “*Time delay spread measurements at 850 MHz and 1,7 GHz inside a metropolitan office building*”, Electronic Letters, Vol. 25, nº3, pp. 194-196, 1989 .
- [35]. Hammoudeh, A. Scammell, D.A. e Sanchez, M.G. “*Measurements and analysis of the indoor wideband millimeter wave wireless radio channel and frequency diversity characterization*”. IEEE transaction on antennas and propagation, Vol. 51, nº 10, pp. 2974-2986, 2003.
- [36]. Bayram, A., Attiya, A.M. e Saffai-Jazi, A. “*Frequency-domain measurements of indoor UWB channels*”. Microwave and optical technology letters, Vol. 44, nº2, pp. 118-123, 2005.
- [37]. Elfataoui e Mirchandani, “*A discrete domain method for generation of discrete time annalistic signal*”. IEEE time signal processing, Vol. 54, nº9, pp. 3343-3352, 2006.
- [38]. Donaldson, P.B., Fattouche, M. e Donaldson, R.W. “*Characterization of in-building UHF wireless radio communication channels using spectral energy measurements*”. IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 44, nº1, pp. 80-86, 1996.
- [39]. Theodore Rappaport, “*Wireless Communications: Principles and Practice*”, Second Edition, Prentice Hall, Dezembro de 2001.
- [40]. Pedro Vieira, Acetatos da unidade curricular “*Comunicações Móveis*”, DEETC/ISEL, 2007.

- [41]. Bello, P.A., “*Characterization of randomly Time Variant Linear Channels*”. IEEE Trans. Communication Systems, Vol. CS-11, no. 4, pp. 360-93, 1963.
- [42]. Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed, “*Fundamentals of Wimax – Understanding Broadband Wireless Networking*”, Prentice Hall, Fevereiro de 2007.
- [43]. W.C. Lee, “*Mobile Communications Engineering*”, 2nd edition, McGraw-Hill, New York, 1998.
- [44]. T.K. Sarkar, H. Schwarzlander, S.Choi, M. S. Palma, M.C. Wicks, “*Stochastic Versus Deterministic Models in the Analysis of Communication Systems*”, IEEE Antennas & Propagation Magazine, Vol .44, N°44, pp. 40-49, August 2002.
- [45]. Igor Filipe de Matos Ferreira, “*Comparação do desempenho de modelos de canal rádio para sistemas MIMO*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, 2009.
- [46]. Hashemi, H. “*The indoor radio propagation channel*”. IEEE Proceedings, Vol. 19, pp. 943-968, 1993.
- [47]. Cox, D.C., Murray, R.R., and Norris, A. “*800 MHz Attenuation Measured in and around sub-urban Houses*”, AT&T Bell Laboratory Technical Journal, Vol. 673, No.6 July –August 1984.
- [48]. Andréa Duarte Carvalho, “*Caracterização Experimental de da rádio propagação no interior de edifícios*”, Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2008.
- [49]. Bernard Sklar, “*Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization*”, IEEE Communications Magazine, pp. 90-100, July 1997.
- [50]. Warren L. Stutzman e Gary A. Thiele. ”*CEM for antennas. The Method of Moments*”, em *Antenna Theory and Design*, New York, John Wiley & Sons, Capítulo 10, 1998.
- [51]. Pedro Renato Tavares Pinho, “*Antena para um Terminal Móvel para a Banda de Frequências de 1,91 a 2,20 GHz*”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Aveiro, Abril de 2000.
- [52]. Márcio Eduardo da Costa Rodrigues, “*Técnicas de Traçado de Raios em Três Dimensões para Cálculo de Campos em Ambientes Interiores e Exteriores*”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, PUC/Rio, Abril de 2000.
- [53]. Allen Taflove, Susan C. Hagness, “*Computacional Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain method*”, Capítulos 3, 4, 6 e 7, Second Edition, 2000.

- [54]. K. S. Kunz e R. J. Luebbers, “*The Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetics*”, Boca Raton; CRC Press, 1993.
- [55]. Antônio Nunes Belém, Dissertação de Mestrado “Caracterização bidimensional de canais rádio através de Diferenças finitas no domínio do tempo”, Universidade Geral de Minas Gerais, Setembro de 2001.
- [56]. G. Mur, “*Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equation*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-23, pp. 377-382, 1981.
- [57]. Jean-Pierre Bérenger, “*Perfectly Matched Layer (PML) for Computational Electromagnetics*”, Synthesis lectures on computational electromagnetics n°8, Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [58]. Stephen D. Gedney, “*The perfectly matched layer absorbing medium*”, Advances in computational electrodynamics: The finite difference time domain, A. Taflove (Editor), Artech House, Boston, MA, pp. 263-340, 1998.
- [59]. J.P. Bérenger, “*Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems*”, IEEE Trans Antennas Propagation 45, pp. 466-473, 1997.
- [60]. J.P. Bérenger, “*An effective PML for the absorption of evanescent waves in waveguides*”, IEEE Microwave Guided Wave Letter 8, pp. 188-190, 1998.
- [61]. J.P. Bérenger, “*Evanescent waves in PML’s: Origin of the numerical reflection in wave-structure interaction problems*”, IEEE Trans Antennas Propagation 47, pp.1497-1503, 1999.
- [62]. J.P. Bérenger, “*Perfectly Matched Layer for FDTD solution of wave-structure interaction problems*”, IEEE Trans Antennas Propagation 44, pp. 110-117, 1996.
- [63]. M. Kuzuoglu and R. Mittra, “*Frequency dependence of the constitutive parameters of causal perfectly matched anisotropic absorbers*”, IEEE Microwave Guided Wave Letter 6, pp. 447-449, 1996.
- [64]. J. Alan Roden, Stephen D. Gedney, “*Convolution PML: An efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media*”, Microwave and optical Technology Letters, vol. 27, n°.25, pp. 334-339, 5 December 2000.
- [65]. S.D. Gedney, “*An anisotropic perfectly matched layer-absorbing medium for the truncation of FDTD lattices*”, IEEE Trans Antennas Propagation 44, pp. 1630-1639, 1996.
- [66]. F.L. Teixeira and W.C. Chew, “*A. General approach to extend Berenger’s absorbing boundary condition to anisotropic and dispersive media*”, IEEE Trans Antennas Propagation 46, pp. 1386-1387, 1998.

- [67]. F.L. Teixeira and W.C. Chew, “*General closed-form PML constitutive tensors to match arbitrary bi-anisotropic and dispersive linear media*”, IEEE Microwave Guided Wave Letter 8, pp. 223-225, 1998.
- [68]. J.A. Roden e S.D. Gedney, “*An efficient FDTD implementation of the PML with CFS in general media*”, 2000 IEEE Int Symp Antennas Propagation, Salt Lake City, Julho de 2000.
- [69]. R.J. Luebbers and F. Hunsberger, “*FDTD for Nth-order dispersive media*”, IEEE Trans Antennas Propagat 40, pp. 1297-1301, 1992.
- [70]. J.H. Beggs, R.J. Luebbers, K.S. Kunz, “*Finite-difference time-domain implementation of surface impedance boundary-conditions*”, IEEE Trans Antennas Propagation 40, pp. 49-56, 1992.
- [71]. Y. Miyazaki and P. Selormey, “*The electromagnetic compatibility characteristics of buildings in mobile radio waves propagation channel*”, 14th Annual Review on Propagation and Applied Computational Electromagnetic, Monterey, CA, pp. 911—918, 1998.
- [72]. V. Papamichael, C. Soras, V. Makios, “*FDTD Modeling and Characterization of the indoor radio propagation channel in the 434 MHz ISM band*”, 17th International Conference on Applied Electromagnetic and Communications, Dubrovnik, Croácia, 1-3, pp. 217 – 219, Outubro de 2003.
- [73]. Airspan Networks Inc, 605-0000-691, *Macromax System Overview*, Rev. B, MiddleSex, UK, 2005.
- [74]. Ghosh, A., Wolter, D.R., Andrews, J. G. and Chen, R., “*Broadband Wireless Access with WiMax/802.16: Current Performance Benchmarks and Future Potential*”, pp. 129-136, February of 2005.
- [75]. Wikipedia, The free encyclopedia (http://en.wikipedia.org/wiki/Symbol_rate)
- [76]. Syed Ahson, Mohammad Ilyas, “*Wimax – Standards and Security*”, CRC Press Taylor & Francis Group, New York, 2008.
- [77]. Bernard Sklar, “*Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation*”, IEEE Communications Magazine, pp. 102-109, July 1997.
- [78]. R. L. Bogusch, “*Digital Communications in Fading Channels: Modulation and Coding*”, Mission Research Corp., Santa Barbara, CA, Rep. n°. MRC-R-1043, Mar. 11, 1987.
- [79]. J. Hagenauer and E. Lutz, “*Forward Error Correction Coding for Fading Compensation in Mobile Satellite Channels*”, IEEE JSAC, vol. AC-5, n°2, pp. 215–225, Feb. 1987.

- [80]. P. I. McLane, et. al., “*PSK and DPSK Trellis Codes for Fast Fading, Shadowed Mobile Satellite Communication Channels*,” IEEE Trans. Communications, vol. 36, n° 11, pp. 1242–1246, Nov. 1988.
- [81]. C. Schlegel, and D. J. Costello, Jr., “*Bandwidth Efficient Coding for Fading Channels: Code Construction and Performance Analysis*”, IEEE JSAC, vol. 7, n°. 9, pp. 1356–1368, Dec. 1989.
- [82]. F. Edbauer, “*Performance of Interleaved Trellis-Coded Differential 8-PSK Modulation over Fading Channels*”, IEEE JSAC, vol. 7, n°. 9, pp. 1340–46, Dec.1989.
- [83]. S. Soliman and K Mokrani, “*Performance of Coded Systems over Fading Dispersive Channels*”, IEEE Trans. Communications, vol. 40, n°. 1, pp. 51–59, Jan. 1992.
- [84]. D. Divsalar and F. Pollara, “*Turbo Codes for PCS Applications*”, Proc. ICC '95, Seattle, WA, pp. 54–59, June 18–22, 1995.