ANDRÉA DUARTE CARVALHO

**Caracterização experimental da rádio-propagação no interior
de edifícios.**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Eletrônicos
Orientador: Luiz Cezar Trintinalia

São Paulo
2008

*Aos meus pais, Ana Maria e Pedro, que cuidaram com amor
da minha educação e me deram forças e condições para
atingir meus objetivos.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Dr. Luiz Cezar Trintinalia, por dividir seus conhecimentos, esclarecer, sempre, todas as minhas dúvidas e me mostrar o caminho das pedras;

Ao professor Dr. Antonio Fischer de Toledo pelos esclarecimentos;

Ao professor Dr. Antonio Roberto Panicali e ao meu tio João Batista Carvalho Filho pela ajuda na escolha do meu orientador;

À CAPES pelo auxílio financeiro;

Aos técnicos: Geraldo, Jefferson e Jair;

À minha madrinha Imara Dionísio pela revisão gramatical;

Ao Cristiano pelo companheirismo e pela paciência;

Ao meu irmãozinho Daniel por não me atrapalhar;

A toda a minha família por acreditar e incentivar, mas, principalmente por me mostrar a vida além do mestrado;

E a todos aqueles que de forma direta ou indireta contribuíram na elaboração desta dissertação.

"Você sabe, o telégrafo é como um gato comprido, muito comprido. Você puxa seu rabo em Nova Iorque e sua cabeça mia em Los Angeles. Entende isso? E o rádio opera exatamente da mesma forma: você envia os sinais aqui, eles os recebem lá. A única diferença é que não existe o gato."

Albert Einstein

RESUMO

CARVALHO, A. D. **Caracterização experimental da rádio-propagação no interior de edifícios**. 2008. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2008.

A caracterização de um canal de rádio é de suma importância para garantir a comunicação entre dois ou mais pontos, principalmente quando o canal é um ambiente repleto de obstáculos, como é o caso dos ambientes de multipercurso encontrados no interior de edifícios. Por conseguinte, neste trabalho, é apresentada uma caracterização experimental de rádio, escolhida por ser o ponto de partida entre outras formas de caracterização de canais de rádio, como, exemplo, a simulação computacional ou estatística. Dessa forma, são apresentadas duas campanhas de medidas, utilizando dois métodos diferentes para a caracterização do canal no interior de edifícios. A primeira, em banda estreita, foi realizada na frequência de 3,5GHz, com o objetivo de estudar o comportamento da amplitude do sinal devido às perdas de percursos, desvanecimento em grande escala e desvanecimento plano em pequena escala. A segunda, em banda larga, foi realizada em 2,4GHz, e foi planejada com o objetivo de estudar o espalhamento temporal em razão do desvanecimento seletivo em frequência do canal, utilizando-se apenas um analisador escalar de redes (medidas de módulo apenas). A primeira campanha, cuja metodologia já havia sido apresentada em outros trabalhos, foi realizada através de extensas medidas no prédio da Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo, de forma que diversos parâmetros e características estatísticas puderam ser obtidos através do processamento dos dados. Já a segunda campanha, por ser baseada em um método relativamente recente e pouco investigado, foi realizada através da medição e processamento dos dados obtidos em canais de respostas impulsivas conhecidas e de uma pequena área do mesmo prédio estudado na primeira campanha, com o objetivo de validar o método utilizado e verificar suas limitações. Os métodos e resultados obtidos são apresentados e comentados.

Palavras-chave: Rádio, Rádio-propagação, Medidas de ondas de rádio.

ABSTRACT

CARVALHO, A. D. **Experimental characterization of the indoor radio propagation.** 2008. Dissertation (Masters Program) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2008.

The radio channel characterization is very important to guarantee the communication between two or more points, especially when the channel is an environment full of obstacles, like the multipath indoor environment. Therefore, this work presents an experimental radio channel characterization, chosen because it is the base for other types of radio channel characterization, such as, the computational or statistic simulation. Herein, two measurement campaigns, using two different methods for the indoor radio channel characterization, are presented. The first one, in narrow band, at 3,5GHz was planned with the purpose of analyzing the signal strength behavior due to the path loss, the large scale fading and the small scale flat fading. The second campaign, in wide band, at 2,4GHz, was planed with the goal of analyzing the signal time spread due to the small scale selective frequency fading, using only a scalar network analyzer (magnitude measurements only). The first campaign, whose characterization has already been presented in other publications, was made through extensive measurements in the Electrical Engineering building of the University of São Paulo, in such a way several parameters and statistical characteristics were obtained from the processed data. The second campaign, which was based on a relatively recent and little investigated method, consisted of measurements and processing of the data obtained from some known impulsive response channels and from a smaller scale measurement campaign made in a small part of the same building studied in the first campaign, in order to validate the method used and to verify its limitations. The methods and results obtained are presented and commented.

Keywords: Radio, Radio-propagation, Radio wave measurements.

SUMÁRIO

<u>CAPÍTULO 01 -INTRODUÇÃO</u>	1
1.1. ESTADO DA ARTE	3
1.2. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	8
<u>CAPÍTULO 02 -A RÁDIO-PROPAGAÇÃO</u>	10
2.1. PROPAGAÇÃO NO ESPAÇO LIVRE	11
2.2. PROPAGAÇÃO EM AMBIENTES DE MULTIPERCURSO	12
2.3. RESPOSTA IMPULSIVA DO CANAL DE MULTIPERCURSO	14
2.4. MODELO DE PERDA DE PERCURSO	18
2.5. DESVANECIMENTOS DO SINAL RECEBIDO	19
2.5.1. DESVANECIMENTO EM GRANDE ESCALA	20
2.5.2. DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	22
2.5.2.1. Desvanecimento Plano	23
2.5.2.2. Desvanecimento Seletivo em Frequência	26
2.5.2.3. Desvanecimento Devido ao Efeito Doppler	28
<u>CAPÍTULO 03 -MEDIDAS COM SINAL EM BANDA ESTREITA.</u>	30
3.1. OBJETIVOS E JUSTIFICATIVAS	30
3.2. METODOLOGIA DA CARACTERIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CANAL	31
3.3. PROCESSAMENTO DOS DADOS	34
3.3.1. PROCESSAMENTO UNITÁRIO DOS ARQUIVOS	35
3.3.1.1. Inicialização das Variáveis e Preparação dos Dados	36

3.3.1.2. Processamento do Desvanecimento Plano	39
3.3.1.3. Processamento do Desvanecimento em Grande Escala	46
3.3.1.4. Armazenamento dos Dados para as Próximas Rotinas	51
3.3.2. APRESENTAÇÃO DO RESULTADO DOS ARQUIVOS UNITÁRIOS	53
3.3.2.1. Apresentação Gráfica dos Resultados	55
3.3.2.2. Processamento da Perda de Percurso e de Perda de Penetração	58
3.3.3. PROCESSAMENTO CONJUNTO DOS ARQUIVOS DE CADA PAVIMENTO.	61
3.4. DETALHAMENTO DA CAMPANHA DE MEDIDAS	63
3.4.1. APARATO DE MEDIDAS	63
3.4.1.1. Transmissor	63
3.4.1.2. Receptor	65
3.4.1.3. Calibração do Aparato	69
3.4.1.4. Ajustes no Aparato	71
3.4.2. ESPECIFICAÇÃO DO AMBIENTE	72
3.4.3. METODOLOGIA DE AQUISIÇÃO E ARMAZENAMENTO DE DADOS	77
3.4.4. ANÁLISE DOS RESULTADOS	80
3.4.4.1. Resultados das Medidas com o Transmissor Interno ao Edifício	81
3.4.4.2. Resultados das Medidas com o Transmissor Externo ao Edifício	91
<u>CAPÍTULO 04 -MEDIDAS COM SINAL EM BANDA LARGA</u>	100
4.1. OBJETIVOS E JUSTIFICATIVAS	100
4.2. METODOLOGIA DA CARACTERIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CANAL	102
4.3. PROCESSAMENTO DOS DADOS	105

4.3.1. OBTENÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA	106
4.3.1.1. Inicialização das Variáveis e Preparação dos Dados	108
4.3.1.2. Obtenção da Resposta Impulsiva	111
4.3.1.3. Validação do Algoritmo	115
4.3.2. PROCESSAMENTO UNITÁRIO DAS ÁREAS	122
4.3.2.1. Obtenção dos Parâmetros de Dispersão no Tempo.	123
4.3.2.2. Apresentação Gráfica dos Resultados	125
4.4. DETALHAMENTO DA CAMPANHA DE MEDIDAS	126
4.4.1. APARATO DE MEDIDAS	126
4.4.1.1. Ajustes	132
4.4.1.2. Calibração	138
4.4.1.3. Validação do Conjunto: Aparato com Algoritmo	140
4.4.2. ESPECIFICAÇÃO DO AMBIENTE	147
4.4.3. METODOLOGIA DE AQUISIÇÃO E ARMAZENAMENTO	148
4.4.4. ANÁLISE DOS RESULTADOS	151
<u>CAPÍTULO 05 -CONCLUSÃO</u>	<u>158</u>
<u>REFERÊNCIAS</u>	<u>163</u>
<u>APÊNDICE</u>	<u>169</u>

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Sinal recebido sob efeito do canal de multipercurso.	11
Figura 2. Diagrama de radiação da antena omnidirecional	12
Figura 3. Exemplo da propagação de multipercurso	13
Figura 4. Perfil de atraso de potência	16
Figura 5. Perda de percurso para diferentes valores de n e frequência de 2GHz	18
Figura 6. Potência média recebida com $n=4$, obtida através de dados medidos	19
Figura 7. Distribuição normal com $\mu n=0$ e $\sigma n=7,5$	21
Figura 8. Distribuição Rayleigh para $\sigma R y=0,5$	25
Figura 9. Distribuição Rice para $\nu=1$ e $\sigma R=0,5$	26
Figura 10. Distribuição de Poisson para $\eta=30$.	27
Figura 11. Fluxograma da rotina de processamento unitário dos arquivos	35
Figura 12. Fluxograma do processamento do desvanecimento plano	41
Figura 13. Fluxograma do processamento para obtenção da distribuição de $y p f$	43
Figura 14. Fluxograma do processamento do desvanecimento em grande escala	49
Figura 15. Fluxograma do processamento para obtenção da distribuição de $y L s f$	50
Figura 16. Fluxograma da rotina de apresentação dos resultados	54
Figura 17. Formação dos vetores de coordenadas dos blocos	56
Figura 18. Fluxograma do processamento da apresentação gráfica dos resultados	57
Figura 19. Fluxograma do processamento de perda de percurso	60
Figura 20. Fluxograma da rotina de processamento conjunto dos dados	62
Figura 21. Transmissor utilizado na campanha de medidas em banda estreita	64

Figura 22. Diagrama de blocos do transmissor da campanha de medidas em banda estreita	64
Figura 23. Perda de retorno da antena transmissora das medidas em banda estreita	65
Figura 24. Aparato receptor móvel da campanha de medidas em banda estreita	66
Figura 25. Diagrama de blocos do receptor das medidas em banda estreita	67
Figura 26. Perda de retorno da antena receptora das medidas em banda estreita	68
Figura 27. Curva de calibração do equipamento para medidas em banda larga	70
Figura 28. Vista aérea dos prédios analisados	72
Figura 29. Plantas dos blocos C e D	76
Figura 30. Rotas das medidas sob a planta do edifício.	77
Figura 31. Estrutura da identificação do arquivo da campanha de medidas em banda estreita	79
Figura 32. Variação da média do sinal recebido com transmissor interno	82
Figura 33. Potência recebida em função da distância entre receptor e transmissor, interno.	85
Figura 34. Comportamento do sinal na sala onde transmissor está instalado	86
Figura 35. Comportamento do sinal na sala mais distante do transmissor	87
Figura 36. Variação do fator de Rice recebido nas medidas com transmissor interno	88
Figura 37. Função densidade de probabilidade Rice para transmissor interno	89
Figura 38. Variação do desvio padrão do sinal recebido para transmissor interno	90
Figura 39. Função densidade de probabilidade normal para transmissor interno	91
Figura 40. Variação da média do sinal recebido com transmissor externo	92
Figura 41. Potência recebida em função da distância entre receptor e transmissor, internos	94

Figura 42. Variação do fator de Rice do sinal recebido com transmissor externo	96
Figura 43. Função densidade de probabilidade Rice para TX externo	97
Figura 44. Variação do desvio padrão do sinal recebido com transmissor externo	98
Figura 45. Função densidade de probabilidade normal com transmissor externo.	99
Figura 46. Fluxograma do processamento de obtenção da resposta impulsiva.	108
Figura 47. Circuito de teste RLC paralelo	116
Figura 48. Resposta em frequência normalizada do circuito ressonante	116
Figura 49. Resposta impulsiva do circuito RLC de teste	119
Figura 50. Canal simulado para análise de validação do método	120
Figura 51. Respostas impulsivas normalizadas na distância	121
Figura 52. Fluxograma da rotina de processamento unitário dos pontos	122
Figura 53. Fluxograma da rotina da obtenção dos parâmetros de dispersão no tempo.	124
Figura 54. Fluxograma do processamento da apresentação gráfica das áreas	125
Figura 55. Aparato da medida da campanha de medidas em banda larga	127
Figura 56. Perda de retorno da antena receptora de banda larga	128
Figura 57. Diagrama de blocos simplificado da parte de RX do analisador de espectro	128
Figura 58. Perda de retorno da antena de transmissor de banda larga	131
Figura 59. Diagrama de blocos do aparato de medidas da campanha de medidas do sinal em banda larga	132
Figura 60. Resposta em frequência do amplificador utilizado	135
Figura 61. Curva de calibração do equipamento para medidas de sinais em banda larga	139
Figura 62. Resposta impulsiva obtida através de medidas em cabos de comprimentos diferentes normalizado pela distância.	141

Figura 63. Área externa entre os blocos C e D do prédio de engenharia elétrica	142
Figura 64. Resposta impulsiva normalizada na distância obtida através de medidas na área externa com plano refletor localizado a 10m.	143
Figura 65. Resposta impulsiva normalizada na distância obtida através de medidas na área externa com plano refletor localizado a 12m.	143
Figura 66. Resposta impulsiva obtida a partir do VNA em ambiente com muitas reflexões	144
Figura 67. Resposta impulsiva obtida a partir do VNA em ambiente com muitas reflexões, porém, sem informações de fase.	145
Figura 68. Planta do pavimento superior do bloco D	148
Figura 69. Distribuição das áreas de medidas nos corredores analisados	149
Figura 70. Estrutura da identificação do arquivo da campanha de medidas em banda larga	150
Figura 71. Posição dos pontos que formam as matrizes dentro de cada área de medição	151
Figura 72. Níveis médios de sinal medido em diferentes posições	152
Figura 73. Respostas impulsivas obtidas na área mais próxima do transmissor	154
Figura 74. Respostas impulsivas obtidas na área mais distante do transmissor	155
Figura 75. Comportamento do atraso excessivo médio ao longo do corredor analisado	156
Figura 76. Comportamento do espalhamento de atraso RMS ao longo do corredor analisado	156
Figura 77. Comportamento do atraso excessivo máximo ao longo do corredor analisado	156
Figura 78. Organização do CD anexo.	170

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Entradas da rotina de processamento unitário dos arquivos	37
Tabela 2 – Operação de inicialização das variáveis e preparação dos dados de banda estreita	38
Tabela 3 – Funções e parâmetros estatísticos da distribuição de Rice	42
Tabela 4 – Operações do processamento do desvanecimento plano	45
Tabela 5 – Funções e parâmetros estatísticos da distribuição normal	48
Tabela 6 – Operações do processamento do desvanecimento em grande escala	52
Tabela 7 – Valores de saída da rotina de processamento unitário dos arquivos	53
Tabela 8 - Operações do processamento de apresentação gráfica dos resultados	57
Tabela 9 – Operações do processamento de perda de percurso	60
Tabela 10 - Entradas do processamento dos dados em banda larga.	110
Tabela 11 - Operações de inicialização das variáveis e preparação dos dados das medidas em banda larga	111
Tabela 12 - Operações da obtenção da resposta impulsiva	113
Tabela 13 - Operações da anti-transformada de Fourier	114
Tabela 14 – Operações da transformada de Fourier	114
Tabela 15 – Operações da rotina de obtenção dos parâmetros de dispersão no tempo	124
Tabela 16 – Operações do processamento de apresentação gráfica das áreas.	126
Tabela 17 – Configurações do analisador de espectro e amplificação	137

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analogue-digital-converter</i>
CC	Corrente continua
dB	Decibéis
dBm	Decibéis-miliwatts.
FI	Frequência intermediária
IDFT	<i>Inverse discrete Fourier transform</i>
ISM	<i>Industrial, scientific and medical</i>
LOS	<i>Line-of-sight</i>
m	Metros
ms	Milissegundos
NLOS	<i>Non-line-of-sight</i>
RBW	<i>Resolution band width</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
RX	Equipamento receptor
s	Segundos
TX	Equipamento transmissor
us	microssegundos
UWB	<i>Ultra-wideband</i>
V	Volts
VBW	<i>Vídeo band width</i>
VNA	<i>Vetorial network analyzer</i>
W	Watts
WiFi	<i>Wireless fidelity</i>
WiMax	<i>Worldwide interoperability for Microwave access</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Amplitude de cada multipercurso do sinal recebido
$F^{-1}\{.\}$	Anti-transformada discreta de Fourier
τ_{max}	Atraso excessivo máximo
$\bar{\tau}$	Atraso excessivo médio
C	Capacitor
λ	Comprimento de onda
i, j	Coordenadas
σ_n	Desvio padrão da distribuição Normal
σ_{Ry}	Desvio padrão da distribuição Rayleigh
σ_R	Desvio padrão da distribuição Rice
d	Distância entre transmissor e receptor
y	Envoltória do sinal recebido
x	Envoltória do sinal transmitido
χ	Erro encontrado através do método $\chi_{quadrado}$
d_s	Espaçamento de amostragem
σ_τ	Espalhamento de atraso RMS
n	Expoente de perda de percurso
θ	Fase de cada multipercurso do sinal recebido
v	Fator de Rice
$\bar{v}$	Fator de Rice normalizado
f	Frequência
ω	Frequência angular (rad/s)
f_{in}	Frequência da harmônica de entrada no analisador de espectro
f_{ci}	Frequência de corte inferior
f_{cs}	Frequência de corte superior
f_{OL}	Frequência do oscilador local do analisador de espectro
Δ_f	Frequência entre duas amostras no domínio da frequência
f_{FI}	Frequência intermediária
δ	Função delta de Dirac
k	Índice de cada componente de multipercurso
L	Indutor
τ	Instante de tempo de chegada de cada componente de multipercurso
$\Delta\tau$	Intervalo de discretização de τ .
W_1	Largura da janela da média móvel 1.
W_2	Largura da janela da média móvel 2.
μ_n	Média da distribuição normal
η	Média da quantidade de eventos da distribuição de Poisson

μ_4	Momento de quarta ordem
μ_2	Momento de segunda ordem
μ_α	Momento estatístico de α -ésima ordem
N	Número máximo de componentes de multipercurso
h_a	Parte assimétrica da resposta impulsiva do canal
H_I	Parte imaginária da resposta em frequência do canal
H_R	Parte real da resposta em frequência do canal
h_s	Parte simétrica da resposta impulsiva do canal
$\hat{L}$	Perda de Propagação no espaço livre obtida pelo método $\chi_{quadrado}$
L	Perda de propagação no espaço livre
$\bar{L}$	Perda de Propagação no espaço livre obtida pela regressão linear
$P(\tau)$	Perfil de atraso de potência
s_1 e s_2	Pólos do sistema
P_{tx}	Potência do sinal transmitido
$s_{A/D}$	Precisão do conversor analógico-digital
s	Precisão do histograma
s_t	Precisão, ou passo, do tacômetro
Q_A	Quantidade de áreas analisadas nas medidas de banda larga
Q	Quantidade de arquivos por pavimento
Q_p	Quantidade de pontos analisados na área das medidas em banda larga
M	Quantidade de pontos medidos
r	Raio da roda central do aparato receptor do sinal em banda estreita
R	Resistor
H	Resposta em frequência do canal
H_{data}	Resposta em frequência do canal obtida pelo analisador de espectro
h	Resposta impulsiva do canal
T_{sweep}	Tempo de varredura do analisador de espectros
τ_N	Tempo máximo de resposta impulsiva após a realização da IDFT
t	Tempo relativo à movimentação dos refletores do canal
$\psi\{.\}$	Transformada de Hilbert
$F\{.\}$	Transformada discreta de Fourier
A	Valor do atenuador
V_{noise}	Valor de ruído
Y_{Lsf}	Variação do sinal devido ao desvanecimento em grande escala
y_{pf}	Variação do sinal devido ao desvanecimento plano
c	Velocidade da luz no vácuo
cal	Vetor de calibração do aparato de medidas
E	Vetor de médias de amplitudes

$\bar{d}$	Vetor de posições
Y	Vetor de sinal recebido em dBm
y_{m1}	Vetor de valores de média móvel com janela W_1 em escala linear
Y_{m1}	Vetor de valores de média móvel com janela W_1 em escala logarítmica
Y_{m2}	Vetor de valores de média móvel com janela W_2
Y_{data}	Vetor proveniente do arquivo
Y_{ssf}	Variação do sinal devido ao desvanecimento em pequena escala

Capítulo 01 - Introdução

Desde os primórdios a comunicação exerce um importantíssimo papel na sobrevivência dos seres humanos, tanto na forma de uma simples conversa entre amigos, como até mesmo em avisos de perigo iminente.

Primeiramente, a comunicação ocorria através da fala e era limitada a pessoas que estavam num mesmo ambiente durante um mesmo período de tempo. Mais tarde, a escrita possibilitou, através de cartas e livros, a comunicação entre pessoas que se encontravam em diferentes lugares, mas foi somente com a invenção do telefone no século XIX que as barreiras da comunicação no tempo e espaço puderam ser realmente quebradas.

Entretanto, na década de 1930, mesmo com o desenvolvimento da rádio-comunicação, uma nova barreira relacionada ao espaço ainda não havia sido vencida, pois, ainda que fosse permitido que pessoas em pontos diferentes se comunicassem, não permitia que suas bases fossem abandonadas, pois as pessoas estavam, de certa maneira, presas aos locais de telefonia fixa ou a equipamentos com fio.

Foi somente na década de 1980, com o grande sucesso do telefone celular e, principalmente no último decênio, com o advento das redes de transmissão de dados sem fio, que observou-se um crescimento exponencial da demanda pelos serviços de comunicações móveis, em consequência de suas vantagens, como a liberdade de movimentação, eliminação dos cabos e da estrutura do cabeamento, e flexibilidade na troca e na criação de novos serviços e usuários.

A comunicação sem fio possibilitou, assim, um grande passo na quebra da barreira relacionada ao espaço.

Ainda hoje, a demanda por serviços de comunicações móveis vem aumentando intensamente, e para que seja atendida com sucesso, deve ser dada uma grande importância ao estudo de comunicação em interiores, tornando possível a transmissão de voz e dados ao crescente número de usuários que se encontram dentro de casas, edifícios, supermercados, *shopping centers*, túneis, etc.

O interior de edifícios é um ambiente extremamente crítico para o sistema, pois é altamente sujeito a fenômenos como: reflexão, difração, absorção e dispersão, que ocorrem devido às suas estruturas, e fazem com que o sinal transmitido possa atingir o receptor por mais de um caminho (*path*), resultando num fenômeno conhecido como desvanecimento de multipercurso (*multipath fading*) que ocorre quando os componentes do sinal provenientes do transmissor, que chegam por caminhos com e sem linha de visada direta entre o transmissor e o receptor combinam-se de maneira a produzir uma versão distorcida do sinal transmitido.

Portanto, sua análise detalhada é de grande importância para o desenvolvimento de sistemas móveis de comunicação futuros, assim como para a otimização dos já existentes, possibilitando uma melhor escolha para o posicionamento do transmissor ou uma escolha ótima da velocidade de transmissão de dados.

Dessa maneira, devido à complexidade do fenômeno de propagação e da natureza estatística dos parâmetros dos canais, a caracterização de um canal real deve ser baseada em suas medidas para que, a partir delas, possam ser obtidos seus parâmetros físicos e estatísticos, e serem criados ou validados modelos de simulação computacional desses canais.

Levando em consideração as questões acima discutidas, o objetivo deste trabalho é especificar os métodos, equipamentos de medidas e algoritmos de processamentos dos dados, que possam ser empregados na caracterização de um ambi-

ente interno qualquer de comunicação sem fio e aplicá-los, especificamente, em duas campanhas de medidas realizadas no prédio de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da USP.

Duas metodologias foram utilizadas: uma em banda estreita, com frequência pertencente à faixa de frequências destinada ao sistema chamado *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), $3,5GHz$, visando estudar o comportamento do nível do sinal, e outra, em banda larga, na faixa de frequências denominada *Industrial, Scientific and Medical* (ISM), $2,4GHz$, visando analisar a dispersão do sinal no tempo devido ao multipercurso.

1.1. Estado da Arte

A comunicação em ambientes de multipercurso já é estudada há mais de 30 anos. Começou com a análise da propagação em túneis e minas, tipos mais simples de ambiente de propagação em interiores e com características semelhantes às corredores e vãos de elevadores, nos trabalhos de Martin (1), Delogne (2), Chiba e Sugiyama (3) e Chiba et al. (4). Este último caracterizou o túnel como um canal de transmissão com características de propagação muito parecidas com os valores teóricos obtidos ao se considerar o túnel como um guia de onda.

Adicionalmente, Turin et al. (5) sugeriu o primeiro modelo geral de canais com desvanecimento de multipercurso. Seu trabalho baseava-se no ambiente urbano e nos multipercursos causados por obstáculos como edifícios de pequeno, médio e grande portes. Ele foi o primeiro a constatar que a quantidade de componentes de multipercurso que chegavam num determinado instante de tempo obedecia a uma distribuição de probabilidade de Poisson, que o valor das amplitudes destes compo-

nentes eram independentes e obedeciam a uma distribuição Rayleigh, e que as fases, que também eram independentes, obedeciam a uma distribuição estatística uniforme.

Seguindo essa linha, Suzuki (6) analisando o trânsito aleatório de pessoas e automóveis nas cidades, criou um modelo estatístico de propagação, onde discordou de Turin et al. (5) afirmando que a quantidade de componentes de multipercurso que alcançavam o receptor em um determinado instante, na verdade, obedecia a uma distribuição de Poisson modificada.

Apesar destes estudos terem sido realizados para o modelamento de propagação urbana, foram bastante úteis na realização de medidas, modelamentos e simulações de canal de rádio em interiores de edifícios, por diversos autores, (7 -10) devido à similaridade entre os ambientes de multipercurso criado pelas portas, paredes, mobília e trânsito desordenado de pessoas.

Foi, porém, na década de 1980, com o crescimento do uso do telefone celular, que as pesquisas de propagação em ambientes fechados começaram efetivamente. Nessa época, elas eram centralizadas nas frequências de 800MHz a 900MHz e utilizavam, em sua maioria, prédios de escritórios como meio de propagação e estudo.

Enquanto, de um lado, Alexander (11 – 12) e Dervasivartham (13) realizaram medidas em interiores com o transmissor e o receptor localizados em pontos internos ao edifício, de outro lado, Hoffman e Cox (14), Cox et al. (15), Kavehrad e Ramamurthi (16) e Ganesh e Pahlavan (17), que desejavam simular a propagação em um ambiente celular, trabalharam com o modelo de transmissor em um ponto externo e o receptor em um ponto interno ao edifício.

Assim como Alexander (11 – 12), Hoffman e Cox (14) e Cox et al. (15) realizaram seus estudos em banda estreita e mediram a relação entre a potência do sinal

recebido e a distância entre transmissor e receptor, enquanto Dervasivartham (13), Kavehrad e Ramamurthi (16) e Ganesh e Palahvan (17) encontraram a dispersão no tempo do sinal em banda larga.

Quase todos chegaram à conclusão que as distribuições de componentes de multipercurso em interiores obedecem às mesmas distribuições em ambiente urbano descritas por Turin et al. (5). As exceções foram Kavehrad e Ramamurthi (16), que admitiram distribuição exponencial para a quantidade de componentes de multipercurso que atingem o receptor em um determinado intervalo de tempo.

Também com o transmissor localizado no interior de um prédio de escritórios, Saleh e Valenzuela (7) e Pahlavan e Howard (18) deixaram de lado a banda de 800MHz a 9000MHz, e realizaram um estudo estatístico com portadoras de 1,5GHz e 1,0GHz, respectivamente, ambas moduladas com trena de pulsos, e concluíram que o canal interno é praticamente estático, pois a variação no tempo é muito lenta e dependente dos movimentos das pessoas. Através de medidas, eles comprovaram que, estatisticamente, também para essa faixa de frequência, o ambiente interno possui as mesmas distribuições que o ambiente externo.

Enquanto, Saleh e Valenzuela (7) seguiram a tendência dos pesquisadores anteriores, e efetuaram medidas no domínio do tempo com o auxílio de um osciloscópio, Pahlavan e Howard (18), assim como Howard e Pahlavan (19) e Hawbacker e Rappaport (20), no ano seguinte, optaram por resultados de medidas de banda larga no domínio da frequência, a fim de fornecer os parâmetros do canal a partir do resultado da transformada de Fourier dos dados medidos com um analisador vetorial de rede.

Seguindo a tendência dos últimos trabalhos da década anterior, e também utilizando como base o trabalho de Moldkar (21), que comparava os dois modelos de

propagação com transmissor interno e externo ao edifício, a década de 1990 apresentou pesquisas mais centralizadas em medidas com transmissor e receptor em partes internas do edifício. Além disso, os trabalhos começaram a apresentar modelos que utilizavam estas medidas como meio de validação.

Honcharendo e Bertoni (22) e Veja e Garcia (23) foram alguns dos que apresentaram medidas e modelos em banda estreita. Nesses trabalhos, a portadora era transmitida em 850MHz e 1.8GHz, respectivamente, e as medidas feitas no domínio da frequência forneceram resultados de desvanecimento em função da posição, utilizadas mais tarde para comprovar o modelo de traçado de raios.

Em banda larga, Zaghlouo e Fatouche (24) e Janssen e Stigter (25) realizaram medidas, também no domínio da frequência, do espalhamento no tempo de chegada dos componentes de multipercurso, em 1.0GHz, 1.6GHz, 2.4GHz, 4.75GHz e 11.5GHz. O segundo trabalho, além disso, reportou medidas que consideravam a influência do trânsito das pessoas na potência do sinal recebido.

Nesta mesma década, alguns autores utilizaram modelos computacionais de simulação para a obtenção de dados sobre a propagação. Enquanto Yang e Pahlavan (26), Seidel e Rappaport (27) e Manabe et al. (28) usaram o modelo de traçado de raios; Holloway et al. (29) optou pelo método das diferenças finitas. O trabalho de Yang, Wu e Ko (30) se diferenciou dos demais, pois utilizou ambos os métodos, a fim de fazer uma comparação entre os mesmos.

Todos os modelos foram empregados na aquisição de dados referentes ao espalhamento de atraso de tempo de chegada devido ao multipercurso e nível da potência em determinados cômodos, sendo que o último ainda encontrou a constante de atenuação atribuída ao edifício analisado. Os resultados obtidos foram

comparados com medidas em campo feitas no domínio da frequência com o analisador vetorial de rede.

Para melhorar o desempenho dessas ferramentas de simulação, Rappaport e Hawbacker (31), Holloway et al. (32), Holloway e McKenna (33) e Honcharenko e Bertoni (22) realizaram medidas do coeficiente de refração e reflexão de alguns materiais de construção existentes nos edifícios da época. O foco maior foi dado ao concreto armado e a banda de frequência analisada foi a de 800MHz a 1,8 GHz.

Já na década atual, as medidas e modelamentos, de forma geral, seguiram os mesmo métodos anteriores, porém, com algumas diferenças: o foco deixou de ser a banda em 800MHz a 900MHz e, seguindo o que já vinha acontecendo na década anterior, as larguras de bandas, assim como as portadoras utilizadas foram aumentadas, chegando, no começo da década, a 1,8GHz a 1,9GHz (34 – 36), 3,6GHz (37), 5GHz (38 -39), 15GHz (40), 60GHz (41) e 63,4GHz a 65,5GHz (42).

Essa elevação da frequência de estudo deu-se, principalmente, devido ao interesse crescente na utilização de redes sem fio e pela necessidade constante de melhorar o desempenho dessas redes através da utilização de bandas de transmissão ultralargas.

Paralelamente à mudança da portadora e banda estudada, Bayram et al. (43) e Elfataoui e Mirchandani (44), seguindo os passos de Donaldson et al. (45), optaram por implementar uma campanha de medida que fosse financeiramente mais acessível, realizando-a no domínio da frequência com um analisador escalar de rede, de maneira a obter somente dados de magnitude do sinal, para recuperar, matematicamente, a fase e o sinal no domínio do tempo, através das transformadas de Hilbert e Fourier, respectivamente. Este método, em particular, será mais detalhado no capítulo 04 deste trabalho.

1.2. Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado de maneira a fornecer um resumo da teoria necessária para a sua compreensão, e, em seguida, detalhar os procedimentos para a caracterização de um canal de multipercurso qualquer no interior de edifícios, através de dados experimentais.

Para isso, o capítulo 02 apresenta um resumo teórico sobre o comportamento do sinal rádio-propagado em ambientes de multipercurso, dando ênfase aos ambientes em interiores de edifícios, através de equações e conceitos que são utilizados no decorrer da apresentação da campanha de medidas e processamentos dos dados.

Os dois capítulos seguintes apresentam os procedimentos para a caracterização experimental de canais no interior de edifícios, que consistem em dois métodos de medida complementares.

O capítulo 03 inicia esta parte do trabalho apresentando o primeiro desses métodos, realizado a partir da transmissão e recepção de um sinal de banda estreita. Esta etapa é, na realidade, dividida em duas campanhas de medidas: uma com o transmissor interno e outra com o transmissor externo ao edifício em estudo. A apresentação é feita através do detalhamento dos objetivos e das justificativas para sua utilização na caracterização do edifício, além da descrição do aparato e detalhamento do pós-processamento dos dados. Para finalizar, apresenta os resultados, empíricos e estatísticos, obtidos para o edifício e, também, detalhados no decorrer do capítulo, fazendo a comparação entre os resultados das medidas realizadas com o transmissor interno e externo ao edifício.

O capítulo 04 apresenta o segundo método de medida realizada através da transmissão e recepção de um sinal em banda larga, de maneira a obter a resposta em frequência do canal formado pelo ambiente do edifício, porém, diferentemente do capítulo 03, dando ênfase ao processo de validação do método, tanto em relação ao aparato de medidas, quanto em relação às rotinas de processamento de obtenção da resposta impulsiva e dos parâmetros estatísticos. Após a validação, os resultados preliminares obtidos em uma pequena campanha de medidas são analisados e comentados.

O capítulo 05 une as informações dos capítulos anteriores, concluindo o trabalho através da apresentação dos resultados e dificuldades encontradas, bem como sugestões e planos para trabalhos futuros.

Capítulo 02 - A Rádio-propagação

A rádio-propagação é o fenômeno de transmissão de sinais eletromagnéticos através de um canal sem fio e com características determinadas pelo ambiente que o rodeia, objetivando a comunicação entre dois pontos: um transmissor (TX) e outro receptor (RX).

Para que a comunicação entre estes dois pontos apresente a menor perda possível no sinal transmitido, é necessário um canal livre de obstáculos no qual o transmissor possua uma linha de visada direta (*line-of-sight*, LOS) com o receptor.

Porém, este cenário é extremamente raro. Uma vez que a maioria dos sistemas de comunicações móveis sem fio opera em áreas urbanas ou no interior de edifícios, ambientes onde raramente existe uma linha de visada direta entre o transmissor e o receptor, a presença de obstáculos pode causar sérios efeitos no sinal transmitido.

Esses efeitos causados paradoxalmente, pelos mesmos mecanismos que permitem estabelecer a comunicação neste tipo de ambiente sem linha de visada direta (*non-line-of-sight*, NLOS), geram os chamados desvanecimentos de multipercurso, e tem como algumas de suas consequências, as flutuações rápidas no nível do sinal recebido e sua dispersão no tempo.

Um exemplo de efeito dos desvanecimentos de multipercurso no sinal transmitido pode ser visualizado na figura 1, que mostra a variação da potência do sinal recebido sob o efeito de dois tipos de desvanecimento que são detalhados posteriormente: o desvanecimento em grande (*large scale fading*) e em pequena escala (*small scale fading*).

Figura 1. Sinal recebido sob efeito do canal de multipercurso.

A linha mais clara apresenta os valores de nível de sinal obtidos de forma experimental, ou seja, apresenta o sinal sob o efeito dos desvanecimentos em grande e em pequena escala. A linha escura sinuosa apresenta o resultado da primeira média móvel, ou seja, apresenta o sinal recebido somente sob o efeito do desvanecimento em grande escala. Já a linha reta escura representa a média do sinal recebido utilizada na determinação da perda de percurso.

2.1. Propagação no Espaço Livre

O modelo de propagação no espaço livre é o modelo mais básico de propagação e é utilizado para determinar o nível do sinal recebido quando, entre transmissor e receptor, existe um caminho de visada direta, livre de obstáculos, (46).

Este modelo considera que a potência recebida é dada pelo resultado da somatória entre os ganhos das antenas, perdas do canal e potência do sinal no transmissor em escala logarítmica e considera, também, que a potência do sinal transmitido diminui o equivalente a 20 dB por década da distância percorrida.

A perda de espaço livre é definida pela fórmula de Friis (46), dada pela equação:

$$L = 20 \times \log_{10}\left(\frac{4\pi \times d}{\lambda}\right) \quad (2.1)$$

onde L é a perda de espaço livre em dB, d é a distância entre transmissor e receptor e λ é o comprimento de onda em metros, dado por

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.2)$$

onde c é a velocidade de propagação da onda no meio ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ no vácuo), e f é sua frequência em Herz.

2.2. Propagação em Ambientes de Multipercurso

O canal de propagação de multipercurso é o canal onde a probabilidade da existência da uma linha de visada direta entre transmissor e receptor é praticamente nula, devido à grande quantidade de obstáculos móveis ou fixos, que os rodeiam.

Nesse tipo de ambiente, o sinal emitido pelo transmissor é propagado em diversas direções, de acordo com o tipo da antena utilizada, formando, sob um ponto de vista geométrico, raios emitidos com diferentes ângulos de radiação, conforme pode ser visto na figura 2 para uma antena omnidirecional.

Figura 2. Diagrama de radiação da antena omnidirecional no plano horizontal

Essa emissão de sinal para todas as direções no plano horizontal é necessária, pois o equipamento móvel pode estar em qualquer ponto ao redor do equipamento fixo (31), e em caso de não haver linha de visada direta entre as partes, o sinal proveniente do transmissor pode atingir o receptor através de reflexões (26 -28) em um ou mais objetos que estejam em qualquer ponto ao redor do transmissor ou

receptor, fazendo com que a reflexão torne-se um mecanismo auxiliar na comunicação.

Porém, se por um lado as reflexões no canal são importantes para garantir a comunicação, por outro, elas causam um efeito que, se não previsto, pode inviabilizá-la.

Este efeito ocorre quando o sinal de rádio transmitido, que alcança o receptor, é proveniente de diferentes reflexões, em diferentes localidades, com conseqüentes tempos diferentes de atraso, fazendo com que o sinal recebido pelo móvel em qualquer ponto do espaço seja constituído de um grande número de cópias do sinal com suas amplitudes e fases aleatoriamente distribuídas.

Geralmente, este efeito ocorre em um ambiente de multipercurso com ou sem linha de visada direta entre as antenas, pois sempre acabam por acontecer reflexões tanto no solo, quanto nas estruturas do ambiente.

Os resultados destas reflexões, chamados de componentes de multipercurso, se combinam vetorialmente no receptor, causando distorções no sinal recebido. A figura 3 mostra um exemplo de propagação em multipercurso, que possui um transmissor e dois receptores em posições diferentes.

Figura 3. Exemplo da propagação de multipercurso

Assim, diferentemente da propagação no espaço livre, a propagação em multipercursos não se comporta de uma maneira fixa, pois, além dos espalhadores,

como objetos e edifícios, fiquem posicionados de maneira aleatória em ambientes diferentes; outros espalhadores móveis, como veículos e pessoas, se movimentam em direções e velocidades aleatórias em torno do canal, fazendo com que os parâmetros formadores do sinal também sejam aleatórios e variantes no tempo.

Apesar de ser um ambiente de multipercurso devido à similaridade em relação aos obstáculos e ter pouca chance de existir linha de visada direta, o canal de comunicação no interior de edifícios se diferencia do canal de comunicação urbano, principalmente, em dois aspectos:

- A distância de cobertura do transmissor é bem menor;
- A variação do ambiente é bem maior para uma variação bem menor da distância entre transmissor e receptor, além de ser fortemente influenciada por fatores específicos de cada edifício, tais como: planta, tipo e material de construção utilizado.

2.3. Resposta Impulsiva do Canal de Multipercurso

Devido à aleatoriedade da localização e movimentação dos obstáculos e dos equipamentos de transmissão e recepção, citados no item anterior, o canal de comunicação de multipercursos é altamente sujeito a mudanças aleatórias em instantes aleatórios, o que faz com que o canal apresente uma resposta impulsiva diferente para cada instante de tempo.

Esta resposta é, assim, dependente de duas variáveis de tempo, uma relativa à movimentação aleatória do canal, como objetos espalhadores móveis e a própria movimentação do transmissor ou do receptor, e outra relativa ao instante em que cada componente de multipercurso atinge o receptor.

Pode-se, então, modelar o canal expressando a envoltória do sinal transmitido como $x(t)$ e a envoltória do sinal recebido como $y(t)$, sendo esta última o resultado da convolução de $x(t)$ com a resposta impulsiva do canal (47), expressa por $h(t, \tau)$ da seguinte maneira:

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) \quad (2.3)$$

onde t e τ são, respectivamente, os tempos de observação relativo a movimentação dos espalhadores do ambiente e de atraso devido ao ambiente de multipercurso.

Desta maneira, o canal de propagação de multipercurso aleatório e variante no tempo pode ser completamente caracterizado para cada ponto do espaço tri-dimensional pela resposta impulsiva:

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

onde $a_k(t)$, $\tau_k(t)$ e $\theta_k(t)$ são as variáveis aleatórias, variantes no tempo, referentes à amplitude, tempo de chegada e fase respectivamente de cada componente k de multipercurso, e, δ é a função delta de Dirac.

Porém, em ambientes de multipercurso no interior de edifícios, a velocidade de movimentação dos objetos espalhadores é muito baixa (velocidade de uma pessoa caminhando), o que resulta em características praticamente invariantes no tempo.

Assim, uma versão estacionária no tempo deste modelo pode ser utilizada (47) fazendo com que a resposta impulsiva seja reduzida a

$$h(\tau) = \sum_k a_k \delta(\tau - \tau_k) e^{i\theta_k} \quad (2.5)$$

para cada ponto do espaço tri-dimensional do canal, e, a partir dela, encontrar o chamado perfil de atraso de potência (*power delay profile*), que apresenta a energia recebida dentro de cada intervalo de tempo do sinal recebido, e é dado por

$$P(\tau) = \frac{|h(\tau)|^2}{\int |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (2.6)$$

Este perfil é utilizado para modelar alguns parâmetros de espalhamento dos componentes de multipercurso no tempo para a caracterização do canal. Estes parâmetros são: o atraso excessivo médio (*mean excess delay*), $\bar{\tau}$, a média quadrática do espalhamento de atraso (*RMS delay spread*), σ_{τ} , e o atraso excessivo máximo (*maximum excess delay*), τ_{max} , todos calculados em relação ao instante de chegada do primeiro componente de multipercurso do sinal detectado pelo receptor em $\tau_0 = 0$. A figura 4 mostra um exemplo de resposta impulsiva.

Figura 4. Perfil de atraso de potência

Nota-se que, basicamente, existem dois componentes de multipercurso predominantes, o primeiro alcança RX em τ_0 e o segundo, um eco do primeiro com a amplitude menor, refletido, em τ próximo de $0,2 \mu s$

O atraso excessivo médio é o primeiro momento do perfil de atraso de potência e é definido por:

$$\bar{\tau} = \int (\tau - \tau_0) P(\tau) d\tau \quad (2.7)$$

O atraso excessivo máximo do perfil de atraso de potência é definido pelo tempo que leva para que chegue ao receptor o último componente de multipercursos cuja energia esteja acima do mínimo determinado para o canal.

O espalhamento de atraso RMS é dado pela raiz quadrada do segundo momento central do perfil de atraso de potência. É o desvio padrão do atraso excessivo médio e é expresso por:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\int (\tau - \bar{\tau} - \tau_0)^2 P(\tau) d\tau} . \quad (2.8)$$

Este parâmetro é considerado o melhor modo de se quantificar o espalhamento dos multipercursos (48), pois é altamente influenciado por reflexões com grandes atrasos e níveis de sinal forte em relação ao componente de τ_0 .

Os efeitos da dispersão no desempenho de um receptor digital estão também diretamente relacionados ao espalhamento de atraso RMS, uma vez que este é utilizado na determinação do período do símbolo transmitido. Além disso, a partir dele é possível estimar a taxa máxima de transmissão de dados e a largura de banda coerente do canal, B_c , que é uma medida estatística de uma faixa de freqüências sobre a qual o canal pode ser considerado plano. Para uma variação de 10% do sinal, o valor da banda coerente (48) é dado por:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_{\tau}} \quad (2.9)$$

2.4. Modelo de Perda de Percurso

O modelo de perda de percurso é usado tanto em ambientes urbanos, quanto em interiores de edifícios. Sua base vem da perda de propagação em espaço livre, pois, de acordo com medidas e modelamentos teóricos (22), a perda média devido ao percurso aumenta de forma logarítmica com o aumento da distância entre transmissor e receptor, e pode ser expressa por

$$L(dB) = 10n \times \log_{10}\left(\frac{4\pi \times d}{\lambda}\right) \quad (2.10)$$

onde n é o expoente de perda de percurso que indica a taxa na qual a perda de percurso aumenta com o logaritmo da distância, d , entre transmissor e receptor. A figura 5 mostra como a perda sobre um sinal de 2GHz pode variar de acordo com o aumento de n .

Figura 5. Perda de percurso para diferentes valores de n e frequência de 2GHz

Uma vez que o fator n varia de ambiente para ambiente e não foi encontrada em nenhuma literatura a relação exata entre ele e o tipo do edifício, seu valor é encontrado através da regressão linear dos dados de potência média em função da distância.

A figura 6 mostra a perda de propagação dentro de um edifício. Os círculos indicam os valores de perda medida para o logaritmo de uma determinada distância e a reta é a curva média encontrada.

Figura 6. Potência média recebida com $n=4$, obtida através de dados medidos. Os círculos indicam os valores obtidos experimentalmente, enquanto a reta indica a potência média obtida através da regressão linear.

2.5. Desvanecimentos do Sinal Recebido

Desvanecimento (*fading*) é uma distorção que ocorre no sinal transmitido, além da distorção já esperada devido à perda de percurso. É causado por variações do ambiente e é dependente da relação entre os parâmetros do sinal transmitido (largura de banda e tempo de duração de bit) e os parâmetros do canal de comunicação (comportamento da resposta em frequência e taxa de variação), e, de acordo com esta relação pode apresentar comportamentos diferentes num mesmo tipo de ambiente.

Em um canal de rádio móvel, os mecanismos de dispersão no tempo (tempo de duração de um pulso do sinal enviado ou tempo de variação do canal devido ao movimento de objetos espalhadores), e os mecanismos de dispersão na frequência

(como largura de banda do sinal e banda passante do canal), levam a efeitos distintos, que são manifestados de acordo com a natureza do sinal e do canal.

2.5.1. Desvanecimento em Grande Escala

Também chamado¹ de desvanecimento log-normal, o desvanecimento em grande escala é o resultado do sombreamento por grandes objetos (em relação ao comprimento de onda) que ocorre quando a unidade móvel passa por trás de obstáculos que bloqueiam completa ou parcialmente a linha de visada direta entre as partes, de transmissão e recepção, provocando uma queda no nível do sinal, dependente da difração em cada tipo de obstáculo.

A duração deste efeito é dependente do tempo que a unidade móvel leva para atravessar tal região, e o modelo que o estuda, diferentemente do modelo de perda de percurso citado anteriormente, considera que o ambiente ao redor do transmissor pode ser diferente para duas localidades que estejam à mesma distância, mas, em direções diferentes.

O desvanecimento em grande escala age sobre a perda de percurso de uma localidade particular qualquer (25), podendo agir de maneira construtiva ou destrutiva em relação à perda média. Esta variação é distribuída de forma aleatória sobre a perda de percurso esperada para a localidade (36) por uma distribuição estatística log-normal (ou normal se a variação estiver em escala logarítmica, dB) de acordo com a equação:

¹ Alguns pesquisadores, (51) e (61) discordam em relação à utilização desta nomenclatura para este tipo de desvanecimento. O primeiro, o chama de desvanecimento lento (*slow fading*), já o segundo, assim como será utilizado neste trabalho, chama de desvanecimento lento outro tipo de desvanecimento, que será citado adiante, e utiliza para este tipo o termo desvanecimento em grande-escala.

$$L(dB) = 10n \times \log_{10} \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right) + Y_{Lsf}, \quad (2.11)$$

onde Y_{Lsf} é a variação do sinal devido ao desvanecimento de grande escala, e uma variável aleatória Gaussiana de média μ_n igual a zero e desvio padrão σ_n , dependente do canal. Sua função densidade de probabilidade é dada por:

$$f(Y_{Lsf}; \mu_n, \sigma_n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Y_{Lsf} - \mu_n)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.12)$$

O valor de σ_n pode ser obtido através dos dados de desvanecimento lento medidos por:

$$\sigma_n = \sqrt{\overline{Y_{Lsf}^2} - \overline{Y_{Lsf}}^2} \quad (2.13)$$

onde $\overline{Y_{Lsf}}$ representa a média de atenuação dos pontos medidos e Y_{Lsf}^2 o quadrado dos valores de atenuação dos pontos medidos. Um exemplo desta distribuição, com $\mu_n = 0$ e $\sigma_n = 7,5$, é apresentado na figura 7:

Figura 7. Distribuição normal com $\mu_n = 0$ e $\sigma_n = 7,5$

2.5.2. Desvanecimento em Pequena Escala

O desvanecimento em pequena escala é mais complexo se comparado ao desvanecimento em grande escala. É a consequência de variações no canal de propagação causadas pela modulação aleatória em frequência devido ao efeito Doppler e pelos diferentes percursos percorridos pelo sinal causando a dispersão no tempo, que em outras palavras significa a formação de ecos ou reflexões causada pelos atrasos de propagação nos diferentes multipercursos.

Assim, este desvanecimento acaba sendo uma variação adicional sobre o desvanecimento de grande escala e a perda de percurso, e suas variações no sinal podem ser diretamente relacionadas à resposta impulsiva do canal de rádio móvel, conforme a equação abaixo:

$$L(dB) = 10n \times \log_{10} \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right) + Y_{Lsf} + Y_{ssf} \quad (2.14)$$

onde Y_{ssf} é a variável aleatória que causa flutuações rápidas no nível do sinal recebido.

Os fatores físicos que influenciam este tipo de desvanecimento são a velocidade do equipamento móvel e dos objetos espalhadores no canal, a largura de banda do sinal transmitido e a própria propagação de multipercurso.

Cada um destes fatores gera um efeito de desvanecimento distinto em pequena escala. A propagação de multipercurso, por exemplo, gera a dispersão no tempo que devido ao instante de chegada do sinal proveniente de cada multipercurso, causa, no sinal recebido, o efeito do desvanecimento na frequência, que pode ser tanto seletivo quanto plano. Já o movimento relativo entre transmissor, receptor e os

objetos espalhadores resulta em uma modulação de frequência aleatória devido ao efeito Doppler em cada um dos componentes de multipercurso.

Estas variações de desvanecimento em pequena escala são apresentadas nos próximos itens.

2.5.2.1. Desvanecimento Plano

O desvanecimento plano, também chamado² de desvanecimento Rayleigh (7) ou de desvanecimento Rice (49), ocorre quando a largura de banda do sinal transmitido é menor que a banda passante do canal.

Assim, o sinal sofre flutuações rápidas devido à adição vetorial dos componentes individuais, mas não é distorcido, pois a estrutura do canal é tal que as características do espectro do sinal transmitido são preservadas até que este atinja o receptor.

Por este motivo, o canal de propagação que sofre de desvanecimento plano é comumente chamado de canal de variação de amplitude (23) ou ainda de canal de banda estreita (4).

Devido à diferença entre as bandas do sinal e do canal, o valor correspondente ao inverso da largura da banda do sinal transmitido é muito maior que o tempo do atraso excessivo do canal, τ_{max} , fazendo com que o atraso entre os componentes não possa ser considerado.

Assim, retomando o modelo apresentado no item 2.3 deste capítulo, uma vez que a envoltória de sinal recebido $y(\tau)$ é resultado da convolução entre a envoltória

² Alguns autores (61), chamam este tipo de desvanecimento, devido ao espalhamento no tempo, de desvanecimento rápido (*fast fading*), termo utilizado por outros (51), e também adotado neste trabalho para referir-se a outro tipo de desvanecimento, que será citado adiante.

do sinal enviado, $x(\tau)$ e a resposta impulsiva o canal, $h(\tau)$, conforme mostra a equação:

$$y(\tau) = x(\tau) * h(\tau) \quad (2.15)$$

e, como $x(t)$ é constante para $\tau < \tau_{max}$, os componentes de multipercurso não são identificados através do tempo, mas sim pelo resultado da somatória vetorial dos componentes. Pode-se dizer que, excluindo-se o ruído a envoltória resultante do sinal recebido, y_R , de um ponto no espaço resulta em:

$$y_R = h.x = \left(\sum_k a_k e^{j\theta_k} \right).x \quad (2.16)$$

Esta envoltória pode ser estatisticamente modelada, através de uma variável aleatória com distribuição de Rayleigh (50), cuja função densidade de probabilidade é apresentada abaixo:

$$f(y_{pf}; \sigma_{Ry}) = \frac{y_{pf} e^{\left(\frac{-Y_{pf}^2}{2\sigma_{Ry}^2}\right)}}{\sigma_{Ry}^2} \quad \text{para } y_{pf} > 0 \quad (2.17)$$

onde y_{pf} é a variação da amplitude do sinal devido ao desvanecimento plano. O valor de σ_{Ry} pode ser obtido através dos dados de desvanecimento plano medidos pela equação abaixo:

$$\sigma_{Ry} = \sqrt{\frac{1}{2M} \sum_{m=0}^M Y_{pf}(m)^2} \quad (2.18)$$

onde M é a quantidade de pontos medidos.

A figura 8 apresenta um exemplo da distribuição de Rayleigh para $\sigma_{Ry} = 0,5$

Figura 8. Distribuição Rayleigh para $\sigma_{Ry}=0,5$

Porém, alguns autores (47), afirmam que o desvanecimento plano só pode ser modelado como distribuição Rayleigh em casos de não haver linha de visada direta entre transmissor e receptor. Para os outros casos, devido à presença de um componente dominante e de amplitude determinística em relação à distância, que é o componente proveniente do percurso de visada direta, a distribuição de Rice é a que melhor modela a envoltória do sinal e sua função densidade de probabilidade é dada por:

$$f(y_{pf}; v, \sigma_R) = \frac{y_{pf}}{\sigma_R^2} e^{\left(\frac{-(y_{pf}^2 + v^2)}{2\sigma_R^2}\right)} I_0\left(\frac{y_{pf}v}{\sigma_R^2}\right) \quad (2.19)$$

onde I_0 é a função Bessel modificada do primeiro tipo com ordem zero onde σ_R e v são dados por

$$\sigma_R = \sqrt{\frac{\mu_2 - \sqrt{2\mu_2^2 - \mu_4}}{2}} \quad (2.20)$$

$$v = \sqrt{\mu_2 - 2\sigma_R^2} \quad (2.21)$$

onde μ_2 é o momento de segunda ordem e μ_4 é o momento de quarta ordem da amplitude do sinal obtido através dos dados experimentais.

Segundo o mesmo autor (51), o parâmetro ν , chamado de fator de Rice, quando normalizado por σ_r , é proporcional à influência do sinal direto no sinal recebido.

Um exemplo de distribuição Rice de um sinal com forte influência do sinal direto, apresenta $\nu=1$ e $\sigma_R=0,5$, e é apresentado na figura 9.

Figura 9. Distribuição Rice para $\nu=1$ e $\sigma_R=0,5$

2.5.2.2. Desvanecimento Seletivo em Freqüência

O desvanecimento seletivo em freqüência (35) ocorre quando o canal de transmissão não possui ganho constante; e nem resposta em freqüência linear sobre a banda do sinal transmitido.

Isso faz com que o sinal recebido apresente certa distorção em relação ao transmitido, embora sua amplitude seja conforme a esperada, considerando-se apenas o desvanecimento em grande escala e a perda de percurso.

Ao contrário do caso anterior, o inverso da banda passante do canal, ou atraso excessivo máximo, τ_{max} , é muito maior que o inverso da largura da banda do sinal ou largura do pulso transmitido. Isto acontece, pois, devido à sua banda larga, o

signal transmitido pode ser considerado um pulso estreito, que no canal de multipercurso é refletido em muitos obstáculos. Isto faz com que surjam muitas cópias deste pulso transmitido, que alcançam o receptor em instantes distintos, resultando em uma dispersão no tempo do sinal.

A quantidade de cópias que chega num determinado intervalo de tempo, geralmente escolhido como a média dos σ_τ de várias medidas (7), pode ser modelada por uma distribuição aleatória de Poisson, cuja função de probabilidade é dada abaixo:

$$f(k, \eta) = \frac{e^{-\eta} \eta^k}{k!} \quad (2.22)$$

onde k é um numero positivo e inteiro que indica a quantidade de pulsos, cópias do sinal que chegam em um determinado período de tempo, e η é a quantidade média dessas cópias em diferentes medidas. A figura 10 apresenta um exemplo para $\eta = 30$.

Figura 10. Distribuição de Poisson para $\eta = 30$.

Porém, algumas medidas apresentadas na literatura obtiveram, em ambientes urbanos, repostas diferentes da distribuição de Poisson. Nesses casos, o processo

de Poisson se ajustou relativamente bem à distribuição empírica dos dados, apenas quando o receptor utilizado possuía pouca sensibilidade. Entretanto, com a grande sensibilidade do receptor, foi possível observar certos desvios desta distribuição.

Segundo alguns autores (10), estes desvios vêm do fato de que os espalhadores em um ambiente urbano não são totalmente aleatórios e, neste caso, a distribuição que melhor se ajustaria é uma distribuição de Poisson modificada, que leva em conta a propriedade do agrupamento (*clusters*) dos componentes de percursos causada por agrupamento dos espalhadores. Os primeiros componentes de cada agrupamento obedecem a uma distribuição de Poisson, porém, os componentes dentro de cada agrupamento obedecem à outra distribuição de Poisson, com η diferente.

Assim, o primeiro componente de cada agrupamento diz respeito aos espalhadores das superestruturas dos prédios das redondezas, ou seja, aos espalhadores de posições fixas, enquanto os demais dizem respeito aos espalhadores de posições aleatórias como pessoas e automóveis.

Para medidas em interiores de edifícios, como, geralmente, os espalhadores estão a distâncias consideravelmente menores do que em ambientes urbanos, torna-se necessária, a utilização de equipamentos com banda muito larga e precisão bem grande para a detecção do comportamento de agrupamento do sinal recebido.

2.5.2.3. Desvanecimento Devido ao Efeito Doppler

O Desvanecimento devido ao efeito Doppler ocorre quando a envoltória do sinal transmitido varia em uma taxa diferente da taxa de variação do canal (geralmente ligada à velocidade dos espalhadores ou dos equipamentos móveis) e, dependendo de quão rápido isso ocorre, o canal pode ser classificado como:

- Desvanecimento Rápido: Este tipo de desvanecimento ocorre quando a resposta impulsiva do canal muda muito rapidamente, dentro do intervalo entre dois pulsos consecutivos. É geralmente causada pelo deslocamento em alta velocidade de algum dos componentes do canal que causa dispersão na frequência devido ao espalhamento Doppler.
- Desvanecimento Lento: Ocorre quando a resposta impulsiva do canal muda numa taxa muito menor que o sinal em banda base transmitido. Neste caso, o canal pode ser assumido como sendo estático e invariante no tempo. No domínio da frequência, isto implica que o espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda da envoltória do sinal.

Os desvanecimentos devidos ao efeito Doppler dizem respeito somente à taxa de variação do canal devido ao movimento, ou seja, quando o canal é especificado como canal de desvanecimento rápido ou lento, não significa que o canal possua natureza de desvanecimento seletivo ou plano (51).

Assim, se for considerado que os espalhadores e receptores do canal de interiores de edifícios possuem uma velocidade máxima de movimentação de cerca de 5Km/h, o espalhamento na frequência devido ao efeito Doppler para um sinal de frequência igual a 2,4GHz, por exemplo, é de apenas 22,4Hz, o que faz com que o espalhamento Doppler nesse caso possa ser desprezado. Conseqüentemente, os canais em interiores são considerados como sendo canais de desvanecimento lento.

Capítulo 03 - Medidas com Sinal em Banda Estreita.

3.1. Objetivos e Justificativas

Conforme apresentado no capítulo 01, este capítulo descreve a primeira de duas campanhas de medidas que, em conjunto, podem ser utilizadas como um meio de caracterização completa de um canal de rádio-comunicação em interiores de edifícios.

Seu objetivo é realizar a maneira de caracterização do canal quanto às perdas e desvanecimentos que agem diretamente sobre a potência ou amplitude do sinal recebido, como perda de penetração no edifício e entre pavimentos, perda de percurso relacionada à distância entre transmissor e receptor, desvanecimento em grande escala e desvanecimento plano em pequena escala. Para isso, de acordo com o exposto no capítulo 02, utiliza-se a transmissão de uma portadora senoidal não modulada, de potência constante para ser analisada em diversos pontos do edifício em questão.

A caracterização é apresentada através da realização de uma campanha de medidas (52-53), com o objetivo adicional de apresentar as características do edifício que compõem o canal analisado, validando o método, e, também, criando uma base de dados que possa ser utilizada em trabalhos futuros.

A frequência da portadora pode ser qualquer, escolhida de acordo com a necessidade de cada sistema de rádio-comunicação e dos equipamentos disponíveis para a realização das medidas, mas para a realização da campanha apresentada neste trabalho, a frequência utilizada pertence à faixa dos 3,5GHz, utilizada no Brasil para a implementação do sistema WiMax, uma tecnologia de transmissão sem fio baseada no padrão IEEE 802.16 (54).

O edifício, analisado como exemplo para a apresentação da campanha, consiste em dois blocos do prédio de Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo. Este edifício foi escolhido devido à conveniência, uma vez que este trabalho foi realizado na própria universidade, mas, principalmente, devido à variedade de suas salas, com características diferentes entre si, e devido à ausência de trabalhos brasileiros neste tipo de ambiente.

3.2. Metodologia da Caracterização dos Parâmetros do Canal

A metodologia de caracterização citada anteriormente consiste na aquisição e processamento de dados que contêm informações de valor de potência recebida em diversos locais ao longo do edifício analisado.

Assim, retomando o capítulo anterior, para um sinal de banda estreita, a envoltória recebida em cada ponto do espaço tri-dimensional é o resultado da soma vetorial de todos os componentes de multipercurso que atingem o receptor. Desse modo, a potência do sinal recebido, em cada ponto de coordenada (i, j) pode ser analiticamente encontrada segundo a equação:

$$|y(i, j)|^2 = \left| \sum_k a_k(i, j) \right|^2 \quad (3.1)$$

onde $a_k(i, j)$ é a amplitude complexa, de cada componente de multipercurso para cada ponto do plano analisado e $y(i, j)$ é a envoltória do sinal recebido para cada ponto do plano analisado.

Sendo o termo - *interferência construtiva* - utilizado para a soma de dois componentes de multipercurso senoidais em fase, e o termo - *interferência destrutiva* - para a soma dois componentes de multipercurso defasados em π radianos, pode-

se dizer que a diferença entre as distâncias percorridas por dois componentes de multipercurso, para que haja interferência construtiva e para que haja interferência destrutiva, é de apenas meio comprimento de onda da portadora, o que, por exemplo, na frequência da portadora utilizada nas medidas apresentadas a seguir, é de aproximadamente 4cm.

Segundo alguns autores³, os desvanecimentos de 40dB abaixo da média do sinal recebido devido a interferência destrutiva, entre componentes de multipercurso, são comuns e ocorrem pelo menos a cada meio comprimento de onda da portadora de distância percorrida. Segundo o mesmo autor, para que a maioria dos desvanecimentos inferiores a 40dB abaixo da média, chamados de desvanecimentos profundos, seja detectada, é necessária uma amostragem do sinal recebido com espaçamento de amostragem de aproximadamente um centésimo do comprimento de onda.

Assim, o aparato de medidas sugerido, apresentado nos itens subseqüentes, possui um equipamento receptor móvel capaz de percorrer todos ou, pelo menos, grande parte dos cômodos do edifício analisado; além de ser capaz de medir a variação da potência da envoltória do sinal recebido na frequência do sinal transmitido e armazená-la de maneira a permitir sua posterior análise.

Com o intuito de simular a maioria dos sistemas de comunicação sem fio, como uma rede de computadores ou uma rede celular, uma vez que receptor é a parte móvel do sistema, o transmissor escolhido é um equipamento fixo, capaz de enviar uma portadora não modulada com potência constante, 5 Watts para a medida apresentada, durante horas consecutivas, sem risco de danos ao seu estágio final de potência.

³ Toledo, A.F.; Rodrigues, P.S.; Carvalho, A.D.; Andrade, G.I. Teaching narrowband characterization of radio transmission into buildings at 3.5GHz. Em fase de elaboração.

A potência constante é um fator muito importante para que possa ser analisada a relação exata entre dois pontos medidos. Porém, utilizar o mesmo valor de potência para grandes e pequenas distâncias pode causar alguns problemas: se a potência de transmissão utilizada for pequena demais, o sinal recebido em pontos distantes pode estar próximo ou abaixo do nível do ruído fazendo com que parte das informações de potência recebida seja perdida. Por outro lado, se a potência de transmissão for alta demais, em pontos de medidas próximos do transmissor, o sinal recebido pode saturar os circuitos de entrada do receptor, fazendo com que os dados de potência sejam lidos de maneira equivocada. A solução para este impasse é colocar atenuadores de valor variável na entrada do receptor e ajustá-lo manualmente de maneira que a potência recebida esteja dentro da região linear do mesmo.

A obtenção dos valores de potência recebidos é feita através da amostragem de níveis do sinal em diversos pontos, com espaçamento constante de pelo menos 0,01λ, através de rotas circulares traçadas em cada um dos cômodos. Em cômodos pequenos, a rota é traçada duas vezes. Em cômodos grandes como corredores ou de difícil acesso ou com muita mobília, mais de uma rota é traçada.

Os valores obtidos em cada rota são armazenados em um arquivo juntamente com as coordenadas do cômodo analisado e o valor do atenuador de entrada utilizado. Estas informações serão processadas, num primeiro momento, separadamente, de maneira a encontrar as características de cada cômodo; e, num segundo momento, em conjunto com os outros arquivos do mesmo pavimento.

Para a obtenção de todos os parâmetros do canal, a campanha de medidas com sinal transmitido em banda estreita foi dividida, ainda, em outras duas etapas: uma realizada com o transmissor interno ao edifício percorrido pelo receptor (*within*

building) e, outra, com o transmissor externo a este edifício (*into building*), porém, no topo de um edifício próximo e com linha de visada direta, para que o sinal recebido não sofresse desvanecimentos de multipercurso significativos antes de alcançar o edifício que contém o receptor. Dessa maneira, algumas rotas foram traçada duas vezes, uma para cada posição do transmissor.

3.3. Processamento dos Dados

O processamento dos dados para esta campanha foi realizado através de um conjunto de algoritmos criado sobre programa de computador MatLab, da MathWorks e foi dividido em três principais rotinas de programação.

A primeira, chamada de “*processamento unitário dos arquivos*”, tem a função de analisar cada um dos arquivos separadamente, de maneira a encontrar a média e os parâmetros estatísticos do efeito dos desvanecimentos em cada um dos cômodos.

A segunda, chamada de “*apresentação dos resultados do processamento unitário dos arquivos*” tem o objetivo de, utilizando os resultados da primeira rotina, apresentar estes resultados graficamente sobre a planta do edifício, além de utilizar as médias do nível do sinal de cada um dos arquivos para determinar o expoente de perda de percurso, n .

A terceira e última, chamada de “*processamento conjunto dos arquivos de cada pavimento*” refaz a primeira etapa juntando, porém, os dados dos arquivos de cada pavimento, de maneira a encontrar os parâmetros da distribuição estatística conjunta do efeito dos desvanecimentos para cada um dos pavimentos, e não mais para cada um dos cômodos.

As três etapas são detalhadas a seguir:

3.3.1. Processamento Unitário dos Arquivos

Esta primeira rotina do processamento executada diversas vezes, uma vez para cada combinação de pavimento e posição do transmissor, foi dividida em cinco blocos principais de processamento, conforme sugere o fluxograma da figura 11: inicialização das variáveis, preparação dos arquivos, processamento do desvanecimento plano em pequena escala, processamento do desvanecimento em grande escala e armazenamento de dados para próximas rotinas.

Figura 11. Fluxograma da rotina de processamento unitário dos arquivos

Para cada vez que a rotina é executada, as variáveis são inicializadas, e, em seguida, cada um dos arquivos é carregado e processado separadamente, até o último arquivo de cada pavimento, de maneira a armazenar suas características em forma de tabelas (cômodos *versus* parâmetros obtidos).

3.3.1.1. Inicialização das Variáveis e Preparação dos Dados

Estas duas primeiras etapas da rotina possuem o objetivo comum de analisar e organizar os dados de entrada, em variáveis e vetores pré-determinados, com a finalidade de entregá-los à terceira etapa do processamento, prontos para serem processados.

A diferença básica entre as duas é que a primeira inicializa as variáveis globais (dados inseridos e não são modificadas durante todo o processamento) referentes às especificações das medidas e equipamentos, como: quantidade Q de rotas traçadas do pavimento, as coordenadas i e j do local onde o transmissor foi instalado, a frequência da portadora transmitida f , e o espaçamento de amostragem, d_s . Já a segunda inicializa as variáveis e prepara os vetores de dados que contêm as informações de cada rotina como: o valor do atenuador A , coordenadas i e j do ponto médio da rota e um vetor Y_{data} de comprimento M contendo valores relativos aos níveis de sinal, em dBm, medidos em cada instante de amostragem, para cada arquivo carregado pelo programa. A tabela 1 resume estes valores de entrada.

Tabela 1 – Entradas da rotina de processamento unitário dos arquivos

Nome	Representação	Descrição				
Frequência	f	Valor da frequência da portadora utilizada em toda a campanha de medidas em banda estreita.				
Espaçamento de Amostragem	d_s	Valor do espaçamento de amostragem, importante para a obtenção dos dados de distância percorrida.				
Quantidade de Arquivos	Q	Quantidade total de arquivos analisados por processamento.				
Coordenadas do transmissor	i, j	Valores de coordenadas da localização do transmissor em relação à planta do edifício				
Dados dos Arquivos medidos	Y_{data}	<div>Vetor de valores relacionados a cada trecho analisado. É composto de todas as informações ligadas àquele trecho, como coordenadas médias, valor do atenuador utilizado e vetor de valores medidos, de comprimento M. Possui comprimento $M+3$ e a seguinte forma, onde A é o valor do atenuador, i e j as coordenadas e Y os valores obtidos nas medidas em dBm</div> <table><tr><td>A</td><td>i</td><td>j</td><td>$Y(1) \dots \dots \dots Y(M)$</td></tr></table>	A	i	j	$Y(1) \dots \dots \dots Y(M)$
A	i	j	$Y(1) \dots \dots \dots Y(M)$			

O processamento destas duas etapas pode ser resumido da seguinte maneira:

Após o carregamento das variáveis globais, cada um dos arquivos é carregado separadamente, então, para cada um destes arquivos a rotina de preparação dos dados separa todas as informações do vetor Y_{data} e adiciona o valor do atenuador A em cada um de seus pontos, a fim de encontrar um novo Y com os níveis reais do sinal em dBm.

Considerando a impedância de 50Ω , transforma os dados deste novo vetor em um vetor y de valores em escala linear (Volts), calcula sua média e a armazena no vetor E , em sua respectiva posição, de acordo com a ordem de processamento dos arquivos.

As coordenadas centrais de cada rota são armazenadas nos vetores, I e J , de coordenadas de comprimento Q , de acordo com a ordem dos arquivos processados.

Estas operações de processamento referentes às tarefas citadas estão detalhadas na tabela 2.

Tabela 2 – Operação de inicialização das variáveis e preparação dos dados de banda estreita

Inicialização das variáveis	$\text{lê o valor de } f$ $\text{lê o valor de } Q$ $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f}$
Carregamento dos arquivos	$Y_{data} = \text{arquivo } q$
Preparação dos Dados	$Y(1:M) = Y_{data}(4:M+3)$ $Y(1:M) = Y(1:M) - Y_{data}(1)$ $y(1:M) = 10^{\frac{(y(1:M) + 10 \log(50 \cdot 10^{-3}))}{20}}$ $I(q) = Y_{data}(2)$ $J(q) = Y_{data}(3)$ $E(q) = \sum_{m=1}^M \frac{y(m)}{N}$

3.3.1.2. Processamento do Desvanecimento Plano

Este processo consiste na obtenção dos dados referentes à variação da potência recebida devido ao desvanecimento plano em pequena escala, e na obtenção de seus dados estatísticos.

De acordo com o capítulo 02, o desvanecimento plano causa uma variação adicional Y_{pf} sobre a potência do sinal recebido esperada devido à perda de percurso somada à variação do desvanecimento de grande escala, conforme equação abaixo:

$$L(dB) = 10n \times \log_{10} \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right) + Y_{Lsf} + Y_{pf} \quad (3.2)$$

Assim, para caracterizar o efeito do desvanecimento plano, este deve ser filtrado a partir da normalização dos dados de amplitude do sinal medido por uma média móvel, de maneira a obterem-se somente as flutuações rápidas que agem sobre a envoltória do sinal, conforme a equação:

$$y_{pf}(1:M) = \frac{y(1:M)}{y_{m1}(1:M)} \quad (3.3)$$

onde y_{pf} é o vetor de comprimento M que contem a variação do sinal devido ao desvanecimento de pequena escala, y é o vetor de dados de amplitude e y_{m1} é o vetor com os dados de média móvel obtido através da equação:

$$y_{m1}(\widehat{m}_1) = \sum_{m=\widehat{m}_1-W_1/2}^{\widehat{m}_1+W_1/2} \frac{y(m)}{W_1 + 1} \quad (3.4)$$

onde $\widehat{m}_1$ é o índice do vetor y_{m1} , e W_1 é a largura da janela da média móvel.

A largura da janela da média móvel é um parâmetro que merece certa atenção no processamento, pois deve ser encontrado de maneira que a normalização dos

dados de amplitude pela média móvel seja capaz de filtrar a grande maioria das flutuações ocorridas no sinal recebido dentro de um comprimento de onda, assim a obtenção deste valor ótimo depende de um processamento preliminar que é detalhado posteriormente.

Além da obtenção dos dados relativos à variação devido ao desvanecimento plano, conforme o objetivo deste processamento, os parâmetros estatísticos, que formam a função densidade de probabilidade da distribuição que rege a variação da amplitude do sinal esperado, devem ser obtidos. Fora isso, uma vez obtido o vetor y_{pf} , é realizado o cálculo dos momentos estatísticos dos dados através da equação:

$$\mu_{\alpha} = \sum_{m=1}^M \frac{y_{pf}(m)^{\alpha}}{M} \quad (3.5)$$

onde μ_{α} é o momento e α -ésima ordem.

O fluxograma que resume o processo descrito acima é apresentado pela figura 12.

Para que esta etapa da rotina seja implementada com sucesso, outro fator, igualmente importante ao valor da largura da janela, e que, conforme o capítulo 02, apresenta certa discórdia entre pesquisadores, deve ser estabelecido: A distribuição estatística a qual a variação da envoltória do sinal devido ao desvanecimento plano melhor se ajusta: Rayleigh ou Rice?

Com estes dois itens, largura da janela da média móvel e distribuição estatística, para serem definidos faz-se necessário, neste momento, um processamento preliminar.

Figura 12. Fluxograma do processamento do desvanecimento plano

Os itens, trabalhados neste pré-processamento, estão diretamente relacionados um com o outro, uma vez que a largura da janela da média móvel deve ser obtida da maneira que a distribuição empírica dos dados normalizados (histograma) melhor se ajuste à sua distribuição estatística teórica.

Para atingir este objetivo, o pré-processamento testa uma série de valores de comprimento de janela e de precisão entre pontos consecutivos do histograma para construí-lo e compará-lo com a função densidade de probabilidade da distribuição Rice (conforme as equações 2.17 e 2.19, a distribuição de Rayleigh é uma

particularidade da distribuição de Rice) através do método do $\chi_{quadrado}$ ⁴, até que seja encontrado o conjunto que apresente o menor valor de erro, χ .

Resumidamente, este pré-processamento segue as mesmas etapas do processamento do desvanecimento plano, porém com algumas modificações que podem ser vistas no fluxograma apresentado na figura 13.

Para cada arquivo carregado, o processamento é executado uma vez para cada um dos diversos valores de largura de janela, com valores⁵ múltiplos de λ .

Para cada uma dessas variações é encontrado um vetor correspondente aos valores de amplitude normalizados pela média móvel, e seus momentos estatísticos de segunda e quarta ordem, bem como os parâmetros e curvas da distribuição de Rice, que são reescritos, genericamente, no quadro da tabela 3:

Tabela 3 – Funções e parâmetros estatísticos da distribuição de Rice

	Distribuição de Rice
Parâmetros	$\sigma_R = \sqrt{\frac{\mu_2 - \sqrt{2\mu_2^2 - \mu_4}}{2}}$ $v = \sqrt{\mu_2 - 2\sigma_R^2}$
Função Densidade de Probabilidade	$f(y; v, \sigma_R) = \frac{y}{\sigma_R^2} e^{\left(\frac{-(y^2+v^2)}{2\sigma_R^2}\right)} I_0\left(\frac{yv}{\sigma_R^2}\right)$

⁴ Toledo, A.F.; Rodrigues, P.S.; Carvalho, A.D.; Andrade, G.I. Teaching narrowband characterization of radio transmission into buildings at 3.5GHz. Em fase de elaboração.

⁵ Neste trabalho, a largura da janela foi variada de 1λ a 60λ . Esse valor máximo foi escolhido de maneira que fosse suficientemente grande e acima dos valores máximos encontrados nos trabalhos pesquisados.

Figura 13. Fluxograma do processamento para obtenção da distribuição de y_{pf}

Como, de acordo com alguns autores (42), a maioria das variações de amplitude devido ao desvanecimento plano não atingem 5 Volts, para cada variação no valor da janela, a precisão do histograma s é variada com valores que vão de 0,1V até 5V com passos de 0,1V. E, para cada uma dessas variações, o histograma é comparado com cada uma das curvas de função densidade de probabilidade, de acordo com a equação:

$$\chi = \sum_{s=0,1}^5 \frac{(\text{hist}(y_{pf}) - f(y; v, \sigma_R))^2}{f(y; v, \sigma_R)} \quad (3.6)$$

onde $f(y; v, \sigma_R)$ é a função densidade de probabilidade de Rice.

Para a campanha de medidas deste trabalho, os arquivos escolhidos, como amostras para a determinação da distribuição estatística, são aqueles obtidos no pavimento térreo do bloco C, tanto em medidas com o transmissor externo, quanto interno ao edifício.

Adiantando parte dos resultados que serão detalhados mais adiante, a distribuição estatística, que melhor descreveu o comportamento da variação devido ao desvanecimento plano para este edifício, foi a distribuição estatística de Rice; o valor de W_1 ótimo foi igual a 4 comprimentos de onda e a precisão do histograma igual a 0,2V.

Com os resultados do pré-processamento obtidos é possível finalizar o detalhamento do processamento do desvanecimento plano em pequena escala. A ordem resumida das operações deste processamento é apresentada pela tabela 4.

Tabela 4 – Operações do processamento do desvanecimento plano

Cálculo do número de pontos da janela da média móvel	$W = 4 \cdot \frac{c}{f} \frac{1000}{s_t}$
Cálculo da média móvel	$y_{m1}(\widehat{m}_1) = \sum_{m=\widehat{m}_1-W_1/2}^{\widehat{m}_1+W_1/2} \frac{y(m)}{W_1}$
Normalização dos dados empíricos pela média móvel	$y_{pf} = \frac{y}{y_{m1}}$
Obtenção do histograma normalizado	$Hist(y_{pf}) = \frac{hist(y_{pf})}{0,2}$
Cálculo do momento de segunda ordem	$\mu_2(q) = \sum_{m=1}^M \frac{y_{pf}(m)^2}{M}$
Cálculo do momento de quarta ordem	$\mu_4(q) = \sum_{m=1}^M \frac{y_{pf}(m)^4}{M}$
Cálculo do parâmetro sigma da distribuição de Rice	$\sigma_r(q) = \sqrt{\frac{\mu_2(q) - \sqrt{2\mu_2^2(q) - \mu_4(q)}}{2}}$
Cálculo do fator de Rice	$v_r(q) = \sqrt{\mu_2(q) - 2\sigma_r^2(q)}$
Obtenção da distribuição de Rice	$f(y_{pf}; v(q), \sigma_r(q)) = \frac{y_{pf} x}{\sigma_r(q)^2} e^{\left(\frac{-(y_{pf}^2 + v(q)^2)}{2\sigma_r(q)^2}\right)} I_0\left(\frac{y_{pf} v(q)}{\sigma_r(q)^2}\right)$

3.3.1.3. Processamento do Desvanecimento em Grande Escala

O processamento do desvanecimento em grande escala dá continuidade à rotina de processamento unitário dos arquivos, consiste na obtenção de dados referentes à variação da potência do sinal recebido devido ao desvanecimento em grande escala, e na obtenção de seus dados estatísticos.

Conforme o capítulo 02, o desvanecimento em grande escala causa uma variação adicional sobre a variação da potência do sinal recebido esperado Y_{Lsf} devido ao sombreamento dos obstáculos existentes nas redondezas.

Este efeito é apresentado por L na equação 2.11, e reapresentado pela equação abaixo:

$$L(dB) = 10n \times \log_{10} \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right) + Y_{Lsf} \quad (3.7)$$

Para que esta variação do sinal seja encontrada, é necessário normalizar novamente o sinal recebido, de maneira a excluir os efeitos da perda de percurso. Este processo foi iniciado no item anterior, quando a média móvel y_{m1} foi encontrada; filtrando o efeito do desvanecimento plano em pequena escala do sinal, restando apenas o sinal sob os outros dois efeitos, de perda de percurso e de desvanecimento em grande escala. De forma análoga, o efeito do desvanecimento em grande escala pode ser obtido a partir da normalização dos dados da média móvel obtida no item anterior, y_{m1} , por outra média móvel, Y_{m2} , que desta vez, deve ser calculada, por razões citadas posteriormente, conforme a equação:

$$Y_{Lsf} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{y_{m1}^2}{50 \cdot 10^{-3}} \right) - Y_{m2} \quad (3.8)$$

onde Y_{Lsf} é um vetor de comprimento M que contém a variação do sinal em dB, devido ao desvanecimento em grande escala, y_{m1} é o vetor de dados de variação de amplitude de média móvel obtidos no item anterior e Y_{m2} é o vetor com os dados de média móvel em dB, obtido através da filtragem da média móvel:

$$Y_{m2}(\widehat{m}_2) = \sum_{m=\widehat{m}_2-W_2/2}^{\widehat{m}_2+W_2/2} \frac{10 \cdot \log_{10} \left(\frac{y_{m1}^2(m)}{50 \cdot 10^{-3}} \right)}{W_2 + 1} \quad (3.9)$$

sendo $\widehat{m}_2$ o índice do vetor Y_{m2} , e W_2 é a largura da janela da média móvel, parâmetro que, mais uma vez, necessita de um processamento preliminar na obtenção de seu valor ótimo.

Devido ao fato do desvanecimento em grande escala ser o resultado do sombreamento por grandes objetos no receptor, a queda do sinal depende da difração e da reflexão que ocorre em cada obstáculo, e sua duração depende do tempo que a unidade móvel leva para atravessar a região. Por isso, o comprimento da janela, assim como no caso anterior, deve ser calculado de maneira a ser capaz de captar a maioria das variações ocorridas neste espaço percorrido (visivelmente maior do que o espaço percorrido para a obtenção das variações devido ao desvanecimento plano) de maneira que o histograma da amplitude dos dados normalizados ajuste-se, com o menor erro possível, à função densidade de probabilidade de sua distribuição estatística que, de acordo com todos os trabalhos pesquisados, trata-se da distribuição log-normal.

Sabe-se que, se uma variável ρ , qualquer, possui uma distribuição log-normal, então $\hat{\rho} = \log_{10}(\rho)$ possui uma distribuição normal (55). Desse modo, levando-se em

consideração a maior facilidade na obtenção dos parâmetros da distribuição normal em relação à log-normal, é mais prático que sejam utilizados, para este processamento, os valores de variação de potência em escala logarítmica, o que explica, finalmente, o fato das equações 3.8 e 3.9 transformarem os valores de y_{m1} para valores em escala logarítmica no processamento do desvanecimento em grande escala.

Analogamente ao item anterior, após a normalização dos dados através da nova média móvel, Y_{m2} , e obtenção do vetor Y_{Lsf} , calculam-se seus momentos estatísticos e a partir deles seus parâmetros de distribuição estatística: desvio padrão, σ_n , e média, μ_n , que são re-apresentados na tabela 5.

Tabela 5 – Funções e parâmetros estatísticos da distribuição normal

	Normal
Parâmetros	$\sigma_n = \sqrt{\mu_2 - \mu_1^2}$
Função Densidade de Probabilidade	$f(Y_{Lsf}; \mu_n, \sigma_n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Y_{Lsf} - \mu_n)^2}{2\sigma_n^2}}$

O Fluxograma do processamento do desvanecimento em grande escala é apresentado na figura 14 e o fluxograma do processamento preliminar para a determinação da janela da segunda média móvel, utilizada na normalização dos dados, e na determinação da precisão do histograma deste desvanecimento é apresentado na figura 15. Este último segue a mesma linha do processamento utilizado para obtenção da largura da janela e distribuição estatística que melhor se ajusta ao histograma da variação da amplitude devido ao desvanecimento plano.

Também aqui, para cada um dos arquivos do conjunto de arquivos utilizado como amostra, (arquivos do pavimento térreo do bloco C) W_2 , vai sendo variado ⁶.

Figura 14. Fluxograma do processamento do desvanecimento em grande escala

⁶ Os valores de W_2 são variados com valores que correspondem de W_1 a 100λ , escolhidos com base nos trabalhos pesquisados

Figura 15. Fluxograma do processamento para obtenção da distribuição de Y_{Lsf}

Para cada um destes valores de janela são encontrados os momentos e parâmetros estatísticos, calculados sobre o vetor de dados normalizados, Y_{Lsf} , e em seguida sua função densidade de probabilidade é comparada através do método $\chi_{quadrado}$, com os histogramas dos dados de Y_{Lsf} , cuja precisão, s , também vai variando (1 a 50dB com passos de 1dB).

Para finalizar o detalhamento do processamento do desvanecimento em grande escala, são aqui adiantados os resultados que serão comentados posteriormente: W_2 obtido é igual a 11 comprimentos de onda e a precisão do histograma é igual a 1dB.

A ordem resumida das operações deste processamento é apresentada pela tabela 6.

3.3.1.4. Armazenamento dos Dados para as Próximas Rotinas

Esta última etapa da rotina de processamento unitário dos arquivos é responsável por armazenar , assim como sugere o nome, os dados importantes que devem ser utilizados nas próximas rotinas do processamento.

O início deste processamento trabalha ainda para cada um dos arquivos separadamente, e verifica se os parâmetros de distribuição Rice encontrados pertencem ao conjunto dos números reais. Caso isso não seja verdadeiro, o processamento apaga o valor do parâmetro obtido e deixa o espaço em branco, indicando que aquele conjunto de dados específico não obedece a essa distribuição.

Tabela 6 – Operações do processamento do desvanecimento em grande escala

Transformação da média móvel 1 para escala logarítmica	$Y_{m1} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{y_{m1}^2}{50 \cdot 10^{-3}} \right)$
Cálculo do número de pontos da janela da média móvel	$W_2 = 11 \cdot \frac{c}{f} \frac{1000}{s_t}$
Cálculo da média móvel	$Y_{m2}(\widehat{m}_2) = \sum_{m=\widehat{m}_2-W_2/2}^{\widehat{m}_2+W_2/2} \frac{Y_{m1}(m)}{W_2}$
Normalização dos dados empíricos pela média móvel	$Y_{Lsf} = Y_{m2} - Y_{m1}$
Obtenção do histograma normalizado	$Hist(y_{Lsf}) = \frac{hist(Y_{Lsf})}{1}$
Cálculo do momento de segunda ordem	$\mu_2 = \sum_{m=1}^M \frac{Y_{Lsf}^2}{M}$
Cálculo do momento de primeira ordem	$\mu_1(q) = \sum_{m=1}^M \frac{Y_{Lsf}}{M}$
Cálculo do desvio padrão da distribuição de Normal	$\sigma_n(q) = \sqrt{\mu_2 - \mu_1^2}$
Obtenção da distribuição Normal	$f(Y_{Lsf}; \mu_n(q), \sigma_n(q)) = \frac{1}{\sigma_n(q)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Y_{Lsf} - \mu_n(q))^2}{2\sigma_n(q)^2}}$

A seguir, a rotina armazena os gráficos obtidos durante todo o processamento com o nome do arquivo correspondente e, finalizando, salva em novos arquivos de dados os vetores de parâmetros obtidos durante o processamento, como mostra a tabela 7. Cada linha destes vetores diz respeito a valores obtidos em cada um dos cômodos.

Tabela 7 – Valores de saída da rotina de processamento unitário dos arquivos

Nome	Representação	Descrição
Média dos dados medidos	E	Vetor de comprimento Q que contém a média, em dB, de cada um dos arquivos medidos
Parâmetro σ da distribuição Rice	σ_r	Vetor de comprimento Q que contém o desvio padrão do desvanecimento Rice calculado para cada um dos arquivos medidos
Parâmetro de Rice	v	Vetor de comprimento Q que contém o parâmetro Rice do desvanecimento Rice calculado para cada um dos arquivos medidos
Desvio Padrão da distribuição Normal	σ_n	Vetor de comprimento Q que contém o desvio padrão do desvanecimento Normal calculado para cada um dos arquivos medidos
Média da distribuição Normal	μ_n	Vetor de comprimento Q que contém a média do desvanecimento Normal calculado para cada um dos arquivos medidos
Vetores de coordenadas	I, J	Vetores de comprimento Q que contêm as coordenadas do ponto médio de cada rota traçada.

3.3.2. Apresentação do Resultado dos Arquivos Unitários

Essa é a segunda rotina do processamento dos dados em banda estreita e tem a função de apresentar, de maneira gráfica, os resultados dos parâmetros estatísticos da rotina anterior, além de encontrar o parâmetro da perda de percurso

no interior de cada pavimento do edifício, para que este parâmetro seja utilizado na terceira rotina de processamento: a rotina de processamento conjunto dos arquivos.

Esta rotina é processada separadamente da anterior, por utilizar como dados de entrada, todas as informações de saída referentes aos processamentos de um determinado pavimento de ambos os blocos. Por exemplo, enquanto a primeira rotina processa os cômodos do pavimento térreo do bloco C e os cômodos do pavimento térreo do bloco D em duas etapas; esta segunda rotina junta os dados de saída destes dois processamentos e os utiliza de uma única vez. Isto facilita a comparação entre os resultados de cada um dos blocos, não só na apresentação dos resultados da rotina anterior, mas, também, na apresentação do parâmetro de perda de percurso para cada trecho do edifício.

A ordem geral desta rotina, bem como a divisão da mesma, pode ser visualizada no fluxograma da figura 16, e seus blocos são detalhados nos itens subseqüentes:

Figura 16. Fluxograma da rotina de apresentação dos resultados

3.3.2.1. Apresentação Gráfica dos Resultados

É a primeira etapa dessa rotina. Consiste na apresentação gráfica dos resultados obtidos na rotina anterior: média do nível do sinal recebido (E) em dBm, e parâmetros estatísticos como desvio padrão do desvanecimento normal (σ_n) e fator de Rice normalizado (σ_r/v_r) do desvanecimento Rice.

Esta apresentação é feita através da construção de uma superfície, com os dados dos vetores pelas coordenadas do ponto médio de cada uma das rotas, sobreposto à planta do pavimento da seguinte maneira: Cada elemento destes vetores de resultados, E , σ_n e σ_r/v_r , possui dois elementos correspondentes de mesmo índice nos vetores de coordenadas, sendo possível, assim, formar uma matriz para cada vetor de resultado, de dimensões $I \times J$ cujo valor de cada célula é dado pelo valor do elemento correspondente do vetor representado.

Porém, para que esta matriz seja criada, uma vez que as coordenadas $I \times J$ não possuem um padrão de espaçamento entre os pontos, é necessário criar outros dois vetores de coordenadas auxiliares I_{interp} e J_{interp} , cuja função é servir de base para a matriz, formando os lados de um retângulo imaginário que contenha os dois blocos do edifício analisado, e cujo vértice inferior esquerdo esteja na origem do plano de coordenadas, conforme a figura 17.

Figura 17. Formação dos vetores de coordenadas dos blocos:
O Bloco C corresponde a $x = 0$ a 150 metros e $y = 40$ a 65 metros; o bloco D corresponde a $x = 20$ a 60 metros e $y = 0$ a 20 metros

Essa matriz, construída sobre a base destes dois vetores, é, então, preenchida de acordo com os valores dos vetores de resultado em questão em cada uma das coordenadas originais definidas por I e J . As células restantes são preenchidas de acordo com a interpolação dos valores das primeiras células através do comando *griddata* do programa utilizado como plataforma para todo o processamento.

A função para a interpolação do vetor E , utilizado como exemplo, é escrita da seguinte maneira:

$$E_{interp} = griddata(I, J, E, I_{interp}, J_{interp}) \quad (3.10)$$

onde, segundo o comando de ajuda do próprio programa (56), E_{interp} é a matriz interpolada nos pontos especificados por I_{interp}, J_{interp} , uniformemente espaçados e gerada a partir da matriz $E = F(I, J)$, através do método *Spline*⁷.

O fluxograma que sintetiza esta parte da rotina é apresentado na figura 18.

⁷ Sandwell, D. T., "Biharmonic Spline Interpolation of GEOS-3 and SEASAT Altimeter Data", *Geophysical Research Letters*, 2, 139-142, 1987.:

Figura 18. Fluxograma do processamento da apresentação gráfica dos resultados

E o resumo das operações é apresentado na tabela 8:

Tabela 8 - Operações do processamento de apresentação gráfica dos resultados

Inicializa os Vetores	<i>Lê os dados do vetor I</i> <i>Lê os dados do vetor J</i> <i>Lê os dados do vetor E</i> <i>Lê os dados do vetor σ_n</i> <i>Lê os dados do vetor σ_r</i> <i>Lê os dados do vetor v_r</i>
Define limites do retângulo através dos vetores de interpolação	$I_{interp} = (0:0,5:\max(I))$ $J_{interp} = (0:0,5:\max(J))$
Passa vetor E para escala Logarítmica	$E = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{E^2}{50 \cdot 10^{-3}}\right)$
Encontra vetor com Fator de Rice	$\bar{v} = \frac{\sigma_r}{v_r}$
Interpola vetores	$E_{interp} = \text{griddata}(I, J, E, I_{interp}, J_{interp})$ $\bar{v}_{interp} = \text{griddata}(I, J, \bar{v}, I_{interp}, J_{interp})$ $\sigma_{n_{interp}} = \text{griddata}(I, J, \sigma_n, I_{interp}, J_{interp})$

3.3.2.2. Processamento da Perda de Percurso e de Perda de Penetração

O processamento de perda de percurso tem o objetivo de obter o expoente de perda de percurso para cada trecho do edifício analisado.

Segundo o capítulo 02, a perda de percurso é uma variação da perda de espaço livre definida por Friis e pode ser encontrada analiticamente, em relação à distância entre transmissor e receptor de acordo com a equação 2.10, re-apresentada aqui:

$$L(dB) = 10n \times \log_{10} \left(\frac{4\pi \times d}{\lambda} \right) \quad (3.11)$$

onde n é o expoente de perda de percurso que se deseja encontrar.

De acordo com a fórmula de Friis, o valor do expoente de percurso é igual a 2 para propagação no espaço livre, e para propagação de multipercurso, ou, mais especificamente, para propagação de multipercurso no interior de edifícios. Este valor pode variar conforme a estrutura e organização do edifício, além do posicionamento das construções ao redor do edifício analisado que servem muitas vezes como refletores do sinal nas áreas próximas às janelas (51). Além disso, o expoente n pode ser específico para cada edifício ou trecho dele, conforme citado no capítulo anterior.

Assim, para obter o valor deste parâmetro de propagação no edifício é necessário primeiro encontrar as distâncias entre transmissor e os pontos médios de cada rota, através da equação:

$$d = \sqrt{(I_{rx} - I_{tx})^2 + (J_{rx} - J_{tx})^2 + (K_{rx} - K_{tx})^2} \quad (3.12)$$

onde os valores de I e J são obtidos diretamente a partir dos respectivos vetores no processamento anterior e o valor de K é o valor da coordenada relativa à altura do pavimento somado ao valor da altura da haste da antena, tanto para a posição da antena transmissora quanto para a posição da antena receptora, devendo este valor ser carregado de acordo com o pavimento em processamento⁸.

A partir dos valores de distância entre o ponto médio de cada rota e a posição do equipamento de transmissor, um gráfico ($d \times L(dB)$) é construído onde L é encontrado para cada rota, através da equação:

$$L = P_{tx} - E \quad (3.13)$$

onde P_{tx} é a potência de transmissão do sinal em dBm.

Através da regressão linear dos pontos de ($d \times L(dB)$) realizada com o auxílio do comando *polyfit* do programa MatLab, descreve-se

$$\bar{L} = F(d) \quad (3.14)$$

onde $\bar{L}$ é a nova equação obtida para a variação da perda em função da distância.

De acordo com a ferramenta de ajuda desse programa, o comando *polyfit* apresenta os coeficientes da curva polinomial, de primeira ordem para este caso, que melhor se ajusta à distribuição dos pontos (56).

O Fluxograma desta etapa do processamento é apresentado na figura 19 e o resumo das operações é apresentado na tabela 9.

⁸ Para o caso do edifício analisado todas as rotas do pavimento térreo possuem $K = 1,5m$, que é equivalente a haste da antena, todas as rotas do pavimento superior possuem $K = 6,5m$, que corresponde à altura do piso do pavimento superior, 5m, somado à altura da haste da antena, e TX possui $K=30m$, que é a altura do edifício que ele se encontra.

Figura 19. Fluxograma do processamento de perda de percurso

Tabela 9 – Operações do processamento de perda de percurso

Inicializa as coordenadas	$carrega K_{tx}$ $Carrega k_{rx}$
Calcula vetor de distâncias	$d(q) = \sqrt{(I_{rx}(q) - I_{tx}(q))^2 + (J_{rx}(q) - J_{tx}(q))^2 + (K_{rx} - K_{tx})^2}$
Calcula vetor de Perda de Propagação	$L(q) = P_{tx} - E(q)$
Faz a regressão linear	$\bar{L} = polyfit(L(1:Q), d(1:Q))$

3.3.3. Processamento Conjunto dos Arquivos de Cada Pavimento.

Esta é a última rotina que compõe o processamento dos dados de nível de sinal obtido em banda estreita, e, em resumo, é uma adaptação da primeira rotina utilizada para processar cada um dos arquivos separadamente, de maneira a empregá-los no processamento do pavimento completo.

Ao contrário da primeira, esta rotina carrega todos os arquivos de um pavimento e encontra os parâmetros estatísticos do conjunto. Para isso, segue a maioria das etapas da primeira rotina, com a adição de algumas modificações no processo de normalização e no processo de obtenção do histograma, conforme o fluxograma apresentado na figura 20.

O fluxograma mostra que os dados são carregados e processados de acordo com o desvanecimento plano e o desvanecimento em grande escala e as variações do sinal devido a estes desvanecimentos vão sendo armazenadas juntas, num mesmo histograma para que os parâmetros estatísticos sejam encontrados somente após o carregamento e processamento do último arquivo.

Como existem arquivos com distâncias de até 150 metros entre si, é necessário normalizar os dados pela potência esperada, para cada uma das localidades de acordo com o vetor de perda de percurso obtido na rotina anterior, para que sejam, de fato, considerados apenas os dados relativos a cada um dos desvanecimentos. Esta normalização é feita através da equação:

$$Y_{m1} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{y_{m1}^2}{50 \cdot 10^{-3}} \right) - \bar{L} \quad (3.15)$$

Figura 20. Fluxograma da rotina de processamento conjunto dos dados

3.4. Detalhamento da Campanha de Medidas

Esta campanha, realizada em dois dos quatro blocos do edifício de Engenharia Elétrica da USP (blocos C e D), tem, conforme citado anteriormente, o objetivo de exemplificar todo o método através da obtenção de dados reais.

As sessões subseqüentes apresentam toda a campanha, desde o detalhamento do aparato e dos edifícios até a comparação dos resultados obtidos entre pavimentos e campanhas distintas, com o transmissor interno e externo ao edifício.

3.4.1. Aparato de Medidas

Conforme citado anteriormente, o aparato de medidas consiste em um equipamento receptor móvel (53), capaz de medir e armazenar dados de nível de sinal em relação à distância percorrida, e, de um equipamento transmissor fixo, de potência constante de 5 Watts, que transmite uma portadora senoidal na faixa de frequências dos 3,5GHz.

3.4.1.1. Transmissor

O transmissor utilizado correspondente às necessidades citadas anteriormente e é um equipamento da marca Freshfield Communications Limited, apresentado na figura 21, com o gabinete aberto e fechado, respectivamente.

Figura 21. Transmissor utilizado na campanha de medidas em banda estreita
a) gabinete aberto e b) gabinete fechado

Ele é composto por uma fonte estável de tensão de 12 Volts, um sintetizador e um amplificador de potência; com potência de saída igual a 5 Watts ou 37dBm, que é conectado através de um cabo a uma antena monopolo de um quarto de comprimento de onda, de polarização vertical e plano-terra em forma de disco. Como mostra o diagrama de blocos da figura 22.

Figura 22. Diagrama de blocos do transmissor da campanha de medidas em banda estreita

O cabo que conecta a antena ao restante do transmissor possui comprimento de 10 metros, a fim de permitir a instalação do equipamento em um local protegido da chuva, vento e altas temperaturas, principalmente para medidas com o transmissor externo ao edifício analisado. A perda deste cabo na frequência utilizada

é de aproximadamente 3 dB, fazendo com que o sinal que alcança a antena para ser emitido tenha potência de 34dBm.

A antena possui uma perda de retorno de aproximadamente 15dB na frequência utilizada e sua variação em função da frequência encontra-se na figura 23.

Figura 23. Perda de retorno da antena transmissora das medidas em banda estreita

3.4.1.2. Receptor

A parte receptora é móvel e montada sobre um carrinho de mão de cinco rodas.

Conforme pode ser visto na figura 24, este carrinho é equipado com duas baterias automotivas de 12 Volts, um tacômetro conectado à roda central, um aparelho receptor (responsável pela quantização da amplitude do sinal recebido), um computador pessoal (responsável pela aquisição e armazenamento dos dados), uma antena receptora, um voltímetro e um amperímetro ligados à bateria, e, ainda, um detector de sinal de vídeo ligado na porta de saída de sinal analógico do

receptor, localizados num painel na parte da frente do carrinho, que juntos auxiliam no diagnóstico rápido de problemas no funcionamento.

Figura 24. Aparato receptor móvel da campanha de medidas em banda estreita
1) painel, 2) computador pessoal, 3) antena, 4) aparelho receptor, 5) baterias automotivas e 6) quinta roda acoplada ao tacômetro

O tacômetro, que produz 500 pulsos por volta, é o instrumento chave para a amostragem espacial do nível do sinal recebido. Ele é conectado à roda central, de 6,25 centímetros de raio e é importante para garantir que a amostragem do sinal seja feita cerca de 100 vezes dentro de um comprimento de onda, independentemente da velocidade em que o carrinho é empurrado.

Sua precisão é dada por:

$$s_t = \frac{2\pi r}{500} \quad (3.16)$$

onde s_t é a precisão ou passo do tacômetro e r é o raio da quinta roda, resultando assim, em amostras a cada 0,785 milímetros, o que corresponde a menos de $0,01 \lambda$

($\lambda_{3,484262 \text{ GHz}} \cong 85,7$ milímetros), que é suficiente para detectar mais de 50% dos desvanecimentos de 30dB abaixo da média (53).

O receptor, Freshfield Communications Limited, é do modelo SigLev FRA versão 1.0x, cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 25. Foi desenvolvido exatamente para a finalidade de fornecer dados do nível do sinal recebido. É um receptor do tipo super-heterodíneo, de resposta linear para uma faixa de potência de entrada de -130 a -50dBm.

Figura 25. Diagrama de blocos do receptor das medidas em banda estreita

Sua antena é do tipo monopolo de um quarto de comprimento de onda, polarizada verticalmente com o plano-terra em forma de disco, cuja perda de retorno em função da frequência é mostrada pela figura 26. Ela recebe o sinal proveniente do transmissor e, através de um cabo de perda de 2dB na frequência utilizada, o encaminha para um primeiro filtro de frequência central ajustada de acordo com o canal escolhido.

Figura 26. Perda de retorno da antena receptora das medidas em banda estreita

Este filtro por sua vez, encaminha o sinal livre de sinais interferentes em frequências vizinhas para o misturador que, após o batimento com o sinal do oscilador local, gera o sinal de frequência intermediária ($f_{FI} = 10,7\text{MHz}$). O sinal de FI passa, então, por um segundo filtro passa-faixa, sintonizado nessa frequência com largura de banda de 3dB igual a 10KHz, responsável por fornecer o sinal ao amplificador logarítmico.

O sinal é, então, encaminhado para uma placa de aquisição de dados formada por um controlador de ganho, um conversor analógico digital de 8 bits e um controlador lógico que, de acordo com uma calibração prévia, descrita posteriormente, fornecem um sinal de corrente contínua (CC), de tensão entre 0 e 2,55 Volts, proporcional ao logaritmo da amplitude do sinal recebido pela antena. O conversor analógico-digital (*analogue-digital-converter*, ADC), a cada pulso enviado pelo tacômetro, converte a tensão daquele instante em valores binários (de 0_{10} a

255₁₀) e fornece estes dados através de uma porta de comunicação paralela ao computador pessoal móvel.

O programa Cygma, carregado no computador, grava as amostras do sinal recebido à medida que o tacômetro envia um pulso a cada trecho percorrido, indicando para o conversor analógico digital do equipamento receptor o instante correto para a aquisição do sinal, fazendo assim, a amostragem espacial. Esse método possui a vantagem do sinal não ser amostrado enquanto o carrinho está na condição de repouso, não sendo necessária uma velocidade constante durante a aquisição de dados.

3.4.1.3. Calibração do Aparato

A calibração do receptor tem o objetivo de gerar uma tabela que relaciona a tensão contínua do sinal de entrada no conversor analógico digital com a potência recebida pela antena.

A realização dessa calibração é feita manualmente com o auxílio de um gerador de onda senoidal HP8341B, e do programa fornecido pelo fabricante, instalado no computador pessoal.

Este programa armazena e relaciona cada valor de potência recebida (indicado manualmente) com os dados enviados pelo controlador lógico do receptor através da porta paralela.

Como a faixa de operação linear do receptor, segundo o fabricante, vai de -130dBm até -50dBm, e pode ser digitalizada em 8 bits pelo conversor analógico digital. O passo do equipamento é calculado como:

$$S_{A/D} = \frac{-50 - (-130)}{2^8} = 0,31 \text{ dB} \quad (3.17)$$

Porém, para que sejam minimizados os casos de erros devido à conversão analógica-digital, optou-se por passos de 1dBm (3 vezes maior que o passo do conversor analógico-digital) na realização da calibração.

A curva de calibração obtida, assim como, a curva original de fábrica do equipamento são apresentadas na figura 27.

Figura 27. Curva de calibração do equipamento para medidas em banda larga

O teste do transmissor foi feito de maneira a encontrar um canal que garantisse uma potência de saída constante que, de acordo com o manual, deve ser de 5 Watts, ou seja, 37dBm. Para isso, o transmissor foi sintonizado em um canal escolhido aleatoriamente, (canal 200, ou seja, centrado em 3,484262GHz para estas medidas) e ligado a um medidor de potência (HP438A) durante aproximadamente 2 horas por dia, durante 5 dias, para que a estabilidade da potência do sinal irradiado fosse verificada, conforme os dados do fabricante.

3.4.1.4. Ajustes no Aparato

O primeiro ajuste no aparato se faz necessário devido ao fato de que a perda de propagação do sinal recebido em alguns pontos próximos do transmissor não é suficientemente grande para que o nível médio do sinal recebido esteja dentro da resposta linear do conversor analógico digital do receptor, citada no item anterior como sendo de -130dBm a -50dBm. Sendo a potência de saída, também citada no item anterior, 34dBm. No entanto, é necessária que haja uma perda mínima de 84dB no canal entre transmissor e receptor, para que seja possível uma medida correta do nível do sinal.

Porém, esta perda nem sempre ocorre, e para provar isso, pode-se utilizar o caso onde transmissor e receptor encontram-se o mais próximo possível dentro do mesmo cômodo, onde a distância entre ambos é menor que 3 metros, com apenas um mezanino entre eles⁹.

De acordo com a fórmula de Friis, já citada anteriormente, para propagação em espaço livre com linha de visada direta, a perda de percurso em questão é de apenas 42dB, fazendo com que o sinal atinja o receptor com uma potência igual a -8dBm, saturando o receptor e obtendo valores de nível de sinal não confiáveis.

Assim, conclui-se que somente a atenuação do espaço livre é insuficiente para manter o sinal dentro da faixa de operação linear do receptor, sendo, ainda, necessária uma atenuação de mais 42dB através da adição de atenuadores, antes da entrada da antena do transmissor.

⁹ Para $\lambda = 8,3\text{cm}$, calculou-se a distância mínima que satisfizesse as condições para campo distante das antenas como $d=83\text{cm}$. (d deve ser maior que 10 vezes o comprimento de onda ($10*\lambda = 83\text{cm}$) e, deve ser maior que 2 vezes o quadrado do maior comprimento da antena sobre o comprimento da onda ($2*L^2/\lambda = 10,38\text{mm}$), pois a antena utilizada é um monopolo de $\frac{1}{4}\lambda$).

Entretanto, quando as antenas estão distantes ou com muitos obstáculos entre elas, o que ocorre na maior parte das medidas, o posicionamento dos atenuadores com valores de 42dB na saída do transmissor acarreta na recepção de um sinal com nível muito baixo, próximo ou abaixo do limiar de ruído. Isto faz com que o nível do sinal medido, que resulta da soma do sinal útil com o ruído ambiente, não possa ser utilizado na caracterização do desvanecimento.

Dessa maneira, colocou-se apenas 4dB de atenuação, entre a saída do transmissor e a antena, deixando o restante da atenuação por conta de atenuadores variáveis A , colocados na entrada do receptor.

3.4.2. Especificação do Ambiente

O ambiente analisado consiste em dois blocos, C e D, do prédio de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, que são interligados por corredores laterais, conforme mostra a vista aérea da figura 28.

Figura 28. Vista aérea dos prédios analisados
As letras (TX) indicam o prédio onde o transmissor é instalado para medidas com transmissor externo, enquanto as outras setas apontam os blocos C (maior) e D (menor)

Ambos os blocos são construídos de concreto armado, tanto nas paredes externas quanto internas. As salas de ambos os blocos são, geralmente, separadas por paredes, mas, em algumas situações, a separação é feita por divisórias de madeira recobertas por placas de fórmica.

Conforme pode ser observado na figura 28 e nas plantas apresentadas na figura 29, o bloco C é um prédio mais comprido que o bloco D e possui dois andares: térreo e superior, cada andar com área de aproximadamente 3600m².

Interligando os pisos encontra-se uma rampa que ocupa uma área de 120m² em cada um dos andares, também, um corredor, que atravessa cada um dos pisos longitudinalmente, e possui janelas para o exterior somente na região da rampa.

No andar térreo as salas são bem amplas, acima de 30m², com janelas altas que ocupam toda a parede voltada para o exterior do prédio. Estas salas são divididas em:

- Laboratórios: com grande número de equipamentos utilizados em engenharia elétrica, que possuem carcaças de metal responsáveis pelo isolamento elétrico do equipamento; bancadas compridas com tampo de madeira e pernas de metal; e armários de metal, que em alguns casos, ocupam toda a lateral da sala, em outros dividem o laboratório em laboratórios menores.
- Sala limpa: com grandes bancadas dispostas transversal e longitudinalmente, com materiais e equipamentos básicos utilizados em laboratórios de química; equipamentos grandes como o forno de difusão localizado ao centro, além de não possuir janelas voltadas para o exterior do edifício.

- Salas de aula: com aproximadamente 20 carteiras de madeira e pernas de metal, e uma lousa que ocupa uma parede completa.
- Salas de computadores: com grande número de computadores completos, CPU, teclado e monitor apoiados em mesas de madeira.
- Depósitos: com objetos de todos os tipos, como computadores velhos, carteiras quebradas e restos de materiais de construção.
- Copa: possui apenas mesas compridas dispostas transversalmente e uma geladeira.
- Banheiros.

No andar superior as salas são menores do que no térreo, com áreas de 5 a 12m², e também possuem janelas altas voltadas tanto para a parte exterior como para o corredor do edifício, com exceção da sala C2-00 que não possui parede voltada para o lado exterior. Podem ser classificadas em:

- Salas de computadores: com grande número de computadores completos, CPU, teclado e monitor, apoiados em mesas de madeira.
- Salas de professores: com móveis de escritório em geral, como mesa, cadeira, computador e armário de metal. Algumas possuem, ainda, um ou dois sofás e armários de madeira.
- Salas de pesquisa: que são salas mistas, possuindo mesas para os pesquisadores, geralmente 4 ou 5, computadores e, em algumas, equipamentos de laboratório.
- Salas de Conferência: com mesas e cadeiras distribuídas pela sala e equipamento e tela de projeção.
- Banheiros.

O bloco D é uma construção de 3 andares, com escadas interligando-os. Somente os pavimentos térreo e superior possuem ligação através de corredores com o bloco C, estes corredores, de um lado, possuem janelas ocupando toda a extensão com vista para o exterior dos blocos, e do outro, armários de metal. Cada um dos andares possui uma área de aproximadamente 700m^2 e com um corredor que os atravessa longitudinalmente para dar acesso a todas as salas.

O piso térreo é composto por salas maiores que as do bloco C, com áreas de cerca de 150m^2 . Possui janelas com vista para rua em toda a extensão de uma das paredes do corredor. É composto por:

- Salas de aula com aproximadamente 60 carteiras de madeira e pernas de metal dispostas em fileira. O chão é feito em degraus, sendo que cada degrau apóia uma fileira de carteiras. A lousa, que ocupa toda a parede oposta à porta, é curva e se encontra no degrau mais baixo da sala. Possuem janelas estreitas acima da lousa, com grades de concreto
- Banheiros.

Já o piso superior não possui janelas no corredor que dá acesso às salas, mas possui:

- Salas de professores com móveis de escritório em geral, como mesa, cadeira, computador e armário de metal. Algumas possuem ainda, um ou dois sofás e armários de madeira. Outras possuem divisórias de madeira recoberta com placas de plástico para dividir as salas em outras menores. Todas as salas possuem janelas para o exterior do edifício.
- Banheiros.

Devido à dificuldade de acesso ao terceiro pavimento deste bloco, que só é possível através das escadas, não foram feitas medidas neste piso, o que também

não se faz necessário, uma vez que possui características muito semelhantes ao pavimento do segundo andar: o corredor não possui janelas para a rua e possui basicamente, salas de professores e de computadores.

A figura 29 apresenta as plantas dos dois andares dos dois blocos estudados, bem como a posição relativa entre eles e a indicação das posições do transmissor na primeira (TX1) etapa da medida. Também nesta figura, são mostrados os eixos utilizados para definir as coordenadas do ponto médio de cada rota traçada.

Figura 29. Plantas dos blocos C e D
a) pavimento térreo, b) pavimento superior

3.4.3. Metodologia de Aquisição e Armazenamento de Dados

A metodologia da campanha de medidas foi elaborada de maneira que a caracterização cobrisse grande parte da área total dos blocos. Para isso foram traçadas, com o equipamento móvel, rotas circulares dentro da maioria dos cômodos, com o transmissor externo e interno, de maneira a respeitar as divisões das salas, conforme apresentado na figura 30.

Figura 30. Rotas das medidas sob a planta do edifício.
a) pavimento térreo e b) pavimento superior

Também foram traçadas algumas rotas externas, no caso do transmissor externo, para que fosse possível encontrar as características de penetração do sinal do edifício.

Para a realização de cada uma das medidas foram especificados, para o software, o local da medida, a atenuação de entrada e a posição do transmissor. Foi pressionado o botão de início no programa do computador pessoal e o carrinho com o receptor foi, então, empurrado enquanto uma tabela com valores em dBm, recebidos a cada pulso do tacômetro, era criada e armazenada.

Ao final de cada rota, o botão de pausa era acionado e um gráfico era mostrado no monitor do computador, para que fosse examinado se os circuitos ADC do receptor haviam sido ou não saturados, pois, em caso de saturação, estes dados deveriam ser descartados e os valores dos atenuadores aumentados para que a medida fosse repetida.

Para a realização destas medidas, procurou-se deixar, sempre que possível, o valor do atenuador ajustado de maneira que o valor do sinal médio ficasse em torno de -70dBm, valor ótimo encontrado através de tentativas para que o sinal não chegasse fora da resposta linear do receptor.

A cada final de medida, um arquivo de dados, com extensão *.dat*, foi criado contendo as seguintes informações:

- Valor do atenuador utilizado
- Coordenadas do ponto médio da rota traçada
- Vetor com valores da potência do sinal recebido para cada pulso do tacômetro

O nome dos arquivos, cada um com 8 caracteres, foi criado seguindo as seguintes regras:

1	2	3	4	5	6	7	8
---	---	---	---	---	---	---	---

Figura 31. Estrutura da identificação do arquivo da campanha de medidas em banda estreita

1- Indica a posição do transmissor. (I para o prédio do IEE, primeiro momento em banda estreita, e E para o prédio da elétrica, segundo momento em banda estreita)

2 – Indica a posição do receptor. (E para prédio da elétrica, em ambos os momentos)

3 – Indica a campanha corrente, especificada pelas letras do alfabeto (A para o primeiro momento e B para o segundo)

4, 5, 6 e 7 – Indica o cômodo da medida que é especificado com o nome da sala, como exemplo C118. Para corredores foi utilizada a notação C1C1 para o corredor que atravessa o piso térreo do bloco C, D2D2 para o corredor que atravessa o piso superior do bloco D. C1D1 foi utilizada para o corredor que liga os pisos térreos do Bloco C e D. Para medidas externas, foram colocadas as letras ‘ex’ nos campos 4 e 5.

8 – Indica a rota dentro de cada cômodo e também é representada pelas letras do alfabeto, fazendo assim, com que seja possível até 25 rotas em cada cômodo. A letra ‘Y’ neste campo indica que a rota é somente para verificação das condições do equipamento.

3.4.4. Análise dos Resultados

Este item apresenta o resultado do processamento de um total de 484 arquivos, obtidos entre as duas campanhas de medidas em banda estreita, com o transmissor interno e externo ao edifício, utilizando-se o aparato de medidas detalhado.

Cada um dos arquivos é resultado de uma rota circular de 7,5 a 14 metros de comprimento traçada de maneira a colher cerca de 10000 a 20000 amostras do sinal recebido e a formar arquivos de dados ASCII, com tamanhos de 150 a 670KB.

O processamento dos dados foi feito de acordo com os resultados dos pré-processamentos dos arquivos, que tinham como objetivo encontrar a melhor distribuição e janelas ótimas para a obtenção da média móvel de normalização dos dados, tanto no processamento dos dados referentes ao nível do sinal devido ao desvanecimento plano, quanto ao desvanecimento em grande escala.

Estes processamentos preliminares apresentaram a distribuição de Rice como a distribuição estatística que melhor descreveu o desvanecimento plano e W_1 igual a 4λ , o que equivale a 440 amostras do sinal, como largura da janela ótima para o processamento que utiliza o passo do histograma s , igual a $0,2V$. Para o desvanecimento em grande escala, os valores de janela e precisão que melhor ajustaram o histograma à curva da função densidade de probabilidade foram: W_2 igual a 11λ , equivalente a 1100 amostras do sinal e passo do histograma igual a $1dB$.

3.4.4.1. Resultados das Medidas com o Transmissor Interno ao Edifício

As medidas com transmissor interno ao edifício foram realizadas somente no bloco C do prédio analisado, em virtude ao fato mostrado posteriormente, a perda de percurso para este caso aumenta muito rapidamente em função da distância, o que acaba causando, em localidades distantes de transmissor, um nível de sinal recebido próximo ou inferior ao nível de ruído do conversor analógico-digital do receptor, impossibilitando as medidas nestas localidades.

Este efeito pode ser visualizado na figura 32, que apresenta a variação do nível médio do sinal recebido em cada cômodo dos pavimentos térreo e superior do bloco C, respectivamente. As circunferências pretas indicam o ponto médio das coordenadas de cada rota traçada, enquanto a estrela indica a posição do transmissor posicionado no mezanino de uma sala no pavimento térreo. Os eixos verticais e horizontais representam as coordenadas do edifício dadas em metros; a cor vermelha indica o local onde o sinal possui a potência mais alta e a cor azul escura, o local onde o sinal recebido apresenta a potência mais baixa, conforme pode ser observado na escala de cores, ao lado de cada uma das figuras que apresentam a relação da cor com potência em dBm.

Figura 32. Variação da média do sinal recebido com transmissor interno

Nota-se, logo à primeira vista, que, conforme o esperado, o sinal nas proximidades do transmissor, tanto para o pavimento térreo quanto para o pavimento superior, é recebido com potência mais alta do que em outros pontos dos mesmos pavimentos, e nos cantos mais distantes, o sinal é recebido com potência média muito baixa, muitas vezes próxima do limiar do conversor analógico-digital do receptor, -130 dBm.

O nível do sinal recebido no pavimento superior é, em média, mais baixo do que nível do sinal recebido no pavimento térreo. Um cálculo da média acusa um valor de, aproximadamente, -80dBm no pavimento térreo contra, aproximadamente, -90dBm no pavimento superior, de onde se conclui, pela diferença das médias, que a perda de penetração entre pavimentos é de cerca de 10dB.

Também, de acordo com a figura 32, nota-se que existe uma queda do nível médio do sinal de acordo com a distância entre transmissor e receptor, porém, esta queda do sinal apresenta comportamentos diferentes em cada um dos pavimentos.

No pavimento térreo a queda do sinal é gradual. Nota-se que o nível é alto não só na sala onde o transmissor se encontra, mas também, em uma área que abrange as salas vizinhas, o corredor e a sala da frente. O nível de potência do sinal vai, então, diminuindo à medida que vai encontrando paredes e obstáculos.

Já no pavimento superior, o nível do sinal é alto em uma faixa mais estreita que cobre a sala logo acima do transmissor e algumas salas logo à frente. A partir de então, apresenta uma queda diferenciada de acordo com sua localidade. Nota-se, por exemplo, que na metade direita da planta do edifício, o sinal é relativamente mais forte na área que cobre o corredor (provavelmente devido ao efeito de guia de onda que este promove ao sinal propagado) e vai diminuindo à medida que vai se aproximando das laterais.

Além do efeito do guia de onda, esta queda gradativa nas laterais se deve, principalmente, a dois fatores: maior quantidade de cômodos medidos no pavimento superior, o que permite uma maior variação entre cômodos vizinhos, e, principalmente, ao fato de que o sinal alcança o pavimento superior, em sua maior parte, com o auxílio de múltiplas reflexões nos edifícios vizinhos. Conforme pôde ser visto na foto aérea dos edifícios, este efeito não ocorre nos locais onde o sinal recebido é mais fraco devido à existência de dois outros blocos do prédio de engenharia elétrica que se encontram encostados no bloco C, sem nenhuma janela que permita a entrada do sinal.

Quanto ao número de cômodos caracterizados, existe uma densidade de áreas medidas muito maior na metade esquerda de ambos os pavimentos, devido à impossibilidade de entrada nos cômodos do lado direito durante o período de realização da campanha.

Este fato, porém, não apresenta conseqüências capazes de invalidar as medidas, mas é importante ser enfatizado, pois o aumento do nível do sinal recebido no canto inferior direito da planta do pavimento superior se deve justamente a ausência de pontos medidos nesta região, o que acabou por gerar um resultado, talvez, equivocado na interpolação dos dados exclusivamente desse local.

Além da representação gráfica em níveis de cores sobre a planta do edifício, os efeitos da variação do sinal em relação à distância podem ser vistos em forma de uma função matemática, representados na figura 33, para os pavimentos térreo e superior, respectivamente.

As circunferências indicam os dados de potência obtidos empiricamente, enquanto as linhas apresentam o resultado da regressão linear. O valor obtido para o expoente n foi igual a 6,05 para o pavimento térreo e 5,65 para o pavimento superior.

Percebe-se, contudo, analisando as figuras, que tanto para o pavimento térreo quanto para o pavimento superior, existem certos pontos de medidas com níveis de sinal extremamente baixos que, certamente, contribuem para a obtenção de um expoente n maior.

Estes pontos de medidas são pontos considerados problemáticos, uma vez que, por possuírem uma média muito próxima ao limiar de ruído do receptor, suas variações de desvanecimento profundo acabam não sendo amostradas pelo mesmo, conforme pode ser observado nos exemplos das figuras 34 e 35.

Estes exemplos mostram o resultado do processamento de dois cômodos distintos: O primeiro é o cômodo onde se encontra transmissor, enquanto o segundo é um cômodo do pavimento térreo cujo ponto médio é o mais distante de transmissor.

Figura 33. Potência recebida em função da distância entre receptor e transmissor, interno.

No primeiro, a média da potência do sinal recebido é de cerca de -42dBm, o seu ponto de desvanecimento profundo é aproximadamente -80dBm. Nota-se que, para esta medida, foi necessária a utilização de atenuadores, para que o sinal recebido permanecesse dentro da faixa linear. Nesse primeiro cômodo também é clara a variação devido aos desvanecimentos, cujos histogramas se ajustam perfeitamente à curva da função densidade de probabilidade da distribuição estatística em questão.

Figura 34. Comportamento do sinal na sala onde transmissor está instalado

a) sinal medido, resultado da média móvel 1 e média do sinal, b) sinal normalizado em relação à primeira média móvel, c) curva de Rice parametrizada comparada com o histograma de variação de amplitude devido ao desvanecimento plano, d) resultado da média móvel 1 e resultado da média móvel 2, e) média móvel 1 normalizada em relação a média móvel 2, f) curva log-normal parametrizada comparada com o histograma de variação da potência devido ao desvanecimento em grande escala.

Figura 35. Comportamento do sinal na sala mais distante do transmissor

- a) sinal medido, resultado da média móvel 1 e média do sinal, b) sinal normalizado em relação a primeira média móvel, c) curva de Rice parametrizada comparada com o histograma de variação de amplitude devido ao desvanecimento plano, d) resultado da média móvel 1 e resultado da média móvel 2, e) média móvel 1 normalizada em relação a média móvel 2, f) curva log-normal parametrizada comparada com o histograma de variação da potência devido ao desvanecimento em grande escala

Para o processamento do segundo cômodo, a média do sinal calculado é de aproximadamente -128dBm, não possuindo, assim, espaço suficiente para amostrar os valores de desvanecimento profundo. Dessa maneira, muitas informações relativas aos desvanecimentos plano e de grande escala foram perdidas, tornando o histograma da variação do sinal incapaz de ser ajustado à função densidade de probabilidade obtida a partir dos parâmetros estatísticos equivocadamente obtidos.

Conclui-se que pelo mesmo motivo que não foram realizadas medidas nos cômodos do bloco D com transmissor interno, os parâmetros estatísticos obtidos a partir destes cômodos, como os desvios padrões das distribuições Rice e Normal, e, conseqüentemente, o fator de Rice acabam sendo prejudicados, tornando os resultados para esta área do edifício não confiáveis.

A figura 36 apresenta o primeiro fator estatístico obtido através do processamento: o fator de Rice, $\frac{v}{\sigma_R}$, interpolado, referente à distribuição da variação o sinal devido ao desvanecimento plano ao longo do edifício nos pavimentos superior e térreo, respectivamente.

Figura 36. Variação do fator de Rice recebido nas medidas com transmissor interno

Nessa figura é possível ver claramente as áreas em que o fator de Rice está fora da curva devido à deficiência de medidas nesses locais.

No restante das áreas, porém, o fator de Rice obtido é confiável e possui um valor médio igual a 1,9 para o pavimento térreo e igual a 1,7 para o pavimento superior. Este resultado mostra que a influência do sinal direto é bastante forte em alguns pontos, quase duas vezes o sinal refletido, principalmente nas redondezas do transmissor, confirmando, assim, que a distribuição estatística que melhor descreve o comportamento do sinal é a distribuição de Rice.

Quando os arquivos são analisados como um todo, na terceira rotina do processamento, o fator de Rice obtido para todo o pavimento térreo é de aproximadamente 2,1 e, para o pavimento superior de aproximadamente 1,7. O que mostra que não só quando considerado cômodo a cômodo, mas também, considerando os cômodos de cada um dos pavimentos como um todo, a influência do sinal direto é um fator extremamente importante na variação do sinal devido ao desvanecimento em pequena escala.

A figura 37 mostra o histograma e a curva da função densidade de probabilidade dos pavimentos térreo e superior, respectivamente:

Figura 37. Função densidade de probabilidade Rice para transmissor interno

Em relação ao desvanecimento em grande escala, o resultado gráfico da interpolação dos valores de desvio padrão encontrados cômodo a cômodo estão representados, para pavimento térreo e pavimento superior, na figura 38.

Figura 38. Variação do desvio padrão do sinal recebido para transmissor interno

Como já era esperado, mais uma vez, a região direita da figura, para ambos os pavimentos, apresenta alguns resultados, talvez, equivocados. Porém, analisando o restante da figura, nota-se que os valores de desvio padrão dos cômodos não seguem uma linha lógica de valores de acordo com a proximidade do transmissor ou presença do sinal direto.

O desvio padrão para ambos os pavimentos é relativamente baixo, apresentando uma média de aproximadamente 1,3dB para ambos os pavimentos. Isto mostra que dentro de um cômodo, praticamente, não há variação da potência do sinal devido o desvanecimento em grande escala.

Entretanto, quando se considera o pavimento como um todo, obtém-se um desvio padrão para ambos os pavimentos de aproximadamente 7,7dB, mostrando, desta vez, uma grande interferência da estrutura do prédio causadora do desvanecimento em grande escala. Os histogramas dos valores de potência dos

pavimentos e suas respectivas curvas de função densidade de probabilidade normal são apresentados na figura 39.

Figura 39. Função densidade de probabilidade normal para transmissor interno

Ao contrário do desvanecimento plano, o desvanecimento em grande escala apresenta uma grande semelhança em seu comportamento no pavimento térreo e no pavimento superior, mostrando que, de fato, como as plantas e distribuição das salas são muito parecidas em ambos os pavimentos. A causa do desvanecimento em grande escala é o sombreamento causado pelos obstáculos relativos à estrutura e disposição do edifício.

3.4.4.2. Resultados das Medidas com o Transmissor Externo ao Edifício

Seguindo a mesma sequência de apresentação dos resultados das medidas com o transmissor interno ao edifício, inicia-se a apresentação dos resultados das medidas com o transmissor externo ao edifício apresentando a figura 40, que mostra

a variação do nível médio do sinal recebido em cada cômodo dos blocos C e D, para os pavimentos térreo e superior, respectivamente.

Da mesma forma que no item anterior, as circunferências pretas indicam as coordenadas do ponto médio de cada rota traçada e as cores vermelha e azul, o nível do sinal mais forte e mais fraco, respectivamente. A seta indica o sentido onde está instalado o transmissor, conforme apresentado na figura 28.

Figura 40. Variação da média do sinal recebido com transmissor externo

De acordo com a barra de escalas no lado direito de cada uma das figuras, nota-se que, ao contrário do item anterior, em média, o sinal recebido é um pouco maior no pavimento superior do que no térreo. Possuindo o pavimento térreo uma variação do nível do sinal que vai de -74dBm no bloco D até -126dBm no bloco C, enquanto o sinal recebido no pavimento superior possui uma variação de -73dBm no bloco D até -103,5dBm no bloco C.

Assim, o resultado da média do sinal recebido é -89dBm e -85dBm nos pavimentos térreo e superior, respectivamente, indicando uma perda de penetração entre pavimentos de apenas 4dB.

Se, a fim de comparar este resultado com o resultado das medidas realizadas com o transmissor interno ao edifício, for considerado apenas o bloco C, obtém-se como média em cada um dos pavimentos, térreo e superior, os valores de -92dBm e -88dBm, mantendo, ainda assim, uma perda de penetração entre pavimentos bem abaixo dos 10dB obtidos quando o transmissor estava interno ao edifício.

Este resultado se deve, provavelmente, ao fato de que o sinal proveniente do transmissor externo atinge parte dos dois pavimentos, através de janelas externas e não apenas por reflexões múltiplas dentro do próprio edifício.

Como era esperado, o sinal chegou mais forte aos pontos mais próximos e que possuíam linha de visada direta com o transmissor do que chegou aos pontos do outro lado do edifício. É possível notar, principalmente no pavimento superior do bloco C, em pontos de coordenadas horizontais de 60 a 110 metros, o efeito do sombreamento do bloco D e o efeito da reflexão nos prédios vizinhos, que faz com que o nível do sinal nos pontos próximos às bordas do bloco C seja mais alto do que o nível do sinal em pontos mais centrais do edifício.

Estes efeitos resultam em perdas de percursos menores e fazem com que, em apenas um ou dois pontos, as informações de desvanecimentos profundos sejam perdidas devido à proximidade do nível médio da rota com o nível de ruído do receptor.

Algumas medidas feitas externamente ao edifício, no nível do solo, e com o transmissor no mesmo local (externo ao edifício) informam que o sinal, antes de entrar no edifício, apresenta uma média de nível de sinal igual a -70dBm,

demonstrando a existência de uma perda de penetração no edifício de aproximadamente 14dB no bloco D. Já entre o bloco D e o bloco C, a perda de penetração é muito menor, igual a 7dB no pavimento superior e 8dB no pavimento térreo.

A variação do nível do sinal recebido em relação à distância do transmissor pode ser vista, para os pavimentos térreo e superior, respectivamente, na figura 41.

Figura 41. Potência recebida em função da distância entre receptor e transmissor, internos

A reta apresenta a variação média da potência em relação à distância de transmissor, mostrando que o expoente n de perda de percurso para o pavimento térreo é igual a 14,25 e para o pavimento superior igual a 8,55.

Nota-se que, diferentemente das medidas com o transmissor interno ao edifício, os pontos medidos estão bem mais dispersos, principalmente na região mais distante do transmissor. O pavimento superior, por exemplo, apresenta pontos nas regiões mais próximas e mais distantes do transmissor com praticamente os mesmos valores de potência. Isso se deve ao fato de que existem pontos distantes do edifício que possuem linha de visada direta com o transmissor, e que por isso apresentam perda de percurso menor que os pontos com a mesma distância, mas internos ao edifício.

A influência do sinal direto no sinal recebido sob o efeito do desvanecimento em pequena escala, pode ser observada na figura 42 que apresenta a distribuição do fator de Rice ao longo do edifício.

No pavimento térreo o fator de Rice permaneceu, na maioria dos cômodos, próximo à média, que foi encontrada igual a 1,7, tanto para o bloco C como para o bloco D. Ao contrário do que era esperado, não foram apresentados fatores de Rice consideravelmente maiores na região de visada direta com o transmissor. Isto, porém, pode ser explicado pela presença de grades de concreto nas janelas desta região que podem ter feito com que o sinal fosse refratado, cancelando, assim, o efeito de visada direta.

Figura 42. Variação do fator de Rice do sinal recebido com transmissor externo

Os pavimentos superior e térreo do bloco D não apresentaram grandes variações de fator de Rice. Porém, no pavimento superior do bloco C, as variações do fator de Rice indicam exatamente as faces que possuem influência de sinal direto, apresentando-se relativamente maior que a média, encontrada como 1,5 em ambos os blocos. Isto também ocorre na borda oposta que, apesar de não possuir visada direta com o transmissor, apresenta grande influência do sinal refletido no edifício, logo à sua frente.

Já no processamento que considera o prédio como um todo, o fator de Rice obtido para o bloco C foi igual a 1,28 no pavimento térreo e 1,70 no pavimento superior, enquanto no bloco D foi igual a 1,51 no pavimento térreo e 1,47 no pavimento superior.

Assim, nota-se que no pavimento superior do bloco C (pavimento que obteve maior variação no fator de Rice de cada cômodo devido à influência direta do sinal) o fator de Rice obtido no edifício como um todo foi o que apresentou maior valor. É interessante notar que, diferentemente do que ocorreu quando o transmissor estava interno ao edifício, a média dos fatores de Rice encontrados cômodo a cômodo, não é, aproximadamente, a mesma encontrada quando o pavimento é considerado como um todo.

A figura 43 apresenta a distribuição da variação de amplitude devido ao desvanecimento em pequena escala nos pavimentos térreo e superior do bloco C e nos pavimentos térreo e superior do bloco D, respectivamente.

Figura 43. Função densidade de probabilidade Rice para TX externo

Para o desvanecimento em grande escala, o desvio padrão encontrado cômodo a cômodo é apresentado para os pavimentos térreo e superior, respectivamente, na figura 44.

Figura 44. Variação do desvio padrão do sinal recebido com transmissor externo

Assim como no caso anterior, o desvio padrão do desvanecimento em grande escala foi muito pequeno quando considerado cômodo a cômodo, tendo como média dos valores calculados, para pavimento térreo do bloco C, 1,1dB e para o pavimento superior, 1,3dB, obtendo resultados muito semelhantes aos da etapa anterior com o transmissor interno ao edifício.

O bloco D, analisado somente nesta etapa, obteve variações ligeiramente maiores, 1,28dB para o pavimento térreo e 2dB para o pavimento superior, mostrando que o nível do sinal sofre mais variações devido ao desvanecimento em grande escala neste bloco. Este resultado, provavelmente, se deve ao fato de que

as rotas percorridas no bloco D, devido à diferença entre os tamanhos das salas, eram maiores que as rotas percorridas no bloco C

Ao se considerar cada pavimento como um todo, obtém-se como valores de desvio padrão, 6,25dB e 6,28dB para os pavimentos térreo e superior do bloco C e 4,2dB e 5,8dB para os pavimentos térreo e superior do bloco D.

Os histogramas dos valores de potência dos pavimentos e suas respectivas curvas de função densidade de probabilidade normal são apresentadas na figura 45, concluindo a apresentação dos resultados das medidas com sinal transmitido em banda estreita.

Figura 45. Função densidade de probabilidade normal com transmissor externo.

Capítulo 04 - Medidas com Sinal em Banda Larga

4.1. Objetivos e Justificativas

Este capítulo descreve a segunda campanha de medidas que, se utilizada em conjunto com a campanha de medidas do capítulo anterior, serve como meio de caracterização completa de um canal de rádio-propagação em interiores de edifícios.

Seu objetivo é especificar uma maneira eficiente de caracterização do canal quanto à dispersão no tempo de sua resposta impulsiva que ocorre devido ao ambiente de multipercurso, é diretamente ligada ao fenômeno de desvanecimento seletivo em frequência.

Esta especificação é feita através da apresentação de parâmetros do canal, como atraso excessivo médio e máximo e espalhamento de atraso *RMS*, obtidos através do perfil de atraso de potência do canal. Este pode ser obtido de diversas maneiras.

Uma delas, já citada no capítulo 01, utiliza a transmissão de um pulso bem estreito e analisa as reflexões desse pulso através de um receptor conectado a um osciloscópio com memória.

Este método, porém, quando usado em ambientes no interior de edifícios onde as reflexões ocorrem muito próximas uma das outras, é extremamente limitado. Como será apresentado no decorrer deste capítulo, o pulso transmitido deve ser muito estreito a fim de não haver a sobreposição de dois ou mais pulsos refletidos e para suprir o caso de reflexões em duas extremidades distintas de corredores, por exemplo, a potência de transmissão deve ser suficientemente grande para que estas reflexões sejam identificadas, mesmo após os efeitos do ruído e das perdas de

percurso que agem sobre este sinal. Isso faz com que seja necessário para precisão de 1 m, por exemplo, um pulso com duração de aproximadamente 3ns e potência muito alta, inviabilizando a utilização de equipamentos simples para esse método.

Outro modo de medida, também citado no capítulo 01, resolve o problema anterior através da utilização de um analisador vetorial de rede capaz de medir a resposta em frequência do canal, fornecendo informações de módulo e fase, de maneira que a resposta impulsiva do canal possa ser obtida através da anti-transformada de Fourier da resposta em frequência necessitando apenas que a varredura em frequência seja realizada numa banda suficientemente larga. Porém, o problema que surge com a utilização deste método é o preço do equipamento utilizado, que é relativamente elevado¹⁰.

Mas, um terceiro método de medida e de obtenção da resposta impulsiva (43-44) torna o sistema de medidas mais eficiente e econômico através da utilização de um analisador de espectro com um gerador de varredura acoplado que opera como um analisador escalar de rede, capaz de obter apenas o módulo da resposta em frequência do canal.

Entretanto, para se obter a resposta impulsiva, é necessário que as informações sobre a fase do sinal sejam recuperadas, de alguma maneira, a partir das informações de amplitude obtidas com o analisador escalar.

Por isso, diferentemente do capítulo 03 que utilizou um método de medida bem estabelecido na literatura, para o método deste capítulo é necessário que seja realizada, inicialmente, uma validação do método aqui apresentado antes de sua efetiva utilização para a caracterização de canais de comunicação. Essa validação

¹⁰ Em 03 de março de 2008, o preço de um analisador vetorial de rede é US\$70.000,00 (até 13 GHz), enquanto o preço de um analisador de espectro é US\$25.000,00 (até 6GHz). Ambos Agilent.

foi realizada através de simulações, comparações com resultados obtidos através de outros métodos e, além disso, através da realização de algumas poucas medidas que servirão de base para uma campanha posterior mais extensa.

A frequência central da banda de frequências utilizada na caracterização do canal pode ser qualquer uma, escolhida de acordo com a necessidade de cada sistema de rádio-comunicação ou dos equipamentos disponíveis para a realização das medidas. Para a realização deste trabalho, escolheu-se a frequência central da banda do sinal utilizado como 2,4GHz, que é uma frequência pertencente ao grupo de frequências de uso não-licenciado, ISM (*Instrumentation, Scientific and Medical*) (54), utilizada para o sistema de redes de computadores sem fio, WiFi (*Wireless Fidelity*) e *Bluetooth*, tecnologias baseadas no padrão IEE 802.11, que vem ganhando muita atenção devido ao grande número de sistemas de comunicação que operam nessa faixa.

4.2. Metodologia da Caracterização dos Parâmetros do Canal

A metodologia de caracterização do edifício em relação aos efeitos do desvanecimento seletivo em frequência consiste em adquirir, experimentalmente, os valores em módulo das respostas em frequência do canal em diversos pontos do edifício analisado, obter as informações de fase destas respostas e, então, as conseqüentes respostas impulsivas para que os parâmetros de dispersão no tempo possam ser encontrados.

A aquisição de dados referentes à resposta em frequência é feita através da utilização de um analisador de espectro que possui internamente um gerador de varredura de rádio-frequência (*tracking generator*) sincronizado com a frequência de

varredura de sua parte receptora. Dessa forma, através de uma calibração prévia, o aparelho mede a relação entre a potência recebida e a potência transmitida para cada frequência dentro da banda escolhida, encontrando o módulo da resposta em frequência do sistema analisado, que para este trabalho é o canal de comunicação entre o transmissor e o receptor.

Os dados relativos à resposta em frequência são armazenados e enviados a um computador pessoal que através de um processamento matemático, descrito nas sessões que se seguem, encontra as informações de fase desta resposta com a utilização da transformada discreta de Hilbert, permitindo que seja obtida a resposta impulsiva através da anti-transformada discreta de Fourier (IDFT).

Uma vez obtida a resposta impulsiva $h(\tau)$, é calculado o perfil de atraso de potência do canal

$$P(\tau) = \frac{|h(\tau)|^2}{\int |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (4.1)$$

para cada uma das posições espaciais ensaiadas. A média espacial desses perfis fornece o perfil de atraso de potência médio.

Este perfil de atraso de potência é utilizado para extrair os parâmetros de espalhamento no tempo dos componentes de multipercurso utilizados na caracterização do canal.

A fim de se obter resultados estatísticos confiáveis, esta operação citada, que consiste desde a aquisição dos dados até a obtenção do perfil de atraso de potência, deve ser repetida diversas vezes em vários pontos do edifício (50), uma vez que o canal, devido à localização aleatória dos objetos refletoras, sofre grandes variações já a uma distância equivalente a um comprimento de onda.

Assim, para cada posição a ser analisada, optou-se por efetuar medidas em pontos representados por elementos de uma matriz de 3 linhas e 3 colunas, eqüidistantes, com espaçamento equivalente ao comprimento de onda de um sinal senoidal de 2,4GHz (frequência central da banda utilizada para este trabalho).

Os pontos dessas matrizes delimitam uma área quadrada, de lado igual a dois comprimentos de onda cujo ponto central corresponde, aproximadamente, ao ponto médio do cômodo analisado, fazendo com que cada cômodo seja representado por uma área com nove pontos. Para o caso de cômodos muito grandes, como corredores, por exemplo, é conveniente dividi-lo em partes menores e utilizar diversas áreas eqüidistantes para a aquisição de dados, da mesma maneira como foi feito no capítulo anterior.

Já a parte fixa do sistema, por estar conectada ao mesmo equipamento que a parte móvel através de um cabo, não pode ser instalada externamente ao edifício. Para suprir parcialmente esta deficiência, ao se realizar uma caracterização completa do edifício, deve-se modificar algumas vezes sua posição e repetir para cada uma das posições, todas as medidas realizadas na posição anterior.

Segundo alguns autores (57), os pontos de posicionamento da parte fixa devem ser escolhidos de maneira que num primeiro momento exista a linha de visada direta entre as antenas e num seguinte não. A distância entre transmissor e receptor varia de acordo com os pontos de medida do receptor, sendo a distância máxima igual ao comprimento do cabo coaxial que liga o equipamento à parte móvel.

Mesmo o canal sendo considerado estático no tempo, para que sejam eliminados efeitos de eventuais variações do mesmo, faz-se, em média, cinco medidas para cada um dos conjuntos de posição da parte móvel e fixa, dependendo do tráfego de pessoas no instante da aquisição dos dados.

Da mesma maneira como foi realizada no capítulo anterior, a cada medida um documento de texto com dois vetores coluna: um referente às amostras de frequência e outro referente às amostras da resposta em frequência em dB, é gerado e armazenado para que estas informações possam ser processadas de maneira a encontrar as características de cada cômodo separadamente e, depois, em conjunto com os outros arquivos do mesmo pavimento.

4.3. Processamento dos Dados

O processamento dos dados para esta campanha, assim como o processamento dos dados da campanha do capítulo anterior, é realizado através de um conjunto de algoritmos criado sobre o programa de computador MatLab, da MathWorks e é dividido em duas principais rotinas de processamento.

A primeira, chamada de “*Obtenção da resposta impulsiva*”, obtém, através dos dados da resposta em frequência, as respostas impulsivas de cada um dos arquivos obtidos através das medidas e as armazena em novos arquivos para que sejam utilizadas pelas próximas rotinas.

A segunda, chamada de “*Processamento unitário das áreas*”, analisa a resposta impulsiva de todos os pontos de cada uma das áreas separadamente, de maneira a encontrar, para cada área, os parâmetros de espalhamento no tempo, além de apresentar os resultados em função de suas coordenadas no edifício, assim como foi feito na segunda rotina de processamento apresentada no capítulo anterior.

As duas etapas do processamento são detalhadas a seguir, sendo que a primeira, também é validada através da comparação com um sistema de resposta impulsiva conhecida.

4.3.1. Obtenção da Resposta Impulsiva

Como foi visto no primeiro item deste capítulo, os dados fornecidos pelo analisador de espectro possuem informações de valores relativos à resposta do canal para cada um dos valores de frequência amostrados, pertencentes à banda analisada.

Esta primeira etapa do processamento consiste basicamente, na aplicação da transformada de Hilbert e na aplicação da anti-transformada de Fourier nos dados de resposta em frequência $H(j\omega)$, obtidos em cada um dos pontos analisados.

A recuperação dos valores de fase de $H(j\omega)$ é possível se $H(j\omega)$ representar um sistema de fase mínima, ou seja, possuir todos os pólos e zeros no semi-plano esquerdo (43), e, conseqüentemente, se as correspondentes respostas impulsivas, $h(\tau)$ e $1/h(\tau)$, forem estáveis e causais, ou seja, forem iguais a zero para qualquer $\tau < 0$. Esta recuperação é feita através da aplicação da transformada de Hilbert.

É demonstrado na literatura (43) que, uma vez que, a função de resposta em frequência, $H(j\omega)$, é formada de duas partes: uma parte real $H_R(j\omega)$, e outra parte imaginária, $H_I(j\omega)$, conforme a equação:

$$H(j\omega) = H_R(j\omega) + H_I(j\omega). \quad (4.2)$$

A parte imaginária, $H_I(j\omega)$, pode ser obtida através de:

$$H_I(j\omega) = j\psi\{H_R(j\omega)\} \quad (4.3)$$

onde $\psi\{\cdot\}$ indica a operação da transformada de Hilbert. Se a função $H(j\omega)$ for escrita, alternativamente, na forma de magnitude e fase de acordo com a equação:

$$\tilde{H}(j\omega) = \ln[H(j\omega)] = \ln|H(j\omega)| + j \cdot \arg [H(j\omega)] \quad (4.4)$$

onde $\arg[.]$ representa a fase, sendo $\tilde{h}(\tau)$, a anti-transformada de $\tilde{H}(j\omega)$, igual a zero para $\tau < 0$, pode-se fazer, de modo similar à equação 4.3, a aplicação da equação:

$$\arg[H(j\omega)] = j \cdot \psi\{\ln[|H(j\omega)|]\}, \quad (4.5)$$

obtendo-se, assim, a partir dos dados relativos ao módulo da resposta em frequência, os dados relativos à fase.

Como os dados da resposta em frequência são obtidos para valores discretos de frequência, a resposta impulsiva pode ser obtida através da anti-transformada de Fourier, apresentada pela equação:

$$y(\hat{k}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y(k) \cdot W_N^{-(\hat{k}-1)(k-1)} \quad (4.6)$$

onde k é o índice de cada uma das amostras da resposta em frequência, $\hat{k}$ é o índice de cada uma das amostras da resposta impulsiva obtida, N é o número total de amostras no domínio da frequência que é igual ao número total de amostras no domínio do tempo e

$$W_N = e^{\frac{-2\pi \cdot i}{N}} \quad (4.7)$$

onde i é igual a $\sqrt{-1}$.

O processamento de obtenção da resposta impulsiva é realizado em outras três etapas, conforme apresenta o fluxograma da figura 46.

Figura 46. Fluxograma do processamento de obtenção da resposta impulsiva.

4.3.1.1. Inicialização das Variáveis e Preparação dos Dados

Estas duas primeiras etapas da rotina possuem, assim como no processamento da campanha do capítulo anterior, o objetivo em comum de analisar e organizar os dados de entrada em variáveis e vetores pré-determinados, com a finalidade de entregá-los prontos para serem processados à terceira etapa.

A diferença básica entre as duas é que a primeira inicializa as variáveis globais (dados inseridos e não modificadas durante todo o processamento, referentes às especificações das medidas e equipamentos) como: quantidade, Q_A , de áreas (matrizes) analisadas, quantidade Q_p , de pontos analisados em cada uma das áreas,

coordenadas i, j do local onde a parte fixa foi instalada, frequências que formam os limites da banda analisada, f_{ci} e f_{cs} , e informação da velocidade de propagação da onda no meio, considerada igual à velocidade de propagação da luz no vácuo c . Já a segunda, prepara os vetores de dados para cada arquivo carregado pelo programa e completa a calibração realizada pelo analisador de espectro (descrita no item 4.4.1.2) descontando os valores de perdas de retorno das antenas transmissoras e receptoras do valor obtido através das medidas.

Cada um dos arquivos carregados contém as informações de cada ponto como: área ou cômodo a que pertence, através das coordenadas i e j do ponto central de cada área analisada e um vetor H de comprimento¹¹ igual a 301 que contém valores relativos à resposta em frequência da banda analisada. A tabela 10 resume estes valores de entrada.

O processamento destas duas etapas pode ser resumido da seguinte maneira: após o carregamento das variáveis globais, cada um dos arquivos é carregado separadamente; a rotina de preparação dos dados separa todas as informações do vetor H_{data} e adiciona o valor da perda relacionada às antenas em cada um de seus valores, a fim de encontrar um novo H com os valores de perdas reais do sinal. Então, transforma os dados deste novo vetor em dados na escala linear, Volts, considerando a impedância de 50Ω , e armazena suas coordenadas nos vetores de coordenadas I e J de comprimento Q_A , de acordo com a ordem das áreas processadas.

¹¹ Valor da quantidade de amostras permitido pelo equipamento utilizado. O equipamento será detalhado posteriormente

Tabela 10 - Entradas do processamento dos dados em banda larga.

Nome	Representação	Descrição			
Frequência de corte inferior	f_{ci}	Valor da frequência de corte inferior da banda do sinal analisado.			
Frequência de corte superior	f_{cs}	Valor da frequência de corte superior da banda do sinal analisado.			
Vetor perda de retorno das antenas	cal	Vetor com os valores de perda de retorno das antenas utilizadas			
Quantidade de Pontos em cada Área	Q_p	Quantidade total de pontos analisados em cada área.			
Quantidade de áreas em cada pavimento	Q_A	Quantidade total de áreas analisadas por processamento.			
Coordenadas da parte fixa	i, j	Coordenadas da localização da parte fixa em relação à planta do edifício			
Dados dos Arquivos medidos	H_{data}	<p>Vetor de valores relacionados a cada ponto analisado. É composto de todas as informações ligadas àquele ponto, como coordenadas do ponto central, e vetor de valores medidos. Possui comprimento 303 e a seguinte forma:</p> <table border="1"> <tr> <td>i</td><td>j</td><td>$H[1].....H[301]$</td></tr> </table>	i	j	$H[1].....H[301]$
i	j	$H[1].....H[301]$			

Além disso, calcula a banda, resultado da diferença entre as frequências de corte superior e inferior e calcula a frequência de amostragem do sinal F_s no domínio do tempo, como sendo numericamente igual ao dobro da banda analisada, de maneira a obedecer ao critério de Nyquist (58).

Estas operações de processamento referentes às tarefas citadas, para cada um dos pontos analisados, estão detalhadas na tabela 11.

Tabela 11 - Operações de inicialização das variáveis e preparação dos dados das medidas em banda larga

Inicialização das variáveis	<p><i>Lê os valores de f_{ci} e f_{cs}</i></p> <p><i>Lê o vetor cal</i></p> <p>$c = 3 \cdot 10^8$</p> <p><i>Lê o valor Q_A</i></p> <p><i>Lê o valor Q_p</i></p>
Carregamento dos arquivos	$H_{data} = (\text{arquivo } q)$
Preparação dos Dados	<p>$H(1:301) = H_{data}(3:303)$</p> <p>$H_{data}(1:301) = H(1:301) + cal(1:301)$</p> <p>$H_{data}(1:301) = 10^{\frac{(H(1:301) + 10 \log(50 \cdot 10^{-3}))}{20}}$</p> <p>$I(q) = H'(1)$</p> <p>$J(q) = H'(2)$</p> <p>$B = f_{cs} - f_{ci} + \Delta_f$</p> <p>$F_s = 2 \times B$</p>

4.3.1.2. Obtenção da Resposta Impulsiva

Dando continuidade ao raciocínio introduzido no item inicial desta sessão, onde se afirma que $H(j\omega)$ é composto de duas partes $H_R(j\omega)$ e $H_I(j\omega)$, e que a parte imaginária é o resultado da transformada de Hilbert da parte real, pode-se afirmar (45) que a resposta impulsiva, $h(\tau)$, é, também, formada de duas partes, uma simétrica $h_s(\tau)$ e uma assimétrica $h_a(\tau)$, conforme a equação:

$$h(\tau) = h_s(\tau) + h_a(\tau), \quad (4.8)$$

onde a parte simétrica é dada por

$$h_s(\tau) = h_s^*(-\tau), \quad (4.9)$$

e a parte assimétrica por

$$h_a(\tau) = -h_a^*(-\tau), \quad (4.10)$$

onde * indica conjugado complexo.

De acordo com a demonstração fornecida na literatura, (45), partindo da resposta impulsiva completa, as partes simétricas e assimétricas podem ser obtidas da seguinte maneira:

$$h_s(\tau) = \frac{1}{2} (h(\tau) + h^*(-\tau)) \quad (4.11)$$

$$h_a(\tau) = \frac{1}{2} (h(\tau) - h^*(-\tau)) \quad (4.12)$$

sendo que, se e somente se $h(\tau)$ for causal, $h_a(\tau)$ pode ser obtida a partir de $h_s(\tau)$, de acordo com a equação:

$$h_a(\tau) = h_s(\tau) \cdot \text{sgn}(\tau) \quad (4.13)$$

onde

$$\text{sgn}(\tau) = 1 \text{ para } \tau > 0 \quad \text{e} \quad \text{sgn}(\tau) = -1 \text{ para } \tau < 0 \quad (4.14)$$

Com estas informações e com a informação de que segundo o conceito da transformada de Hilbert (59), que demonstra que $H_R(j\omega)$ e $H_I(j\omega)$ são resultados das transformadas discretas de Fourier de $h_s(\tau)$ e $h_a(\tau)$, respectivamente, os valores de fase da resposta em frequência e a conseqüente resposta impulsiva do canal podem

ser obtidos supondo o sistema como sendo de fase mínima, conforme mostram as etapas da tabela 12.

Tabela 12 - Operações da obtenção da resposta impulsiva

Obtenção da parte Real da resposta em frequência	$\widetilde{H}_R(j\omega) = \ln H(j\omega) $
Anti-transformada para a obtenção da parte simétrica da resposta impulsiva	$h_s(\tau) = F^{-1}\{\widetilde{H}_R(j\omega)\}$
Obtenção da parte assimétrica da resposta impulsiva a partir de sua parte simétrica	$h_a(\tau) = \begin{cases} h_s(\tau) & \text{para } 0 < \tau < \frac{1}{2.F_s} \\ -h_s(\tau) & \text{para } -\frac{1}{2.F_s} < \tau < 0 \\ 0 & \text{para } \tau = 0 \text{ ou } \tau = \frac{1}{2.F_s} \end{cases}$
Obtenção da parte imaginária a partir da transformada de Fourier da parte assimétrica	$j.\widetilde{H}_I(j\omega) = F\{h_a(\tau)\}$
Aplicação da Anti-transformada de Fourier	$h_s(\tau) = F^{-1}\{e^{(\widetilde{H}_R(j\omega)+j.\widetilde{H}_I(j\omega))}\}$

Onde a aplicação da transformada e anti-transformada de Fourier, em todos os passos, é feita através dos comandos do programa utilizado:

$$H = fft(h) \quad (4.15)$$

$$h = ifft(H) \quad (4.16)$$

Para isso, de acordo com as considerações da teoria de processamento digital de sinais (56) e (58), um procedimento que completa o espectro com zeros o rebote para a parte negativa e normaliza a resposta impulsiva obtida, deve ser realizado sempre em cada transformada ou anti-transformada.

As tabelas 13 e 14 descrevem os procedimentos utilizados na anti-transformada e transformada de Fourier, respectivamente.

Tabela 13 - Operações da anti-transformada de Fourier

Encontra numero de amostras sem dados, entre 0Hz e f_{ci} , da Resposta em frequencia	$N_{vazio} = \frac{(N - 1) \cdot f_{ci}}{f_{cs} - f_{ci}}$
Encontra novo número de amostras para frequencia positivas	$N_{new} = (N_{vazio} - 1) + N$
Completa o espectro com zeros na parte sem dados	$H(N_{vazio} + 1:N_{vazio} + N + 1) = H(j\omega)$
Rebate os dados para a parte negativa	$H(N + N_{vazio} + 1:N_{new}) = H(N + N_{vazio}:-1:2)$
Realiza a anti-transformada	$h = ifft(H)$
Normaliza o resultado	$h = h \times N_{new} \times \Delta_f$
Encontrar o valor do instante de cada amostra	$\tau = \frac{0:N_{new}}{N_{new} \Delta_f}$

Tabela 14 – Operações da transformada de Fourier

Realiza a transformada	$H = fft(h)$
Normaliza o resultado	$H = \frac{H}{N_{new} \Delta_f}$

4.3.1.3. Validação do Algoritmo

A validação do algoritmo foi feita através do processamento dos dados obtidos na simulação de dois sistemas de resposta impulsiva conhecida e causal, com o objetivo de validar o algoritmo descrito acima.

O primeiro procedimento visou encontrar a resposta impulsiva através de três processamentos sobre a resposta em frequência original do sistema analisado, de maneira a compará-los e a partir dos resultados estabelecer alguns parâmetros para a realização das medidas.

Os três processamentos utilizados são: anti-transformada de Laplace da resposta em frequência contínua do sinal (60), anti-transformada discreta de Fourier (IDFT) da resposta em frequência discreta composta pelos valores de módulo e fase (58) e, por último, o conjunto de transformadas de Hilbert e Fourier (45) da resposta em frequência discreta, composta, apenas, pelos valores do módulo da resposta em frequência do sistema.

Como o objetivo desta validação é puramente matemático, qualquer canal ou sistema de transmissão com resposta em frequência conhecida poderia ter sido utilizado, independente de sua banda passante ou frequência central.

Assim, escolheu-se um circuito ressonante na frequência de 256,4MHz e banda de aproximadamente 512MHz para esta simulação. O circuito ressonante é mostrado na figura 47 e o sua resposta em frequência na figura 48.

Figura 47. Circuito de teste RLC paralelo

Figura 48. Resposta em frequência normalizada do circuito ressonante

A resposta impulsiva, no domínio de Laplace é dada por

$$H(s) = \frac{s}{RCs^2 + 2s + \frac{R}{L}} \quad (4.17)$$

onde R é o valor dos resistores dado em ohms, C é o valor do capacitor dado em Farads e L é o valor do indutor em Henry.

Para a simulação do sistema foram utilizados os seguintes valores de componentes: para os resistores, valores correspondentes às impedâncias internas de equipamentos de medidas 50 ohms, enquanto os valores de L e C foram obtidos através dos parâmetros da resposta e frequência, de acordo com as equações:

$$C = \frac{1}{\Delta\omega \cdot \left(\frac{R}{2}\right)} \quad (4.18)$$

$$L = \frac{1}{C \cdot \omega_r^2} \quad (4.19)$$

onde $\Delta\omega$ é a banda de queda de 3dB e ω_r é a frequência angular de ressonância do circuito. Os valores encontrados foram: ω_r igual a $509,2 \cdot \pi \cdot 10^6 \text{ rad/s}$, $\Delta\omega$ igual a $7,8\pi \cdot 10^6 \text{ rad/s}$ e finalmente os componentes C igual a $1,632 \text{ nF}$ e L igual a $239,4 \text{ pH}$.

Uma vez obtidos os parâmetros do circuito e a respectiva resposta em frequência do sistema, sua resposta impulsiva pode ser calculada como

$$h(\tau) = \frac{\frac{s_1}{s_1 - s_2} \cdot e^{s_1\tau} + \frac{s_2}{s_2 - s_1} \cdot e^{s_2\tau}}{R \cdot C} \quad (4.20)$$

onde s_1 e s_2 são os pólos da resposta em frequência dados por:

$$s_1 = \frac{-\frac{1}{RC/2} + \sqrt{\left(\frac{1}{RC/2}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2} \quad (4.21)$$

e

$$s_2 = \frac{-\frac{1}{RC/2} - \sqrt{\left(\frac{1}{RC/2}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}. \quad (4.22)$$

Substituindo-se os valores dos componentes nos pólos, obteve-se $s_1 = -1,2252 \cdot 10^7 + 1,5997 \cdot 10^9 i$ e $s_2 = -1,2252 \cdot 10^7 - 1,5997 \cdot 10^9 i$, onde i indica $\sqrt{-1}$, e, a partir da equação 4.17, obteve-se o valor do zero da resposta em frequência como sendo $s_3 = 0$, o que indica um sistema de fase mínima, uma vez que todos os pólos e o zero encontram-se no eixo zero ou no semi-plano negativo (43).

Assim que a resposta impulsiva contínua foi obtida através da transformada de Laplace, realizou-se a amostragem da resposta em frequência do circuito, para que a resposta impulsiva discreta a partir da IDFT pudesse ser obtida.

Segundo a teoria da amostragem (58), um grande número de amostras deve ser obtido de maneira a manter a maior fidelidade dos dados.

Como a parte real dos pólos é de aproximadamente $12 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$, a constante de tempo máxima é de aproximadamente 0,1us. Se for considerada uma duração de 10 constantes de tempo para que o sinal tenha um decaimento de mais de 10000 vezes em amplitude, deve-se amostrar o sinal em frequência com um $\Delta_f \approx 1\text{MHz}$, resultando, assim em 512 amostras e atendendo ao teorema de Nyquist.

Uma vez realizada a amostragem da resposta em frequência, aplicou-se os passos de processamento da tabela 13 e obteve-se a resposta impulsiva completa.

O próximo e último passo da verificação consistiu em utilizar apenas os dados relativos às magnitudes das amostras da resposta em frequência obtidas para a realização da anti-transformada de Fourier e submetê-los ao algoritmo da transformada de Hilbert, detalhado na tabela 12, a fim de recuperar os dados de fase, e, a partir destes valores, obter a resposta impulsiva, novamente através da transformada de Fourier

As respostas impulsivas obtidas pelos três métodos são apresentadas na figura 49, onde se observou boa concordância entre elas, podendo considerar o processamento matemático de obtenção da resposta impulsiva validado.

Figura 49. Resposta impulsiva do circuito RLC de teste
a) Inteira e b) expandida.

A segunda etapa da validação foi realizada através da análise dos dados em frequência, obtidos na simulação de um canal de comunicação modelado por dois componentes de multipercurso (um sinal direto e outro refletido).

O canal simulado pode ser visto como um semi-espaco livre, terminado por uma parede condutora, como mostrado na figura 50, com transmissor e receptor alinhados com a direção normal ao plano condutor.

A análise foi feita através da variação da distância L' , em 2, 5, 10 e 25 metros para um L fixo igual a 10 metros e posteriormente com a variação de L , em 2, 5, 10 e 25 metros para um L' fixo igual a 10 metros

Devido ao fato de que o processamento da transformada de Hilbert admite que o sistema seja sempre de fase mínima, notou-se que a variação de L não afeta a resposta impulsiva obtida, apresentando em todos os casos $\tau = 0$ para o instante de chegada do primeiro sinal. Sendo, assim, descontado o atraso de propagação do percurso em visada direta.

Já para a variação de L' , notou-se que o pulso recebido chega atrasado, em relação ao pulso proveniente do percurso com visada direta, exatamente o tempo que ele leva para percorrer duas vezes a distancia que separa a antena do receptor do plano.

Os resultados podem ser vistos na figura 51 que apresenta as respostas impulsivas obtidas normalizadas na distância

Figura 50. Canal simulado para análise de validação do método

a) Resposta impulsiva obtida com $L' = 2m$

b) Resposta impulsiva obtida com $L' = 5m$

c) Resposta impulsiva obtida com $L' = 10m$

d) Resposta impulsiva obtida com $L' = 25m$

Figura 51. Respostas impulsivas normalizadas na distância

4.3.2. Processamento Unitário das Áreas

Consiste na obtenção dos parâmetros referentes à dispersão no tempo para cada uma das áreas analisadas e na apresentação destes parâmetros em relação à sua respectiva posição no edifício, em forma de tabela e em forma gráfica, conforme realizado no capítulo anterior para as medidas do sinal transmitido em banda estreita.

Esta segunda rotina do processamento é dividida em dois blocos principais de processamento, conforme sugere o fluxograma da figura 52 que são detalhados nos itens subseqüentes.

Figura 52. Fluxograma da rotina de processamento unitário dos pontos

4.3.2.1. Obtenção dos Parâmetros de Dispersão no Tempo.

Esta etapa tem o objetivo de determinar, a partir dos perfis de atraso de potência fornecidos pela rotina anterior, os parâmetros das distribuições estatísticas que regem sobre os parâmetros de dispersão no tempo do canal estudado. São eles: atraso excessivo médio e espalhamento de atraso RMS que são definidos de acordo com as equações:

$$\bar{\tau} = \int (\tau - \tau_0) P(\tau) d\tau \quad (4.23)$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\int (\tau - \bar{\tau} - \tau_0)^2 P(\tau) d\tau} \quad (4.24)$$

onde $\bar{\tau}$ é o atraso excessivo médio, σ_{τ} é o espalhamento de atraso RMS e τ_0 e $P(\tau)$ são respectivamente o instante de chegada do primeiro componente e o perfil de atraso de potência.

E, o atraso excessivo máximo, que é definido pelo atraso do último componente de multipercurso que atinge o receptor, com amplitude acima de um determinado valor de ruído, V_{noise} .

Estes parâmetros são, primeiramente, obtidos para cada um dos nove pontos que compõe uma determinada área e, em seguida, obtidos para cada área através do cálculo da média destes parâmetros

As operações desta rotina são resumidas pelo fluxograma da figura 53 e são detalhadas na tabela 15.

Tabela 15 – Operações da rotina de obtenção dos parâmetros de dispersão no tempo

Encontra perfil de atraso de potência	$P(\tau) = \frac{ h(\tau) ^2}{\sum_{\tau} P(\tau) ^2}$
Encontra $\bar{\tau}$	$\bar{\tau} = \sum_{\tau} \tau \cdot P(\tau)$
Encontra σ_{τ}	$\sigma_{\tau} = \sqrt{\sum_{\tau} (\tau - \bar{\tau})^2 \cdot \sum_{\tau} \tau \cdot P(\tau)}$
Encontra sinal com valores acima do valor de ruído determinado	$\text{Encontra } h(\tau) > V_{noise}$
Encontra τ_{max}	$\tau_{max} = \tau_{final} \quad p/ \quad h(\tau) > V_{noise}$

Figura 53. Fluxograma da rotina da obtenção dos parâmetros de dispersão no tempo.

4.3.2.2. Apresentação Gráfica dos Resultados

Esta segunda etapa da primeira rotina, como o próprio nome diz, consiste na apresentação gráfica dos resultados obtidos na etapa anterior.

Esta apresentação é feita exatamente da mesma maneira que no capítulo anterior, através da construção de uma superfície com os dados fornecidos pelos vetores de coordenadas do ponto médio de cada uma das áreas, sobreposto a planta do pavimento, através da função de interpolação de vetores, exemplificado pela equação abaixo de interpolação de $\bar{\tau}$:

$$\bar{\tau}_{interp} = \text{griddata}(I, J, \bar{\tau}, I_{interp}, J_{interp}) \quad (4.25)$$

O fluxograma que sintetiza esta parte da rotina é apresentado na figura 54.

Figura 54. Fluxograma do processamento da apresentação gráfica das áreas

O resumo das operações é apresentado na tabela 16.

Tabela 16 – Operações do processamento de apresentação gráfica das áreas.

Define limites do retângulo através dos vetores de interpolação	$I_{interp} = (0:0,5:\max(I))$ $J_{interp} = (0:0,5:\max(J))$
Interpola vetores	$\bar{\tau}_{interp} = \text{griddata}(I, J, \bar{\tau}, I_{interp}, J_{interp})$ $\tau_{maxinterp} = \text{griddata}(I, J, \tau_{max}, I_{interp}, J_{interp})$ $\sigma_{\tau_{interp}} = \text{griddata}(I, J, \sigma_{\tau}, I_{interp}, J_{interp})$

4.4. Detalhamento da Campanha de Medidas

Ao contrário do capítulo 03, a campanha de medidas foi realizada apenas como validação do método, assim, foi realizada em dois momentos distintos: o primeiro realizou medidas em locais específicos com a finalidade de validar o método através do teste conjunto entre algoritmo e aparato, enquanto o segundo realizou medidas apenas nos corredores de um dos blocos (bloco D) que compõe o edifício de Engenharia Elétrica da USP, com o objetivo de exemplificar o método através da obtenção de alguns dados reais.

Assim, as sessões subseqüentes apresentam estas pequenas campanhas, desde o detalhamento do aparato e locais de medidas até a apresentação e dos dados e resultados obtidos.

4.4.1. Aparato de Medidas

O aparato de medidas utilizado para a realização destas medidas, conforme apresentado nos itens anteriores, possui como objetivo obter a resposta do canal em

relação à frequência, $H(j\omega)$, dentro de uma determinada banda, através da comparação do sinal transmitido com o sinal recebido.

Para isso, utilizou-se um analisador de espectro portátil, R&SFSH3, que pode ser observado na figura 55.

Figura 55. Aparato da medida da campanha de medidas em banda larga

A parte do receptor consiste em uma antena omnidirecional do tipo discone, polarizada verticalmente e de perda de retorno em função da frequência, apresentada na figura 56, conectada à entrada do analisador de espectro, através de um cabo coaxial de aproximadamente 1,8 metro de comprimento.

Internamente, esta parte é composta de um atenuador de entrada, um misturador, filtros de frequência intermediária e de vídeo, detector de envoltória, oscilador e um gerador de tensão com amplitude variante e de envoltória de dente-de-serra, de acordo com o diagrama de blocos da figura 57, fornecido pelo fabricante.

Figura 56. Perda de retorno da antena receptora de banda larga

Figura 57. Diagrama de blocos simplificado da parte de RX do analisador de espectro

O atenuador, localizado logo a entrada do aparelho, impõe um valor de atenuação diretamente associado ao ajuste de referência de nível especificado pelo usuário no instante das medidas, com o objetivo de ajustar o nível do sinal recebido, atenuando-o em até 30dB, (10dB, 20dB e 30dB), de modo a não sobrecarregar o misturador conectado em sua saída.

Este misturador, com três estágios de filtro de frequência intermediária (FI), 4031MHz, 831,25MHz e 31,25MHz, converte cada harmônica do sinal incidente em

um sinal de frequência FI fixa, determinada de acordo com a banda do sinal analisado, informada pelo usuário no instante das medidas.

Esta conversão é feita com a ajuda de um oscilador local de frequência variável através da equação:

$$f_h = f_{OL} - f_{FI} \quad (4.26)$$

onde, f_h é a frequência da harmônica medida, f_{OL} é a frequência do oscilador local e f_{FI} é a frequência intermediária utilizada para a faixa de f_h .

O misturador, então, produz um sinal de frequência igual à soma das frequências f_{OL} e f_h , assim como outro sinal de frequência igual à diferença entre elas, f_{FI} . O sinal de frequência igual à soma das frequências é, então, rejeitado pelo filtro de FI, não interferindo, assim, nas conversões de frequência subseqüentes, enquanto o sinal de frequência igual à f_{FI} passa pelo filtro e alcança o detector de envoltória.

A sintonia do oscilador local para cada frequência é feita com o auxílio de uma tensão de amplitude diretamente proporcional ao valor da frequência analisada e que pode ser representada em função do tempo através de uma curva em forma de dente de serra.

Esta tensão age simultaneamente na deflexão horizontal do visor do equipamento e no sincronismo interno com a parte de transmissor, de maneira a “informar” ao receptor o valor da frequência do sinal que está sendo transmitido em cada instante. Esta é a razão pela qual há a necessidade de fazer com que as partes de transmissão e recepção estejam ligadas entre si através de um equipamento central.

A largura de banda do filtro de FI determina a resolução, ou seja, determina a largura de banda utilizada para as medidas em cada uma das frequências do

oscilador e faz com que o sinal passe a apresentar as características dos filtros, isto é, faz com que os sinais com frequências próximas e dentro da banda não possam ser distinguidos entre si. A largura da banda deste filtro é também determinada pelo usuário e pode ir de 1KHz a 1MHz.

O sinal proveniente do filtro de FI é, então, encaminhado ao detector de envoltória que remove a portadora do sinal permitindo somente a passagem de sua envoltória. O sinal de saída do detector de envoltória assim que demodulado perde as informações de fase, apresentado somente as informações de amplitude do sinal.

O filtro de vídeo que segue o detector de envoltória, é um filtro do tipo passa-baixa com frequência de corte ajustável, que limita a largura de banda do sinal de vídeo, o que é particularmente útil quando o sinal senoidal é medido nas vizinhanças de ruído.

Através da seleção de uma banda de filtro de vídeo estreita em relação à largura de banda da resolução, o ruído pode ser minimizado, enquanto o sinal senoidal medido não é afetado. A largura de banda de filtro deste equipamento pode variar de 10Hz a 1MHz.

O detector que vem depois do filtro de vídeo combina o espectro medido que pode ser representado por um ponto (*pixel*) na tela e fornece o sinal de deflexão vertical para o vídeo, que possui apenas 301 pontos.

Já a parte de transmissor deste equipamento consiste, também, em uma antena omnidirecional do tipo discone e polarizada verticalmente, conectada à saída do equipamento através de um cabo coaxial, de aproximadamente 50 metros de comprimento, cuja perda de retorno é apresentada na figura 58.

Figura 58. Perda de retorno da antena de transmissor de banda larga

Assim, o processo de obtenção da resposta em frequência do canal analisado é feito pelo equipamento da seguinte maneira: uma vez definidas a frequência central e a banda a ser analisada, a parte de transmissor inicia a transmissão de um sinal senoidal com frequência inicial na frequência de corte inferior da banda e, de acordo com o tempo de varredura, T_{sweep} escolhido pelo usuário, a frequência do sinal senoidal transmitido vai sendo incrementada a uma taxa de:

$$f = \frac{B}{300}$$

(4.27)

onde B é a banda analisada e 300 é o número de pontos de vídeo, para este analisador de espectro utilizado que podem ser incrementados.

Enquanto isso, simultaneamente, a parte do receptor vai ajustando seu filtro para a mesma frequência, com largura de banda de filtro de FI e filtro de vídeo definidos pelo usuário.

O analisador de espectro compara a potência do sinal transmitido com a potência do sinal recebido, em cada frequência, de maneira a encontrar e apresentar a resposta relativa ao canal.

Os valores referentes a estas perdas são, então, transmitidos através de uma porta óptica (existente na lateral do analisador de espectro e conectada a uma porta serial do computador pessoal), para então, serem armazenados e utilizados em um processamento posterior.

Esta configuração geral do aparato, apresentada no diagrama de blocos da figura 59, permite que, a parte fixa esteja estando próxima ao analisador de espectro, a parte móvel seja capaz de se distanciar até aproximadamente 50 metros (comprimento do cabo) a fim de permitir a caracterização da uma maior parte do edifício, com ou sem linha de visada direta entre transmissor e receptor.

Figura 59. Diagrama de blocos do aparato de medidas da campanha de medidas do sinal em banda larga

4.4.1.1. Ajustes

Para a execução da campanha de medidas são ajustados diversos parâmetros no próprio painel do analisador. Esses parâmetros são: banda de análise (*span*), tempo de varredura desta banda (*sweep time*), largura da banda do filtro de FI

(*resolution band width*, RBW) e largura da banda do filtro de vídeo (*vídeo band width*, VBW). Além disso, é necessária a inserção de componentes auxiliares no aparato, que são detalhados nos parágrafos subseqüentes.

Os ajustes iniciam-se pela seleção da freqüência central e banda passante do canal que se deseja analisar: a freqüência escolhida para este trabalho é igual 2,4GHz.

Já a escolha da banda, conforme apresentado anteriormente, é diretamente relacionada com a resolução no tempo da resposta impulsiva do canal, e deve ser feita de acordo com a equação abaixo:

$$\Delta_{\tau} = \frac{1}{2 \cdot B} \quad (4.28)$$

onde Δ_{τ} é o intervalo entre duas amostras consecutivas da resposta impulsiva, obtida através da IFDT, e B é a largura da resposta em freqüência do canal analisado.

Por se tratar de um ambiente interno ao edifício, extremamente recortado e repleto de objetos espalhadores, a banda deve ser a mais larga possível para que o intervalo de tempo entre as amostras de resposta impulsiva sejam bem estreito e capaz de permitir a identificação da maior parte dos componentes de multipercurso, de acordo com o capítulo 02 e com a equação apresentada na literatura (58),

$$\tau_N = \frac{1}{2 \cdot \Delta_f} \quad (4.29)$$

onde τ_N é o atraso máximo da resposta impulsiva que se consegue analisar dentro de um canal após a realização da IDFT, e Δ_f é o espaçamento entre as amostras da resposta em freqüência, que deve ser pequeno o suficiente a fim de serem

identificadas as reflexões ocorridas em paredes distantes, como acontece em caso de corredores.

A solução adotada para este trabalho foi a utilização de uma largura de banda de 150MHz, o que proporciona um Δ_f igual a 0,5MHz.

Com estes valores consegue-se um Δ_τ igual 3,33ns, o que equivale a uma resolução de 1m na diferença entre o comprimento dos caminhos percorridos por cada componente de multipercurso e um τ_N igual a 1us, o que garante que percursos com diferenças de até 300 metros sejam reconhecidos, caso a potência do sinal recebido seja suficientemente alta, a ponto de não ser confundida com o nível do ruído.

Uma vez determinados os ajustes relacionados à frequência, parte-se para os ajustes relacionados à potência transmitida. Sabe-se, de acordo com o fabricante, que o sinal gerado pelo equipamento, conforme citado anteriormente, possui potência de saída em toda a banda igual a -20dBm, porém, os cabos que são conectados ao aparelhos, apresentam uma perda de até 12 dB em algumas frequências, fazendo com que o nível do sinal resultante seja de aproximadamente -32dBm

O nível de ruído interno do equipamento para este tipo de medida chega até -62dBm em algumas frequências. Utilizando-se a equação de perda de espaço livre apresentada no capítulo 02, conclui-se que com essa configuração, o sistema só é capaz, na melhor das hipóteses, de reconhecer percursos de até aproximadamente 10 metros de comprimento, o que, claramente, não é suficiente.

Para que seja possível reconhecer os percursos de até 150 metros de comprimento, considerando o fator de perda de percurso obtido no capítulo anterior, faz-se necessária a utilização de aproximadamente 50dB de amplificação do sinal.

Assim, são utilizados três amplificadores de aproximadamente 17dB cada, colocados em cascata na saída da parte transmissora. Os amplificadores escolhidos são fabricados pela empresa Microcircuit¹², modelo ZX60-4016E+ e de resposta em frequência, fornecido pelo fabricante, apresentada na figura 60.

Figura 60. Resposta em frequência do amplificador utilizado

Uma vez que amplificadores são utilizados, espera-se que a referência de ajuste (*offset*) do analisador de espectro seja escolhida de maneira a facilitar a leitura da resposta em frequência obtida. Porém, como a resposta do amplificador e dos cabos não é constante em todas as frequências, é preferível descontá-los através da calibração que será detalhada no próximo item deste capítulo.

Agora, definidos os parâmetros relacionados ao canal em si como largura de banda e amplificação, diretamente relacionada à perda do canal, parte-se para a definição dos parâmetros internos ao aparelho.

A largura da banda de filtro do FI, conforme apresentada anteriormente, define a largura de banda centralizada em cada amostra de frequência. Segundo o

¹² Os amplificadores da marca Microcircuit foram escolhidos por apresentar melhor relação custo-benefício. Para isso levou-se em consideração: preço, tamanho e desempenho.

fabricante, quanto menor a largura do filtro, menor também é a interferência de ruído com frequências próximas a analisada, sendo esta reduzida em 5dB a cada redução de 3 vezes na largura. Do mesmo modo que no capítulo anterior, a largura deste filtro é escolhida como sendo 10KHz, uma largura bem estreita, cerca de 50 vezes menor que a distância entre duas amostras consecutiva, mas que seja capaz de amostrar os sinais senoidais, mesmo que estes sofram de uma pequena modulação na frequência devido ao efeito Doppler.

A largura do filtro de vídeo é escolhida de acordo com a sugestão do fabricante, como sendo a menor possível ao equipamento, equivalente 10% do valor da largura de banda do filtro de FI, ou seja, igual a 1KHz. A escolha por uma banda de vídeo estreita serve para suavizar a curva da resposta em frequência apresentada, rejeitando os ruídos de alta-frequência.

O tempo de varredura deve ser escolhido de modo a garantir que o sinal transmitido percorra todo o caminho e alcance o receptor enquanto os filtros estejam perfeitamente ajustados para a frequência do momento. Assim, a determinação deste tempo deve ser feita levando-se em consideração dois efeitos.

O primeiro é relacionado ao tempo em que o sinal leva para percorrer o cabo e todo o canal. Utilizando $2 \cdot 10^8$ m/s como sendo a velocidade de propagação no cabo e $3 \cdot 10^8$ m/s como sendo a velocidade de propagação no ar, esse valor é calculado como sendo aproximadamente 1 μ s.

O segundo efeito, porém, é relacionado com o tempo em que o circuito do analisador de espectro leva para ajustar os filtros em cada uma das medidas dos sinais senoidais. Este tempo é totalmente relacionado com a largura da banda da resposta em frequência e com a largura da banda dos filtros de FI e vídeo. Segundo o fabricante, a cada decremento de 10 vezes na largura da banda, o tempo de

varredura deve ser incrementado 100 vezes, pois o tempo de estabilização do filtro é bem maior e, a cada aumento da banda do canal, o tempo de varredura deve aumentar proporcionalmente. O tempo que o analisador de espectro leva para ajustar o filtro não é fornecido pelo fabricante e, por isso foi testado experimentalmente.

Medidas realizadas mostram que o tempo de varredura necessário mínimo é de 10s, considerado um tempo relativamente extenso onde podem acabar ocorrendo certas variações do canal. Essas variações podem ser, porém, suprimidas através da obtenção de medidas em várias varreduras, e a sua conseqüente média.

Resumidamente, as configurações do analisador de espectro, bem como a amplificação utilizada são apresentadas na tabela 17.

Tabela 17 – Configurações do analisador de espectro e amplificação

Frequência Central	2,4GHz
Largura da Banda Utilizada	150MHz
Tempo de Varredura	10s
RBW	10KHz
VBW	1KHz
Modo de Varredura	Média
Amplificação	50dB

4.4.1.2. Calibração

A calibração do equipamento é muito importante para a obtenção de resultados corretos, sua função é anular os efeitos de perdas e ganhos ocasionados pelos cabos e amplificadores que não fazem parte do canal a ser analisado. É uma espécie de ajuste de referência de *offset* para cada uma das amostras de frequência que deve ser realizado antes de cada campanha de medidas.

Para realizá-la, devem-se retirar as antenas e fazer uma ligação direta entre a entrada e saída do equipamento através do conjunto de cabo, conectores e amplificadores que serão utilizados nas medidas.

Internamente, o equipamento, através de uma função dedicada a este fim, compara o módulo do sinal transmitido com o módulo do sinal recebido, para cada uma das frequências amostradas através da subtração dos módulos e armazena estes dados em sua memória interna, de acordo com a equação abaixo:

$$|Y_{TX}(f)| - |Y_{RX}(f)| = Y_{cal}(f) \quad (4.30)$$

Este valor de calibração em função da frequência é somado ao valor da resposta em frequência pelo próprio equipamento em cada uma das amostras de frequências, de maneira a excluir, em cada amostra da resposta, o efeito dos cabos, conectores e amplificadores.

Alguns equipamentos, além das perdas e ganhos, descontam o tempo de propagação do sinal ao longo dos cabos, mas como o equipamento utilizado não o faz para garantir que o sinal enviado atinja o receptor, o oscilador do filtro de FI ainda esteja sintonizado na mesma frequência da frequência do sinal transmitido, deve-se prever este efeito na escolha do tempo de varredura adequando, conforme detalhado no item anterior.

A curva de calibração obtida para os ajustes, acima detalhados, é mostrada pela figura 61.

Figura 61. Curva de calibração do equipamento para medidas de sinais em banda larga

As perdas de retorno, geradas devido às reflexões internas às antenas, são compensadas em cada uma das amostras pela rotina de processamento de dados, detalhadas nos itens anteriores, da mesma maneira como é feita a calibração em relação aos cabos e conectores: através da soma destes valores em cada uma das amostras da resposta impulsiva. A variação da diretividade das antenas com a frequência, no entanto, não está incluída na calibração, ou seja, essa variação é considerada inclusa na própria resposta do canal.

4.4.1.3. Validação do Conjunto: Aparato com Algoritmo

Uma vez que o aparato foi apresentado e o algoritmo validado, é importante analisar o funcionamento efetivo do conjunto de medidas para que seu funcionamento seja garantido.

Diferentemente do capítulo anterior, esta validação se faz necessária, uma vez que todos os trabalhos encontrados relativos ao assunto apresentam apenas a descrição do método sem o detalhamento completo do aparato. Além disso, é relatada a existência de problemas ocorridos devido a não causalidade da resposta impulsiva do canal, (45).

Assim, para a validação do conjunto aparato-algoritmo, faz-se a análise de três situações de canal verificando se a resposta impulsiva obtida está coerente com a resposta impulsiva esperada para a mesma situação. Estas situações são:

- Análise com dados obtidos a partir das medidas da resposta em frequência de dois cabos de comprimentos diferentes e conhecidos, conectados paralelamente,
- Análise com dados obtidos a partir de medidas em um ambiente com poucos objetos espalhadores,
- Análise com dados obtidos a partir de medidas em um ambiente repleto de reflexões através do analisador vetorial de rede.

O primeiro sistema apresentado é tratado a partir da medida de dois cabos conectados em paralelo às entradas e saídas do analisador de espectro através de um divisor T , fazendo com que o sinal transmitido pelo *tracking generator* seja dividido em potência entre os dois cabos, um de 50,8 metros e outro de 1,9 metro de

comprimento, fazendo com que cada divisão do sinal percorresse o percurso correspondente ao comprimento de cada cabo.

Este sistema visou analisar o funcionamento do analisador de espectro na aquisição de medidas, simulando dois sinais que percorrem, sem interferências desconhecidas, percursos de diferentes perdas e diferentes comprimentos.

A figura 62 mostra a resposta impulsiva obtida através do pós-processamento dos dados em relação ao tempo de atraso e a diferença de comprimento dos percursos. Nota-se que, de acordo com o que era esperado, a diferença entre o tempo de chegada de cada um dos pulsos é aproximadamente igual à diferença entre os comprimentos dos dois cabos.

Figura 62. Resposta impulsiva obtida através de medidas em cabos de comprimentos diferentes normalizado pela distância.

A segunda análise é feita através de dados obtidos em um ambiente com poucas reflexões com o objetivo de complementar o teste com os dois cabos, que acaba de ser descrito, também para um ambiente onde alguma reflexão não prevista possa interferir nos resultados.

Esta medida é, então, realizada em um espaço relativamente aberto, localizado entre os blocos C e D do prédio de engenharia elétrica, apresentado pela área sombreada na figura 63.

Figura 63. Área externa entre os blocos C e D do prédio de engenharia elétrica

O retângulo branco do lado esquerdo da figura representa, em tamanho desproporcional, um plano de metal de área igual a 1m^2 , fixado em uma grade que separa a área da parte reservada ao estacionamento da escola politécnica da USP, para ser utilizado como refletor de posição conhecida, e a linha preta com círculos nas extremidades, também fora de escala, representa a linha de circulação da parte móvel.

Para efetuar as medidas, a parte móvel é, então, movimentada de maneira a manter sempre uma linha reta imaginária interligando-a a outra antena e ao plano refletor. Para cada uma das posições da parte móvel, os dados são armazenados e processados de maneira a obter sua resposta impulsiva.

Dois dos resultados obtidos são apresentados nas figuras 64 e 65.

Figura 64. Resposta impulsiva normalizada na distância obtida através de medidas na área externa com plano refletor localizado a 10m.

Nesta primeira medida, a parte móvel foi situada a 10 metros de distância do plano refletor, entre este e a parte fixa. Na figura apresentada, nota-se um pulso em $\tau = 0$, proveniente do percurso direto, um pulso em $\tau \cong 0,6\mu s$, equivalente a um percurso de 20 metros que, certamente, é o pulso refletido no plano metálico, e outro pulso refletido em algumas das paredes localizadas a 30 metros de distância da parte móvel ou da parte fixa.

Para a segunda medida, realizada sob as mesmas condições de canal cujo resultado é apresentado abaixo, a parte móvel é transferida para o outro lado da parte fixa, e a parte fixa, fixada a 12 metros do plano condutor.

Figura 65. Resposta impulsiva normalizada na distância obtida através de medidas na área externa com plano refletor localizado a 12m.

A figura mostra que, aparentemente, três componentes de multipercurso principais atingem o receptor: um direto, um refletido no plano condutor que percorreu 24 metros a mais do que o percurso direto, e outro, de comprimento aproximado igual a 18 metros, proveniente de alguma parede vizinha.

O último teste consiste em adquirir a resposta em frequência de um canal repleto de espalhadores através de um analisador vetorial de rede (VNA) e obter a resposta impulsiva de duas maneiras diferentes: a primeira utilizando a transformada de Fourier sobre todos os dados de magnitude e fase, a segunda, através da aplicação das transformadas de Hilbert e Fourier somente sobre os dados de magnitude.

Assim, sobre os dados de magnitude e fase obtidos, foi aplicada a transformada de Fourier e a resposta impulsiva foi obtida, e é apresentada pela figura 66.

Figura 66. Resposta impulsiva obtida a partir do VNA em ambiente com muitas reflexões

Sobre os mesmos dados obtidos através do analisador vetorial de rede, são retiradas as informações de fase, fazendo com que o processamento seja feito somente a partir das informações de magnitude. A resposta impulsiva obtida é apresentada na figura 67.

Figura 67. Resposta impulsiva obtida a partir do VNA em ambiente com muitas reflexões, porém, sem informações de fase.

Analisando-se as duas respostas obtidas, nota-se que a resposta impulsiva obtida a partir das informações de módulo e fase encontra-se atrasada em relação à resposta obtida somente a partir das informações de módulo.

Mesmo que o sinal não seja causal, segundo (45), o resultado final não deve ser afetado se uma das propriedades relativas à magnitude e fase de $H(j\omega)$, detalhada abaixo for notada.

Esta propriedade considera uma nova seqüência $g[\tau] = h[\tau - \tau_0]$, onde τ_0 é um fator de atraso constante determinado pela distância entre transmissor e receptor.

Quando a transformada de Fourier é aplicada passando estas seqüências para o domínio da frequência, obtém-se $G(j\omega) = e^{-j\omega n_0} H(j\omega)$. De onde se conclui que as funções $G(j\omega)$ e $H(j\omega)$ possuem a mesma magnitude, porém fases diferentes por uma parcela $-\omega n_0$.

Segundo demonstrado pelos mesmos autores, pode-se, a partir de uma função de transferência $H(j\omega)$ de fase mínima, obter uma nova função $F(j\omega)$, de fase

máxima através da multiplicação de $H(j\omega)$ por uma função $A(j\omega)$ passa-tudo, de acordo com a equação:

$$F(j\omega) = H(j\omega) A(j\omega) \quad (4.31)$$

onde

$$A(j\omega) = \frac{(z^{-1} - z_0^*)}{1 - z^{-1}z_0} \quad |z = e^{j\omega} \quad (4.32)$$

Uma vez que $|A(j\omega)| = 1$, as funções $F(j\omega)$ e $H(j\omega)$ possuirão amplitudes idênticas, mas diferentes fases.

Dessa maneira, uma função de transferência de fase mínima $H(j\omega)$ com N zeros possui a magnitude igual a outras $2^N - 1$ funções de transferência distintas que não são de fase mínima. As 2^N funções de transferência (funções de fase mínima mais as funções que não são de fase mínima) formam um conjunto de funções que, de acordo com o teorema de Parseval, possuem a mesma energia total ε , onde

$$\varepsilon = \sum_{\tau=0}^{\infty} |h(\tau)|^2 \quad (4.33)$$

As seqüências das respostas impulsivas correspondentes às funções deste conjunto (obtidas através da movimentação dos zeros da função de transferência através da multiplicação de uma função passa-tudo) possuem a mesma energia total, mas possuem energias parciais diferentes, em cada amostra de tempo.

Desse modo, a multiplicação de uma função de transferência de fase mínima pelo filtro passa-tudo sempre tende a espalhar a intensidade da resposta impulsiva sobre o tempo sem alterar a energia total.

Para um canal de mínima fase, a estimativa de $h(\tau)$, como sendo de fase mínima, fornece um limite inferior para este espalhamento de energia. O que indica que a função de transferência de fase máxima, obtida através da reflexão de todos zeros, pode ser obtida para fornecer um limite superior do espalhamento de energia em $h(\tau)$.

Logo mesmo não se podendo afirmar se o sistema ou canal é de fase mínima, fica demonstrado que a resposta impulsiva, apresentada pelo sistema proposto por este trabalho, apresentará sempre o limite inferior do espalhamento de energia do canal.

A partir destes testes feitos, e dos resultados obtidos, faz-se com que fique validado o conjunto do sistema, processamento e aparato para sua utilização em campanhas de caracterização do desvanecimento seletivo em frequência.

4.4.2. Especificação do Ambiente

O ambiente analisado é constituído, apenas, pelos corredores do pavimento superior do bloco D e de interligação dos blocos C e D, pois, conforme descrito anteriormente, o objetivo da campanha de medidas de sinal transmitido em banda larga é de, apenas, especificar a campanha. A figura 68 apresenta a planta do bloco D e os corredores que o interligam com o bloco C.

Este corredor do bloco D foi escolhido por possuir menos de 50 metros de comprimento, permitindo que sejam analisadas áreas em toda sua extensão e na extensão do corredor de interligação, de maneira a oferecer dados obtidos com e sem linha de visada direta entre as antenas.

Figura 68. Planta do pavimento superior do bloco D

É interessante retornar ao detalhamento do ambiente apresentado no capítulo anterior para re-lembrar o ambiente que compõe o conjunto de corredores do bloco D: O corredor que liga o bloco C ao bloco D possui algumas janelas que ocupam grande parte de sua lateral e uma porta de vidro localizada logo no início do bloco D, representada pela linha tracejada da figura acima. Além de outras portas de madeira que dão acesso à escada e ao estoque. O corredor que atravessa o bloco D longitudinalmente não possui janelas, possui apenas portas que dão acesso as salas dos professores que podem modificar drasticamente a resposta em algumas frequências da banda de acordo com seu estado, aberta ou fechada.

Em relação à parte fixa, esta se encontra no corredor que liga o bloco C ao bloco D, fazendo com que a maioria dos pontos medidos, com exceção dos localizados no próprio corredor, não obtenha linha de visada direta.

4.4.3. Metodologia de Aquisição e Armazenamento

A metodologia da campanha de medidas é elaborada de maneira que a caracterização cubra grande parte da área medida. Para isso o equipamento móvel é posicionado em áreas igualmente espaçadas pelos corredores.

Os corredores são divididos em 14 partes. Três destas partes localizadas no corredor que liga o bloco D ao bloco C e as outras onze no corredor que atravessa o bloco D longitudinalmente. Cada uma destas partes é representada ao centro por uma área quadrada de lados de aproximadamente dois comprimentos de onda. A posição destas áreas é apresentada na figura 69.

Figura 69. Distribuição das áreas de medidas nos corredores analisados

Os ajustes do analisador de espectro, como banda, frequência central, calibração automática, larguras dos filtros e tempo de varredura, assim como o estabelecimento da conexão entre analisador de espectro e computador pessoal, são efetuados no início de cada dia de medidas, uma vez que deve ser o mesmo em toda a campanha.

Outros ajustes, porém, como o valor da referência em amplitude e o modo de varredura, são definidos ou modificados em cada um dos pontos. A definição do valor de referência de amplitude é modificado de acordo com o nível médio do sinal

recebido na entrada do analisador de espectro, de maneira a deixar todos os valores visíveis na tela.

Já quanto ao modo de varredura, este apresenta duas formas durante as medidas. Durante a primeira varredura de cada um dos pontos, o modo fica na posição *clear/write*, que apaga o resultado da medida anterior e sobrescreve com os valores da medida atual. Após essa varredura de inicialização, são traçadas outras quatro varreduras, com o modo de varredura ajustado para calcular a média dos valores obtidos nestas últimas. Isto é muito útil para minimizar tanto o efeito das portas que se abrem e fecham quanto o efeito das pessoas que circulam pelo corredor obstruindo grande parte da linha de visada direta durante a realização das medidas.

Cada um dos pontos medidos deu origem a um arquivo com extensão *.dat*, formado pelas coordenadas *i* e *j* do ponto central de cada área e por valores de perda relacionados a valores de frequência. A cada um destes arquivos foi atribuído um nome de acordo com as regras abaixo:

1	2	3	4	5	6	7	8	9
---	---	---	---	---	---	---	---	---

Figura 70. Estrutura da identificação do arquivo da campanha de medidas em banda larga

1 - Indica a posição do transmissor. (E para o prédio da elétrica)

2 – Indica a posição do receptor. (E para prédio da elétrica)

3 – Indica a campanha corrente, especificada pelas letras do alfabeto (C terceira medida)

4, 5, 6 e 7 – Indica o cômodo da medida, é especificado com o nome o corredor do pavimento, D2D2 para o corredor que atravessa o piso superior do bloco D e C2D2 para o corredor que liga os pisos térreos do Bloco C e D. Caso em alguma campanha futura sejam analisadas, também, os diversos cômodos de cada

pavimento, podem-se substituir estes campos pelo nome da sala, conforme feito no capítulo anterior.

8 – Indica a rota dentro de cada cômodo, também é representada pelas letras do alfabeto, fazendo com que seja possível até 25 rotas em cada cômodo. A letra ‘Y’ neste campo indica que a rota é somente para verificação das condições do equipamento.

9 – Indica a posição do ponto dentro da área, de acordo com a figura 71, sendo que o ponto 1 é o ponto mais próximo da sala D2-30 e o ponto 9 o mais próximo da sala D2-01.

Figura 71. Posição dos pontos que formam as matrizes dentro de cada área de medição

4.4.4. Análise dos Resultados

Este item apresenta o resultado do processamento de um total de 126 arquivos, agrupados de 9 em 9, obtidos durante a campanha de medidas de sinal em banda larga, utilizando-se o aparato de medidas detalhado anteriormente.

Cada um dos arquivos é resultado da resposta em frequência do canal para cada determinado ponto dentro de uma área, possuindo cada um 301 pontos, máximo fornecido pelo analisador de espectro, e formando arquivos com tamanhos de cerca de 9KB.

A figura 72 apresenta os níveis médios de sinal medidos nas diferentes posições. Assim como nos resultados apresentados no capítulo anterior, os eixos indicam as coordenadas do edifício em metros, a estrela representa a posição da parte fixa do aparato de medida e os círculos representam as áreas alocação da parte móvel.

As áreas pretas representam as salas do bloco D, áreas onde não foram realizadas medidas de sinal transmitido nesta etapa do trabalho, enquanto as áreas coloridas apresentam a variação da perda médio do sinal recebido interpolado em escala logarítmica dB em relação ao sinal transmitido, conforme apresentado na barra de cores lateral, onde o sinal avermelhado representa menor perda e o sinal azulado maior perda.

Figura 72. Níveis médios de sinal medido em diferentes posições

As figuras 73 e 74 apresentam as respostas impulsivas de duas áreas, sendo a primeira referente à área analisada mais próxima do transmissor, e a segunda referente à área mais distante.

Conforme era esperado, nota-se que a perda média do sinal é menor nas áreas onde o receptor e o transmissor estão mais próximos um do outro, vai aumentando à medida que elas se afastam.

Porém, nas medidas em que a parte móvel encontrou-se no corredor que atravessa o bloco D, ou seja, nas medidas em que o receptor e o transmissor não possuíam linha de visada direta, a perda do nível do sinal recebido aumentou rapidamente, desde cerca de 30dB, em relação à área de entroncamento dos corredores, chegando a 80dB na extremidade mais distante do corredor do bloco D. O ocorrido é perfeitamente explicável, uma vez que as portas das salas permaneceram, na maior parte do tempo, fechadas não permitindo que um componente mais forte do sinal transmitido atingisse o receptor através das janelas, não havia sido previsto no cálculo da amplificação necessária.

Isto fez com que, em alguns pontos, os valores da amplitude do sinal recebido fossem muito próximos do nível do ruído interno do equipamento, fazendo com que o algoritmo interpretasse o ruído erroneamente, como um componente de multipercurso que, provavelmente, atingiria o receptor no instante em que o processo de medição fosse iniciado e o componente principal como sendo um segundo componente gerado por alguma reflexão de multipercurso. Esse fato demonstra que será necessário o uso de um nível mais alto de sinal, na campanha de medidas a ser efetuada para a caracterização do edifício.

Alguns parâmetros de dispersão no tempo, como $\bar{\tau}$, σ_{τ} e τ_{max} , podem, ainda, ser utilizados para a caracterização deste pequeno espaço analisado, mesmo com poucas amostras de medidas. Estes parâmetros são apresentados, respectivamente pela figuras 75, 76 e 77.

Figura 73. Respostas impulsivas obtidas na área mais próxima do transmissor
a) Ponto 1, b) Ponto 2, c) Ponto 3, d) Ponto 4, e) Ponto 5, f) Ponto 6, g) Ponto 7, h) Ponto 8 e i) Ponto 9

Figura 74. Respostas impulsivas obtidas na área mais distante do transmissor
a) Ponto 1, b) Ponto 2, c) Ponto 3, d) Ponto 4, e) Ponto 5, f) Ponto 6, g) Ponto 7, h) Ponto 8 e i) Ponto 9

Figura 75. Comportamento do atraso excessivo médio ao longo do corredor analisado

Figura 76. Comportamento do espalhamento de atraso RMS ao longo do corredor analisado

Figura 77. Comportamento do atraso excessivo máximo ao longo do corredor analisado

Estes resultados apresentam um comportamento interessante do sinal. Percebe-se que para o atraso excessivo médio e para o espalhamento de atraso

RMS, o comportamento do sinal é praticamente o mesmo e ocorre conforme o previsto. Verifica-se que estes tempos são menores nas regiões mais próximas da parte fixa, tanto para as áreas de linha de visada direta quanto para as áreas sem linha de visada direta e, vai aumentando conforme vai se afastando.

Já para o atraso excessivo máximo isso não ocorre. É possível notar que existe um certo aumento neste tempo nas regiões centrais dos corredores, tanto no corredor que interliga o bloco C ao bloco D, quanto no corredor que atravessa o bloco D longitudinalmente. Isso confirma o que foi citado anteriormente: que a parte central dos corredores está sujeita a mais reflexões devido à proximidade das duas extremidades dos corredores.

Capítulo 05 - Conclusão

Neste trabalho foram apresentadas algumas técnicas de medidas para a caracterização de canais e propagação no interior de edifícios. Além disso, duas campanhas experimentais foram realizadas com dois diferentes métodos, uma com sinal transmitido em banda estreita e outra com o sinal transmitido em banda larga.

A partir das referências citadas ao longo do trabalho, foi possível adquirir o conhecimento necessário para escolher, apresentar e testar os métodos e aparatos de medidas utilizados nas duas campanhas, e, assim, traçar suas vantagens e limitações.

O aparato empregado na primeira campanha de medidas em banda estreita, possui grande independência entre a parte do transmissor e do receptor, possibilitando a instalação do transmissor em qualquer lugar, independentemente das posições assumidas pelo receptor: um aparato completamente móvel e independente, capaz de recolher dados relativos à amplitude do sinal recebido em toda a extensão do edifício, com precisão de menos de 1mm de distância percorrida.

Já para a campanha de medidas em banda larga que possui o objetivo de analisar a dispersão do sinal recebido no tempo, a grande vantagem do aparato proposto não está na liberdade de movimento, uma vez que as partes de transmissor e receptor devem estar interligadas através de um cabo coaxial, para a comparação entre os sinais transmitido e recebido; mas sim na escolha deste equipamento: como sendo um analisador de espectro acoplado à um gerador de varredura em frequência, capaz de medir o módulo dos sinais transmitidos em banda

larga através de um menor investimento financeiro, quando comparado a outros aparatos propostos na literatura.

Para que esta escolha seja eficiente, porém, é necessário um processamento extra dos dados obtidos, a fim de obter as informações de fase da resposta em frequência, de maneira a possibilitar a obtenção da resposta impulsiva do canal medido, e, conseqüentemente, seu perfil de atraso de potência.

Uma vez que o aparato de medidas em banda estreita já havia sido bem detalhado em outros trabalhos apresentados nas referências, foi possível realizar, para efeito de validação e obtenção de resultados, uma extensa campanha de medidas que possibilitou a caracterização completa do ambiente em relação à perda de percurso, desvanecimento em grande escala e desvanecimento plano em pequena escala.

Essa caracterização foi feita através de algoritmos que possibilitaram o processamento dos dados de cada cômodo, isoladamente ou em conjunto com outros cômodos e pré-processamentos que auxiliaram na conclusão sobre a distribuição estatística que melhor descrevia cada um dos parâmetros: distribuição de Rice para variação da amplitude devido ao desvanecimento plano em pequena escala e a distribuição Log-normal para a variação na amplitude devido ao desvanecimento em grande escala. Além disso, foi possível encontrar outros parâmetros relacionados ao edifício que foram apresentados no item 3.4.4.

Quanto às medidas do sinal em banda larga, relacionadas ao desvanecimento seletivo em frequência e a conseqüente dispersão no tempo da resposta impulsiva, foi necessário um processamento preliminar de validação do aparato em conjunto com o algoritmo de obtenção da resposta impulsiva, uma vez que se trata de um método relativamente recente e ainda pouco estudado.

Por isso, foram feitas simulações e medidas de canais de comunicação com respostas impulsivas conhecidas que mostraram que o sistema elaborado e o processamento dos dados obtidos são bastante viáveis.

Entretanto, uma comparação, entre a resposta impulsiva obtida através de um analisador vetorial de rede (VNA) e a resposta impulsiva obtida através do conjunto proposto neste trabalho, mostrou que o conjunto proposto apresenta a resposta impulsiva deslocada no tempo em relação à resposta obtida com o VNA.

Isso ocorre porque o processamento proposto utilizando a transformada de Hilbert para obter as informações de fase, admite que o sistema seja de fase mínima, o que significa que esse processamento fornece somente a resposta impulsiva que possui o limite inferior de espalhamento dos componentes de multipercurso no tempo.

Porém, como os parâmetros de dispersão no tempo são relativos ao instante de chegada do primeiro componente de multipercurso, os valores obtidos para os parâmetros com o método proposto não sofrem alterações, mostrando, assim, a sua potencial viabilidade.

A pequena campanha de medidas realizada mostrou que o nível do sinal transmitido, mesmo com a instalação dos amplificadores, ainda é baixo devido às perdas do conjunto de cabos e, principalmente, devido às perdas de percurso que afetam o canal quando o transmissor e o receptor não possuem linha visada direta.

Nesse caso, o sinal alcança o receptor com um nível muito próximo ao nível do ruído, impossibilitando a identificação visual dos componentes e a conseqüente obtenção da distribuição estatística que melhor descreve a quantidade de componentes que atingem o receptor em um determinado período de tempo.

Conclui-se que é necessária a adição de mais amplificadores, ou a troca dos amplificadores utilizados por outro amplificador de maior capacidade.

Porém, ainda que com pouca amplificação, pôde-se, a partir dos perfis de atraso de potência obtidos pelo algoritmo obter os parâmetros de espalhamento no tempo entre pontos não muito distantes (menos de 40 metros).

Assim, com os aparatos de medidas e algoritmos, tanto do sinal em banda larga como do sinal em banda estreita, completamente detalhados e caracterizados, ficam, como planos para a continuidade deste trabalho, a realização de uma campanha extensa de medidas do sinal transmitido em banda larga, da mesma forma como foi apresentada para a transmissão do sinal em banda estreita, a fim de caracterizar completamente o comportamento do canal formado pelos blocos C e D do prédio de Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo.

Além disso, também, outras propostas para trabalhos futuros são:

- Desenvolvimento de algoritmos para extrair dados de amplitude e tempo de chegada dos componentes de multipercurso presentes no perfil de atraso de potência medido, bem como a distribuição estatística que melhor descreve os instantes de chegada e o espalhamento no tempo;
- A elaboração de um projeto de revisão bibliográfica que una os resultados obtidos pelas medidas desse trabalho a outros trabalhos de caracterização do ambiente, a fim de agrupar construções e cômodos com as mesmas características físicas e relacioná-los a valores de parâmetros comuns, caso haja, para que possam ser utilizados posteriormente em projetos de caracterização através de simulação computacional;

- Encontrar as causas que fazem com que as respostas em frequência sejam ou não de fase mínima e, caso isto não seja possível, desenvolver um algoritmo capaz de encontrar os pólos e zeros da resposta em frequência obtida através do analisador de espectro e, então, através da multiplicação desta resposta por um filtro passa-tudo, conforme citado no capítulo 04 deste trabalho, encontrar a resposta impulsiva de fase máxima que deve fornecer o limite superior para os parâmetros de dispersão no tempo; e,
- Seguindo as últimas tendências das pesquisas de propagação, a especificação de um aparato experimental e dos algoritmos de pós-processamento para a realização de uma campanha de medidas para a caracterização do comportamento do canal com sinal transmitido em banda ultralarga, (UWB).

Por fim, ficam neste trabalho, como forma de contribuição à comunidade científica, além de todas estas conclusões e detalhamento dos algoritmos desenvolvidos, os resultados gráficos obtidos que são apresentados, em sua integridade, no apêndice deste trabalho.

REFERÊNCIAS

1. Martin, D. J.R. Radio Communication in mines and tunnels. ***Electronics Letters***. set. 1970, Vol. 6(18), pp. 563-564.
2. Delogne, P. Basic mechanisms of tunnel propagation. ***Radio Sci.*** abr. 1976, Vol. 11(4), pp. 295-303.
3. Chiba, J. and Sugiyama, K. Effects of trans on cutoff frequency and field in rectangular tunnel waveguide. ***IEEE transactions on microwave theory and techniques***. maio 1982, Vol. 30(5), pp. 757-759.
4. Chiba, J., Inaba, T. and Kuwamoto, Y. Radio-communication in tunnels. ***IEEE transactions on microwave theory and techniques***. jun. 1978, Vol. 26(6), pp. 439-443.
5. Turin, G.L. et al. Statistical model of urban multipath propagation. ***IEEE transaction on vehicular technology***. fev. 1972, Vol. 21, pp. 1-9.
6. Suzuki, H. Statistical model for urban radio propagation. ***IEEE transactions on communications***. 1977, Vol. 25, pp. 673-680.
7. Saleh, A.A.M. e Valenzuela, R.A. Statistical model for indoor multipath propagation. ***IEEE journal on selected areas in communication***. fev. 1991, Vol. 5, pp. 128-137.
8. Rappaport, T.S. Characterization of UHF multipath radio propagaton inside factory buildings. ***IEEE transactions on antennas and propagation***. ago. 1989, Vol. 37, pp. 1058-1069.
9. Yegani, P. and McGillen, C.D. A Statistical model for line-of-sight (LOS) factory radio channels. São Francisco : s.n., 1989. ***Vehicular technology conference procedure***. pp. 496-500. 39.
10. Ganesh, R. e Pahlavan, K. Statistical modeling an computer simulation of indoor radio channel. ***IEE Proceedings***. jun. 1991, Vol. 138, pp. 153-161.
11. Alexander, S.E. Caracterizing buldings for propagation at 900MHz. ***Electronics Letters***. set. 1983, Vol. 19(20), pp. 860-862.
12. —. Radio-propagation within building at 900MHz. ***Electronics Letters***. out. 1982, Vol. 18(21), pp. 913-914.

13. Devasirvatham, D.M.J. The delay spread measurements of wideband radio signals within a building. **Electronics Letters**. nov. 1984, Vol. 20(23), pp. 950-951.
14. Hoffman, H.H. e Cox, D.C. Attenuation of 900 MHz radio waves propagation into a metal buildint. **IEEE transactions on antennas and propagation**. jul. 1982, Vol. 30, pp. 808-811.
15. Cox, D.C., Murray, R.R. e Moris, W. Measurements of 800 MHz radio transmission into building with metallic walls. **Bell System Technology Journal**. 1983. pp. 2695-2717.
16. Kavehrad, M. and Ramamurthi, B. Direct sequence spread spectrum with DPSK modulation and diversity for indoor wireless communications. **IEEE transactions on communications**. fev. 1987, Vol. 35, pp. 224-236.
17. Ganesh, R. e Pahlavan, K. On teh arrival of paths in fading multipath indoor radio channels. **Electronics Letters**. nov. 1989, Vol. 25(12), pp. 763-765.
18. Pahlavan, K. e Howard, S.J. Frequency domain measurements of indoor radio channel. **Electronics Letters**. nov. 1989, Vol. 25(24), pp. 1645-1647.
19. Howard, S.J. e Pahlavan, K. Measurement and analysis of the indoor radio channel in the frequency domain. **IEEE transactions on instrumentation an measurements**. out. 1990, Vol. 39, pp. 751-755.
20. Hawbacker, D.A. e Rappaport, T.S. Indoor wideband radiowave propagation measurements at 1.3 GHz and 4 GHz. **Electronics Letters**. out.1990, Vol. 26(21), pp. 1800-1802.
21. Moldkar, D. Review on radio propagation into and within buildings. **IEEE proceedings**. feb. 1991, Vol. 138(1), pp. 61-73.
22. 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**. fev.1994, Vol. 42(2), pp. 232-239.
23. Vega, C.P. e Garcia, J.L.G. Polarisation behaviour in the indoor propagation channel. **Electronics Letters**. maio 1997, Vol. 33(10), pp. 898-899.
24. Zaghlouo, H., Fattouche, M. e Morrison, G. Comparison of indoor propagation channel characteriscs at diferente frequencies. **Electronics letters**. out. 1991, Vol. 27(22), pp. 2077-2079.

25. Janssen, G.J.M. e Stigter, 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 on communications**. out. 1996, Vol. 44, pp. 1272-1288.
26. Yang, G.N. e Pahlavan, K. Sector antenna and DFE modems for high speed indoor radio communications. **IEEE transactions on vehicular technology**. nov. 1994, Vol. 43, pp. 925-933.
27. Seidel, S.Y. e Rappaport, T.S. Site specific propagation prediction for wireless in-building personal communication-system design. **IEEE transactions on vehicular technology**. nov. 1994, Vol. 43, pp. 879-891.
28. Manabe, T., Miura, Y. e Ihara, T. Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz. **IEEE journal on selected areas in communication**. abr. 1996, Vol. 14(3), pp. 441-448.
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**. jul. 1999, Vol. 40, pp. 1110-1120.
30. Yang, C.F., Wu, B.C e Ko, C.J. A ray tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration. **IEEE transactions on antennas and propagation**. jun. 1998, Vol. 46, pp. 907-919.
31. Rappaport, T.S. e Hawbaker, D.A. *Effects of circular and linear polarized antennas on wideband propagation parameters in indoor radio channels*. Phoenix, Arizona : s.n., 1991. **PROCEEDINGS IEEE GLOBECOM**. pp. 207-217.
32. Holloway, C.L. et al. Analysis of composite walls and their effects on short-path propagations modeling. **IEEE transactions on vehicular technology**. ago. 1997, Vol. 46(6), pp. 730-738.
33. Dalke, R., Holloway, C.L. e McKenna, P. Orlando : *Reflection and transmission properties of reinforced concrete walls*. s.n., 1999. **IEEE Antennas and propagation society international symposium**. pp. 1502-1505.
34. Babich, F. e Lombardi, G. Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel. **IEEE transactions on communications**. mar. 2000, Vol. 48(3), pp. 455-464.
35. Degli-Esposti, V., Lombardi, G. e Passerini, C. Wide-band measurement and ray-tracing simulation of 1900 MHz indoor propagation channel. **IEEE transactions on Antennas and Propagation**. jul. 2001, Vol. 49(7), pp. 1101-1110.

36. Devasirvathan, D.M.J., Murray, R.R. e Banerjee, C. Time delay spread measurements at 850 MHz and 1.7GHz inside a metropolitan office building. **IEEE transactions on antennas and propagation**. out. 2003, Vol. 51(10), pp. 194-196.
37. Ciccognani, W., Durantini, A. e Cassioli, D. Time domain propagation measurements of the UWB indoor channel using PN-sequence in the FCC-compliant band 3.6-6GHz. **IEEE transactions on antennas and propagation**. abr. 2005, Vol. 53(4), pp. 1542-1549.
38. Ghassemzadeh, S.S. et al. Measurement and modeling of UWB indoor channel. **IEEE transactions on communications**. out. 2004, Vol. 52(10), pp. 1786-1796.
39. Maharaj, B.T., Wallace, J.W. e Linde, L.P.I. Linear dependence of double-directional spatial power spectra at 2.4 and 5.2 GHz from indoor MIMO channel measurements. **Electronics Letters**. nov. 2005, Vol. 41(24), pp. 1338-1340.
40. Muqaibel, A.H. et al. *Measurement and characterization of indoor ultra-wideband propagation*. Reston, VA : s.n., 2003. **IEEE UWBST 2003**. pp. 295-299.
41. Zwick, T., Beukema, T.J. e Nam, H. Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel. **IEEE transactions on vehicular technology**. jul. 2005, Vol. 54(4), pp. 1266-1277.
42. 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**. out. 2003, Vol. 51(10), pp. 2974-2986.
43. Bayram, A., Attiya, A.M. e Saffai-Jazi, A. Frequency-domain measurement of indoor uwb channels. **Microwave and optical technology letters**. jan. 2005, Vol. 44.
44. Elfataoui e Mirchandani. A discrete domain method for generation of discrete time analytic signal. **IEEE time signal processing**. sep. 2006, Vol. 54 (9), pp. 3343-3352.
45. 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**. jan. 1996, Vol. 44, pp. 80-86.
46. International radio consultative committee. **Propagation - Economic and technical aspects of the choice of transmission systems**. s.l. : The international telecommunication union, 1971.

47. Hashemi, H. The indoor radio propagation channel. **IEEE Proceedings** . jul. 1993, Vol. 19, pp. 943-968.
48. Sarkar, T.K., et al. **Smart Antennas**. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2003. pp. 240-245.
49. Rappaport, T.S. e McGillem, C.D. UHF fading in factories. **IEEE Journal in selected areas communications**. jan. 1989, Vol. 7(1), pp. 40-48.
50. Zwick, T., Fischer, C. e Wiesbeck, W. Stochastic multipath channel model including path directions for indoor enviroments. **IEEE Journal on selected areas in communications**. ago. 2002, Vol. 20(6), pp. 1178-1192.
51. Rappaport, T.S. **Wireless communications principle and practice**. 2. s.l. : Prentice-Hall, 2002. pp. 69-190.
52. Toledo, A.F., Turkamani, A.M.D. e Parsons, J.D. Estimating coverage of radio transmission into and within buildings at 900, 1800 and 2300 MHz. **IEEE personal communications**. 1998, Vol. 5(2), pp. 40-47.
53. Toledo, A.F. **Narrowband characterization of radio transmission into and within buildings at 900, 1800 e 2300 MHz**. Engenharia Elétrica e Eletrônica, Universidade de Liverpool. Liverpool, U.K. : s.n., 1992. Tese de Doutorado.
54. Teixeira, E.R.D. *Teleco.com.br*. [Online] Teleco Ltda, 02 de fev. de 2004. [Citado em: 14 de set. de 2007.] <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwimax/default.asp>.
55. Papoulis, A. **Probability, random variables, and stochastic processes**. 3. New York : McGraw-Hill,, 1991.
56. The MathWorks, Inc. *The MathWorks*. [Online] [Citado em: 25 de 05 de 2007.] <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/techdoc/>.
57. Wysocki, T.A. e Zepernick, H.J. Characterization of the indoor radio propagation channel at 2.4GHz. **Journal of telecommunications and information technology**. abr. 2000, Vol. 3.
58. Diniz, P.S.R., Silva, E.A.B. e Netto, S.L. **Processamento digital de sinais - Projeto e análise de sistemas**. Porto Alegre : Bookman, 2004.
59. Oppenheim, A.V. e Schafer, R.W. **Discrete-time signal processing**. 2ed. Massachusetts : Persons., 2001.

60. Irwin, J.D. ***Análise de circuitos em engenharia***. [trad.] L.A. Aguirre e J.F.R. Aguirre. São Paulo : Makron Books, 2000. pp. 684-718.
61. Parsons, J.D. ***Mobile Radio Propagation Channel***. West Sussex : John Willey & Sons, Ltda, 2000. pp. 114-189.

APÊNDICE

Os apêndices deste trabalho são apresentados em meio digital, *compact disk* (DC), que acompanha este exemplar escrito.

Contém os gráficos obtidos em cada um dos pontos de medida, tanto para a campanha de medidas com sinal transmitido em banda estreita, como para a campanha de medidas com sinal transmitido em banda larga.

E está organizado em pastas conforme a figura 78:

Figura 78. Organização do CD anexo.