

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

FABIANO VARGAS DA SILVA COELHO

ESTIMATIVA DA DISPERSÃO TEMPORAL DO CANAL RÁDIO
FAIXA LARGA *INDOOR*
SEGUNDO A TÉCNICA DE AGRUPAMENTO DE
MULTIPERCURSOS

NITERÓI
2011

FABIANO VARGAS DA SILVA COELHO

ESTIMATIVA DA DISPERSÃO TEMPORAL DO CANAL
RÁDIO FAIXA LARGA *INDOOR*
SEGUNDO A TÉCNICA DE AGRUPAMENTO DE
MULTIPERCURSOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Professores Orientadores:

Leni Joaquim de Matos, D. Sc. (TET/UFF)

Edson Luiz Cataldo Ferreira, D. Sc. (GMA/UFF)

Niterói
2011

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

— Coelho, Fabiano Vargas da Silva.
Máquina de vetor de relevância aplicada à estimação do canal
multipercorso faixa-larga / Fabiano Vargas da Silva Coelho - Niterói, RJ :
[s.n.], 2011.
101 f.

Orientadores: Leni Joaquim de Matos, Edson Cataldo Ferreira.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -
Universidade Federal Fluminense, 2011.

1. Sondagem. 2. Simulação. 3. Dispersão temporal.
4. Agrupamento de multipercursos.
I. Título.

CDD ———

FABIANO VARGAS DA SILVA COELHO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovada em de 2011.

BANCA EXAMINADORA

Prof.^a Dr.^a LENI JOAQUIM DE MATOS - Orientadora
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. EDSON LUIZ CATALDO FERREIRA - Co-orientador
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. GLÁUCIO LIMA SIQUEIRA
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Prof. Dr. JÚLIO CÉZAR RODRIGUES DAL BELLO
Universidade Federal Fluminense

Prof.^a Dr.^a JACQUELINE SILVA PEREIRA
Universidade Federal Fluminense

Niterói
2011

A meus pais, sempre presentes em minhas conquistas
e sem os quais nenhuma delas seria possível.

Agradecimentos

Aos meus orientadores, professores Leni Joaquim de Matos e Edson Cataldo, por guiarem meus passos ao longo desta jornada. Agradeço, também, pela dedicação e esmero com que conduzem a tarefa de transmitir seus ensinamentos a uma grande parcela da juventude deste país.

Aos meus mestres, pelas lições recebidas ao longo do curso que, com certeza, foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Aos meus pais, Heyde e Luiz Antônio pelo carinho e dedicação incondicionais, pelo apoio e incentivo em todos os meus projetos e pela educação e exemplos transmitidos ao longo de minha vida.

À minha esposa, Patricia, pela compreensão nos momentos, em que apesar da proximidade física, me fiz ausente. Por muitas vezes, para que eu pudesse me dedicar aos estudos, ter acumulado os afazeres da vida cotidiana, conseguindo, apesar das dificuldades transformar nossa casa em um lar.

Resumo

O conhecimento prévio do comportamento dispersivo do canal rádio é essencial para a o projeto de sistemas de comunicação sem fio de alto desempenho. De acordo com a literatura, as características relacionadas à dispersão temporal dos canais *indoor* são muito importantes para a construção de melhores modelos desses canais. O objetivo desta dissertação é o de estimar o comportamento dispersivo do canal rádio, no domínio do tempo, usando dois modelos bem conhecidos: o modelo de Turin, aplicado a canais urbanos e o de Saleh-Valenzuela, aplicado a canais *indoor*. O canal a ser modelado tem características de canais *indoor*. Os parâmetros dos modelos são estimados usando dados experimentais obtidos após a sondagem do canal. Em seguida, a função resposta ao impulso do canal é simulada, para cada modelo discutido, e os resultados relacionados à dispersão temporal do canal simulado são comparados com aqueles correspondentes ao canal real. As conclusões sobre o uso de um ou outro modelo ao canal real são apresentadas.

Palavras-chave: sondagem, simulação, dispersão temporal, agrupamento de multipercursos.

Abstract

The previous knowledge of the radio channel dispersive behaviour is essential to the design of the high performance Wi-Fi communication systems. According to the literature, the characteristics related to the temporal dispersion of indoor channels are very important to construct best models of these channels. The aim of this dissertation is to estimate the radio channel dispersive behavior, in the time domain, using two well known models: the Turin model, applied to urban channels, and the Saleh-Valenzuela model, applied to indoor channels. The channel to be modeled has indoor characteristics. The models parameters are estimated by using experimental data obtained after sounding the channel. Then, the channel impulse response function is simulated, for each model discussed, and the results related to the temporal dispersion of the simulated channel are compared with the ones corresponding to the sounded channel. The conclusions about the use of one or other model to the sounded channel are outlined.

Keywords: sounding, simulation, time dispersion, clustering.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Breve histórico	1
1.2	Motivação	4
1.3	Objetivos	6
1.4	Estruturação	6
2	TEORIA DE CANAL	8
2.1	Caracterização do canal rádio em faixa larga	9
2.1.1	Canal rádio com variação temporal determinística	9
2.2	Canais rádio com variação temporal aleatória	17
2.2.1	Canais estacionários no sentido amplo	20
2.2.2	Canais com espalhadores descorrelacionados	23
2.2.3	Canais estacionários no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados	25
2.3	Caracterização do canal $QWSSUS$	29
2.3.1	Caracterização no domínio do tempo	29
2.3.2	Caracterização no domínio da frequência	30
2.4	Dispersão temporal em ambientes interiores	31
2.4.1	Modelo de Saleh e Valenzuela	32
2.4.2	Modelo de Turin	37
3	SONDAGEM DO CANAL E AMBIENTES DE MEDIÇÕES	38
3.1	Comentários sobre campanha de medições	38

3.1.1	O sistema de medição	39
3.1.2	Resolução temporal e retardo máximo	40
3.1.3	Considerações relativas à caracterização do canal em pequena e grande escalas	41
3.2	Ambientes	43
4	PROCESSAMENTO E ANÁLISE DOS DADOS	49
4.1	Adequabilidade dos dados aos modelos utilizados	49
4.1.1	Dados obtidos e o modelo de Bello	49
4.1.2	Dados obtidos e o modelo de Valenzuela	58
4.2	Ferramentas de processamento dos dados medidos	62
4.2.1	Descrição da técnica <i>Clean</i>	64
4.2.2	Limitações da técnica <i>Clean</i>	66
4.3	Agrupamento de multipercursos e parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela	69
4.3.1	Função <i>K-means</i> e os dados obtidos	69
4.3.2	Parâmetros do canal	72
4.4	Simulação	75
5	RESULTADOS	80
5.1	Parâmetros estimados	80
5.2	Comparação entre simulações	80
5.2.1	Ambiente A1	81
5.2.2	Ambiente A2	84
5.2.3	Ambiente A3	86
5.2.4	Ambiente A4	88
5.2.5	Ambiente A5	90
5.2.6	Ambiente A6	91
5.3	Comentários	92
5.3.1	Situações referentes ao <i>grid</i> 7 do ambiente A1 e ao <i>grid</i> 1 do ambiente A6	92

5.3.2	Problemas relativos ao agrupamento dos multipercursos	94
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	98
6.1	Conclusões	98
6.2	Trabalhos futuros	99

Lista de Figuras

2.1	Canal como um <i>continuum</i> de elementos atrasadores	11
2.2	Canal como um conjunto finito de elementos atrasadores	12
2.3	Canal como um <i>continuum</i> de elementos que promovem deslocamentos Doppler	13
2.4	Canal como um conjunto finito de deslocadores de espectro	13
2.5	Relação entre as funções do canal	18
2.6	Relação entre as funções de autocorrelação do canal	20
2.7	Relação entre as funções de autocorrelação do canal WSS	22
2.8	Relação entre as funções de autocorrelação do canal US	24
2.9	Relação entre as funções de autocorrelação do canal WSSUS	26
2.10	Perfil de potência de retardos com agrupamento de multipercursos	36
3.1	Sistema de medição	39
3.2	<i>Grid</i> de 6x6 pontos	41
3.3	Representação esquemática dos ambientes	44
3.4	Cenários correspondentes aos ambientes A1 e A2	45
3.5	Representação esquemática dos ambientes	46
3.6	Cenários correspondentes aos ambientes A3 e A4	47
3.7	Representação esquemática dos ambientes	48
3.8	Cenário correspondente ao ambiente A5	48
4.1	Exemplos de funções correlação de frequência (ambiente A1)	51
4.2	Funções correlação de frequências médias obtidas nos pontos 5 e 6 do am- biente A1	52

4.3	Função correlação de frequências $R_T(\Omega)$, referente ao ambiente A5	53
4.4	Exemplos de funções correlação temporal (ambiente A1)	55
4.5	Exemplo de comparação entre as funções densidade de probabilidade e distribuição acumulada empíricas da variação em pequena escala da amplitudes dos multipercursos com funções densidade de probabilidade e distribuição acumulada correspondentes a uma variável aleatória do tipo Rayleigh	57
4.6	Perfil de amplitudes em dB normalizado e reta de ajuste.	59
4.7	Exemplos de funções densidades de probabilidade empíricas das fases dos multipercursos correspondentes ao ambiente A3	60
4.8	Ajuste relativo aos números de grupos e número de multipercursos por grupos observados no <i>grid</i> 1 do ambiente A1 com distribuições teóricas de Poisson	62
4.9	Pulso de referência medido no <i>campus</i> do Gragoatá da UFF	64
4.10	Amostras superpostas ao perfil de potência de retardos	65
4.11	Amostras para a estimativa do patamar de ruído	66
4.12	Exemplos de perfis de potência de retardos processados pela técnica <i>Clean</i> com respectivamente 50%, 60%, 70% e 80% de correlação com o pulso de referência.	68
4.13	Gráfico Retardos X Retardos	70
4.14	Exemplo de agrupamento dos instantes de chegada dos multipercursos realizado pelo algoritmo.	71
4.15	Gráfico plotado pela função <i>silhouette</i>	71
4.16	Queda da intensidade dos grupos de multipercursos	74
4.17	Queda da intensidade dos primeiros grupos de multipercursos observada em um <i>grid</i>	75
4.18	(a) Perfil simulado de acordo com o modelo de Saleh-Valenzuela (b)Perfil medido no ambiente A2 no <i>grid</i> 1	78
4.19	(a) Perfil simulado de acordo com o modelo de Turin (b)Perfil medido no ambiente A1 no <i>grid</i> 7	79

5.1	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo do ambiente A1 .	83
5.2	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A2 . . .	84
5.3	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A3 . . .	86
5.4	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A4 . . .	88
5.5	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A5 . . .	90
5.6	Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A6 . . .	91
5.7	Perfis de potência medidos no <i>grid</i> 7 do ambiente A1	92
5.8	Perfis de potência medidos no <i>grid</i> 1 do ambiente A6	93
5.9	Perfis de potência medidos no <i>grid</i> 6 do ambiente A6	93
5.10	Perfis de potência com erros de agrupamento de multipercursos	95
5.11	Perfis de potência com erros de agrupamento de multipercursos	96

Lista de Tabelas

5.1	Parâmetros estimados	82
-----	--------------------------------	----

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Breve histórico

Pode se dizer que a história das comunicações por meio de ondas de rádio possui três marcos fundamentais: (1) o trabalho publicado em 1873 pelo físico e matemático britânico James Clerk Maxwell, intitulado: *A treatise on electricity and magnetism*, no qual é apresentada a teoria eletromagnética; (2) a comprovação experimental da teoria desenvolvida por Maxwell, pelo físico alemão Heinrich Hertz, em 1888; (3) as experiências conduzidas pelo físico e inventor italiano Guglielmo Marconi, entre o final do século XIX e o início do século XX, que mostraram a viabilidade da utilização das ondas eletromagnéticas nas comunicações em longas distâncias.

Em relação às comunicações móveis, o marco inicial, amplamente referenciado na literatura técnica, corresponde à implantação, em 1921, no departamento de polícia de Detroit (EUA), de um sistema, que utilizava modulação em amplitude e operava na frequência de 2 MHz. Tratava-se de um sistema unidirecional que se prestava ao envio de mensagens às viaturas do departamento e cujo retorno obrigava a utilização da rede de telefonia fixa, ou seja, um precursor do serviço de busca (*paging*).

A partir deste primeiro serviço móvel, observou-se uma crescente evolução das comunicações sem fio. Tal evolução é marcada por uma série de eventos, citados a seguir, em ordem cronológica, no período que antecedeu à implantação do primeiro sistema que empregou a estrutura celular:

- 1928 -Desenvolvimento do receptor superheterodino;
- 1935 -Invenção da modulação em frequência;
- 1946 -primeiro serviço móvel manual de telefonia pública nos Estados Unidos (150 MHz), consequência direta do desenvolvimento tecnológico realizado durante a 2ª Guerra Mundial;
- 1947 -serviço móvel para auto-estrada (35 MHz);
- 1956 -serviço móvel manual em 450 MHz;
- 1964 -serviço automático em 150 MHz denominado IMTS (*Improved Mobile Telephone System*);
- 1969 -serviço automático (IMTS) em 450 MHz;
- 1975 -atribuição pela FCC (*Federal Communication Commission*) nos Estados Unidos, da faixa de 800 MHz para telefonia móvel celular.

A estrutura celular foi desenvolvida nos laboratórios Bell (*Bell Labs USA*), em 1947. No entanto, somente após decisão da FCC, no sentido de atribuir uma faixa de frequências em 800 MHz para sistemas celulares, foi possível a realização de testes de campo com vistas à implantação destes sistemas. Em 1978, foi posto em operação, na cidade de Chicago (EUA), em caráter experimental, o primeiro sistema celular baseado no padrão analógico AMPS (*Advanced Mobile Phone System*). Devido a problemas ligados à regulamentação do novo serviço, sua operação comercial somente teve início em 1983, cinco anos mais tarde. Neste ínterim, outros países desenvolveram seus próprios sistemas celulares tendo, por referência, o padrão analógico AMPS. Estes primeiros sistemas celulares constituem a denominada primeira geração da telefonia móvel celular.

Visando atender à crescente demanda mundial, ainda na década de 80, foram iniciados estudos no sentido de se desenvolver sistemas que empregassem a tecnologia digital de transmissão tendo em vista, além do aumento da capacidade dos sistemas, o atendimento a critérios de melhor qualidade e maior robustez às interferências. Tais

sistemas foram implantados a partir da década de 90 e formam a segunda geração dos sistemas celulares.

Ainda na década de 90, foi verificada a necessidade de se criar um padrão tecnológico que assegurasse compatibilidade mundial entre os sistemas móveis a fim de tornar possível o *roaming* internacional. Este fato, aliado ao constante aumento no número de usuários dos sistemas móveis, à crescente demanda por transmissão de dados em alta velocidade e, ainda, à necessidade cada vez maior de que as informações chegassem a seu destino em tempo real, impulsionaram os sistemas móveis celulares na direção de seu terceiro estágio de evolução.

No início dos anos 2000, a UIT (União Internacional de Telecomunicações, em inglês, ITU) elaborou um conjunto de requisitos correspondentes às novas demandas a fim de possibilitar que propostas de tecnologias candidatas a supri-las pudessem ser apresentadas. O novo padrão de telefonia móvel que ora nasce foi, inicialmente, batizado de FLPMTS (*Future Land Mobile Telecommunication System*) e, posteriormente, seu nome foi modificado para IMT-2000 (*International Mobile Telecommunication-2000*). As principais características da terceira geração das comunicações móveis são: (1) possibilidade do *roaming* mundial; (2) acesso irrestrito à *internet* de banda larga; (3) compatibilidade entre os sistemas de segunda geração, ainda existentes, e com as redes fixas; (4) elevadas taxas de transmissão de dados, possibilitando aplicações multimídia e, conseqüentemente, uma ampla variedade de serviços a serem oferecidos aos consumidores.

O desenvolvimento das comunicações sem fio, como se pode verificar, é contínuo e rápido. A quarta geração das comunicações móveis, apesar de não ter, ainda, todos seus requisitos bem definidos e depender de regulamentação para sua operação, em escala global, está sendo, gradativamente, implementada por meio de sistemas como o *WiMAX* e o *LTE (Long Term Evolution)*, e propõe uma união dos mais variados serviços, com altas taxas, num único aparelho. As comunicações sem fio vêm se tornando parte essencial da vida moderna. Os novos serviços que vão sendo disponibilizados, à medida que os sistemas celulares avançam por suas etapas evolutivas, estão de tal forma se incorporando às atividades de pessoas e organizações, que pode-se afirmar, atualmente, são determinantes

no desenvolvimento econômico global.

1.2 Motivação

Com a evolução dos sistemas de tecnologia sem fio para a terceira geração, as fronteiras entre serviços de telefonia celular e demais serviços, que empregam comunicação via rádio, tornaram-se tênues. Atualmente, telefones celulares, *internet* em banda larga sem fio e a cabo, sistemas satélite, redes locais sem fio, etc... trabalham integradas, agilizando e flexibilizando cada vez mais a troca de informações em torno do planeta. A expansão da demanda por produtos e serviços que envolvem sistemas *wireless* de comunicações aponta na direção da predominância da utilização de comunicações rádio sobre os demais meios. A ampliação da variedade de serviços disponibilizados por meio de sistemas sem fio e, ainda, a transmissão de informações a taxas mais elevadas, vêm tornando as larguras de faixa requeridas para a operação dos sistemas cada vez maiores. Tendo em vista que o espectro de frequências é um recurso escasso, mais esforços têm sido envidados no sentido de se otimizar o uso do canal rádio a fim de se obter a relação de compromisso ideal entre desempenho, consumo de energia e largura de faixa.

O canal rádio representa, por si mesmo, a maior limitação ao desempenho dos sistemas *wireless* de comunicação, logo, desde o desenvolvimento dos primeiros sistemas de comunicações sem fio, procurou-se caracterizar o comportamento do canal, a fim de dimensionar corretamente os componentes dos sistemas, otimizando os projetos dos mesmos. Dado o caráter aleatório do comportamento do canal rádio, principalmente em áreas edificadas, onde operam a maior parte dos sistemas modernos, a tendência foi a de se utilizar uma abordagem estatística na sua caracterização. Nos primeiros sistemas móveis, incluindo-se aí, a primeira geração dos sistemas celulares, a questão mais importante no que tange à recepção do sinal de informação, livre de interferências, consistia no correto dimensionamento da potência irradiada, com o objetivo de obter uma cobertura satisfatória em toda a área de operação.

Com a introdução da transmissão de sinais digitais, ocorrida na evolução dos sistemas celulares para a segunda geração, a questão da influência do canal rádio sobre os

sinais que por ele trafegam, tornou-se mais severa, requerendo ferramentas de análise mais sofisticadas na avaliação de seus efeitos. De fato, as formas de onda utilizadas na transmissão de informações nos sistemas digitais consistem de pulsos de curtíssima duração que, ao sofrerem os efeitos dos mecanismos de propagação, tais como reflexão, difração e refração, chegam ao receptor sob a forma de um conjunto de réplicas atenuadas, defasadas e retardadas, às quais são conhecidas como multipercursos. Os multipercursos, referentes a um pulso emitido em um determinado instante, podem interferir com um pulso transmitido em um instante posterior, distorcendo a informação que este transportava. Este fenômeno é chamado de interferência intersimbólica, que não pode ser minimizada simplesmente pelo aumento da relação sinal-ruído. Para que se possa combater ou explorar os efeitos da propagação por multipercursos é necessário estimar parâmetros do canal que permitam prever o comportamento do mesmo em relação à dispersão, ou seja, é necessário desenvolver modelos que procurem prever quanto tempo, em média, se deve aguardar entre a transmissão de dois pulsos de informação para que os efeitos relativos à interferência intersimbólica sejam minimizados. Torna-se claro, portanto, que a dispersão temporal do canal limita a taxa de transferência de informação dos sistemas.

Modelos que forneçam uma estimativa precisa da dispersão temporal de um sinal possibilitam a predição da taxa com a qual um sistema pode operar, sem a necessidade de extensas campanhas de medidas ou, ainda, dimensionar previamente componentes de sistemas que minimizem os efeitos da interferência intersimbólica, economizando, assim, tempo e recursos. A terceira geração das comunicações móveis trouxe consigo o incremento das aplicações dos sistemas *wireless* em ambientes interiores. Tais ambientes, devido às distâncias envolvidas e ao grande número de superfícies refletivas, possuem características diversas quanto à dispersão temporal do sinal, daquelas inerentes a ambientes exteriores. Assim, vêm sendo realizados estudos, relativos à recepção de sinais rádio via multipercursos, em ambientes internos, tendo como foco o desenvolvimento de modelos que permitam prever o comportamento do sinal rádio nestes ambientes.

O esforço matemático-computacional, necessário ao desenvolvimento de modelos, que procuram descrever os efeitos da propagação em multipercursos nos ambientes inte-

riores, é consideravelmente maior que aquele dispendido no desenvolvimeto de modelos para ambientes externos, dada a maior complexidade daqueles. Não está bem claro, na literatura técnica, entretanto, se a relação entre custos e benefícios, resultante do desenvolvimento de tais modelos é compensatória, ou seja, não seria mais vantajoso empregar os modelos, já consagrados para ambientes externos, na caracterização da dispersão temporal do canal rádio *indoor*? - É no sentido de fornecer subsídios para ajudar a responder esta questão que se desenvolve o presente trabalho.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é a comparação do modelo de Saleh-Valenzuela [2], desenvolvido para ambientes interiores, e o de Turin [3], desenvolvido para caracterizar o canal rádio correspondente a ambientes urbanos, no que se refere à estimativa da dispersão temporal do canal rádio. Para tal, utilizar-se-á os valores relativos ao espalhamento de retardo, calculados a partir dos dados obtidos na campanha de medições conduzidas por Souza [1] como referência. Para atingir o objetivo principal deste trabalho foram traçadas as seguintes metas:

- Realizar o processamento dos dados medidos por Souza;
- Desenvolver um algoritmo que calcule os parâmetros estatísticos apresentados nos trabalhos de Saleh-Valenzuela e Turin;
- Desenvolver um algoritmo que simule a resposta ao impulso do canal segundo os dois modelos estudados;
- Calcular os parâmetros dispersivos referentes às duas simulações realizadas e compará-los com os parâmetros dispersivos calculados a partir dos dados experimentais.

1.4 Estruturação

Esta dissertação foi dividida em seis capítulos, relacionados a seguir, com um breve resumo dos assuntos abordados em cada um destes:

- Capítulo I - Apresenta um breve histórico da evolução das telecomunicações, procurando situar o leitor no patamar de desenvolvimento dos sistemas móveis à época do desenvolvimento deste trabalho, traça os objetivos a serem alcançados e descreve a estrutura do presente trabalho;
- Capítulo II- Fornece os fundamentos teóricos mínimos necessários à compreensão do estudo realizado;
- Capítulo III- Apresenta uma descrição sucinta da campanha de medidas realizada por Souza e dos ambientes analisados neste trabalho;
- Capítulo IV- Descreve: (1) as ferramentas de processamento dos dados experimentais, (2) Os processo utilizados na estimativa dos parâmetros do canal (3) O funcionamento do programa de simulação da resposta do canal;
- Capítulo V- Apresenta os resultados obtidos e tece comentários julgados pertinentes em relação aos mesmos;
- Capítulo VI- Apresenta as conclusões obtidas a partir da análise dos resultados e fornece algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

TEORIA DE CANAL

Em áreas edificadas, as antenas móveis componentes dos sistemas celulares se situam abaixo do nível das construções, não havendo, em geral, visada direta entre elas e as estações base. A recepção do sinal rádio, nesta situação, ocorre por meio dos multipercursos, que são versões do sinal transmitido, às quais têm origem na reflexão, difração e refração do mesmo, nos obstáculos presentes no ambiente correspondente ao canal. Estas versões chegam à antena receptora, em cada instante de tempo, aleatoriamente atrasadas, defasadas e atenuadas, devido à variabilidade temporal do canal rádio. O sinal recebido é o resultado da combinação destes multipercursos em cada instante de tempo.

Na transmissão de sinais digitais por canais onde predomina a recepção do sinal via multipercursos, são introduzidos erros durante o processo de transmissão, devido à interferência intersimbólica, os quais se devem à dispersão temporal do canal rádio, ou seja, aos atrasos com os quais os multipercursos chegam ao receptor. No domínio da frequência, a dispersão temporal é vista como a distorção do espectro do sinal transmitido, sendo esta distorção tão mais severa quanto mais intenso é o comportamento dispersivo do canal, no domínio do tempo. Tendo em vista o comportamento aleatório do canal rádio, se faz necessário o desenvolvimento de um modelo estatístico que procure caracterizar o comportamento dispersivo do canal rádio.

2.1 Caracterização do canal rádio em faixa larga

Kailath [4], baseado na caracterização analítica dos filtros lineares variantes com o tempo, desenvolvida por Zadeh [5], caracteriza o canal rádio como um filtro linear aleatoriamente variante com o tempo, cujas funções características fornecem a visão dos fenômenos inerentes ao processo de transmissão de sinais.

Bello [6], com base no conceito de dualidade entre tempo e frequência, generaliza a caracterização do canal rádio, apresentando um modelo, em termos de funções características de sistemas, que interpreta o canal como um sistema modulador variante com a frequência da portadora, aplicável na caracterização da seletividade temporal do canal rádio (modelo dual ao desenvolvido por Kailath). Agrupando as funções referentes aos dois modelos, segundo suas relações de dualidade e transformada de Fourier, Bello [6] apresenta um modelo estatístico geral, compacto e abrangente para o canal rádio em termos das funções representativas de sistemas. Bello [6] demonstra, que sob certas condições, às quais parecem ocorrer em grande parte das situações práticas, o canal rádio pode ser considerado estacionário no sentido amplo no que se refere ao modo como este afeta as diversas componentes espectrais de um sinal e quanto à variação temporal da resposta do canal a cada uma destas componentes. Bello [6] demonstra, ainda, que uma vez verificado que um canal pode ser considerado estacionário no sentido amplo, sua caracterização se torna mais simples e mais, se a variação da resposta do canal segue uma distribuição normal, uma caracterização estatística completa (em termos da função densidade de probabilidade da resposta do canal em cada instante) fica estabelecida.

2.1.1 Canal rádio com variação temporal determinística

O modelo descrito, neste capítulo, corresponde à caracterização do canal rádio como um filtro linear (modelo desenvolvido por Kailath [4]), visto que no caso da transmissão de sinais digitais (sinais com faixa larga), é de vital importância conhecer a influência do canal rádio ao longo das amplas faixas de frequência ocupadas por estes sinais.

O canal rádio é visto como um sistema linear que relaciona, por meio de funções, sinais de excitação e sinais de resposta. Estes sinais podem ser descritos nos domínios

do tempo e da frequência. Logo quatro abordagens são possíveis no que se refere à caracterização do canal em termos de funções matemáticas:

- 1º. Relação entre o sinal de excitação e o sinal de resposta, ambos no domínio do tempo;
- 2º. Relação entre o espectro do sinal de excitação e o espectro do sinal de resposta (caracterização no domínio da frequência);
- 3º. Relação entre o espectro do sinal de excitação e o sinal de resposta, no domínio do tempo;
- 4º. Relação entre o sinal de excitação no domínio do tempo e o espectro do sinal de resposta.

Caracterização no domínio do tempo

Antes de dar início à caracterização analítica do canal rádio, cabe ressaltar a utilização do conceito de envoltória complexa, o qual será utilizado para representar os sinais de excitação e resposta do canal. Considere o sinal complexo $x(t) = |x(t)|e^{j\theta(t)}$ que modula uma portadora $p(t) = e^{j2\pi f_c t}$, $x(t)$ é chamado de envoltória complexa do sinal resultante da modulação.

Da teoria de sistemas lineares invariantes com o tempo, aplicada à caracterização de filtros, sabe-se que a resposta deste filtro a um sinal de excitação no domínio do tempo é, de forma geral, dada pela convolução da envoltória complexa $z(t)$ deste sinal com a resposta ao impulso deste filtro $g(t)$ conforme a Eq. 2.1.

$$w(t) = (z * g)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \varepsilon)g(\varepsilon)d\varepsilon \quad (2.1)$$

Na caracterização de filtros lineares com variação temporal determinística, entretanto, a resposta ao impulso destes filtros deve variar com o transcurso do tempo. A resposta a um sinal de excitação no domínio do tempo pode ser caracterizada, neste caso, de acordo

com a Eq. 2.2.

$$w(t) = (z * g)(t, t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \varepsilon)g(t, \varepsilon)d\varepsilon \quad (2.2)$$

onde se observa a variação temporal da resposta deste filtro ao impulso.

No que se refere a canais rádio, a Eq. 2.2 conduz à seguinte interpretação física dos mesmos: o canal rádio é um sistema composto por um *continuum* de espalhadores infinitesimais com funções de ganho $g(t, \varepsilon)$, variantes com o tempo, associadas a cada um destes, conforme a Fig. 2.1, os quais inserem retardos em um sinal de excitação dentro do intervalo $(\varepsilon, \varepsilon + d\varepsilon)$. A resposta do canal corresponde à superposição das várias versões da função de excitação, retardadas e defasadas pelos diversos espalhadores infinitesimais e multiplicadas (moduladas) pelas respectivas funções de ganho. A função $g(t, \varepsilon)$ no artigo publicado por Bello[6], recebe o nome de *input delay spread function*. Conforme o nome dado à função que caracteriza o canal sugere, e de acordo com a Fig. 2.1, verifica-se que os retardos são inseridos no sinal de excitação do canal na entrada do mesmo.

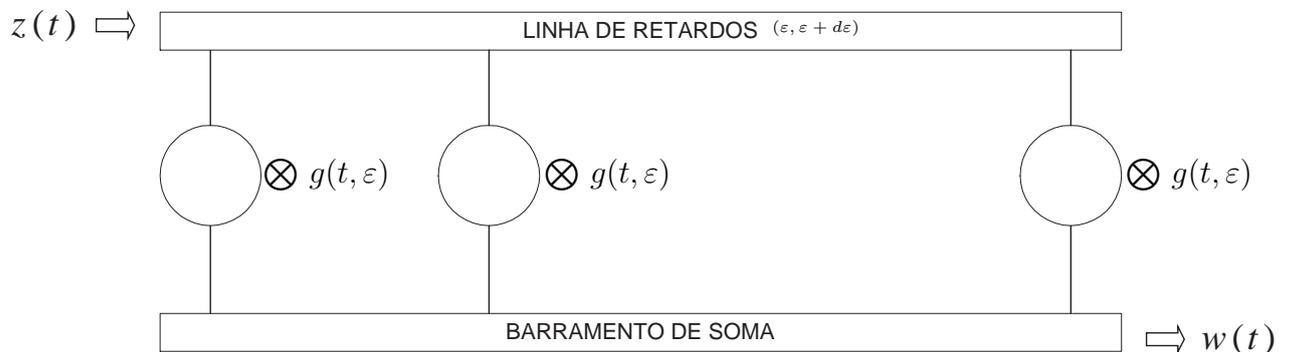


Figura 2.1: Canal como um *continuum* de elementos atrasadores

O tempo de duração dos sinais de faixa larga, em geral, pequeno se comparados aos retardos promovidos pelo canal, e a disposição dos espalhadores, no ambiente, permitem caracterizar o canal, não como um *continuum* de espalhadores, mas como um conjunto finito de espalhadores consideravelmente espaçados entre si, conforme a Fig. 2.2, logo a Eq. 2.2 pode ser escrita na forma de um somatório conforme a Eq. 2.3. Mais adiante, este fato será abordado com maiores detalhes.

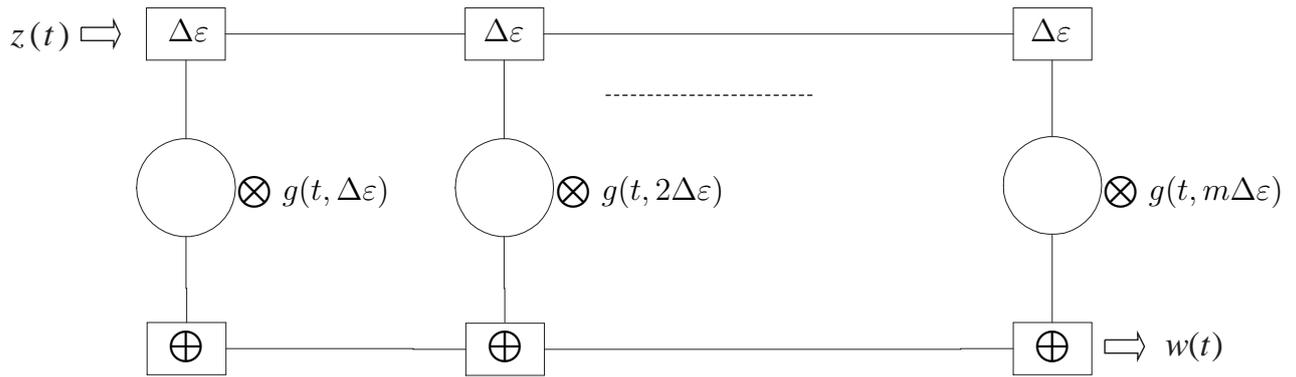


Figura 2.2: Canal como um conjunto finito de elementos atrasadores

$$w(t) = \sum_{m=1}^n z(t - m\Delta\varepsilon)g(t, m\Delta\varepsilon)\Delta\varepsilon \quad (2.3)$$

Caracterização no domínio da frequência

A caracterização do canal rádio, no domínio da frequência, corresponde a uma caracterização dual àquela efetuada para o domínio do tempo, envolvendo, desta forma, grandezas, fenômenos e processos duais àqueles apresentados na caracterização do canal neste domínio. O canal rádio, analisado do ponto de vista do domínio da frequência, pode ser descrito como um *continuum* de funções de transferência (elementos duais a elementos moduladores), as quais produzem diversas versões filtradas do espectro do sinal de entrada. A tais funções estão associados elementos, os quais por sua vez, promovem deslocamentos Doppler (grandeza dual aos retardos), no intervalo $(\nu, \nu + d\nu)$, nas diversas réplicas filtradas de $Z(f)$, conforme a Fig. 2.3. A resposta do canal consiste na superposição das diversas réplicas do espectro sinal de entrada, filtradas e deslocadas. A Eq. 2.4 descreve analiticamente esta caracterização.

$$W(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f - \nu)G(f - \nu, \nu)d\nu \quad (2.4)$$

Onde, $G(f, \nu)$ é denominada por Bello [6], *output Doppler spread function*. Cumpre observar que, neste caso, as versões de $Z(f)$ são filtradas e as funções resultantes sofrem os deslocamentos Doppler, em oposição ao que ocorre no domínio do tempo, onde as réplicas

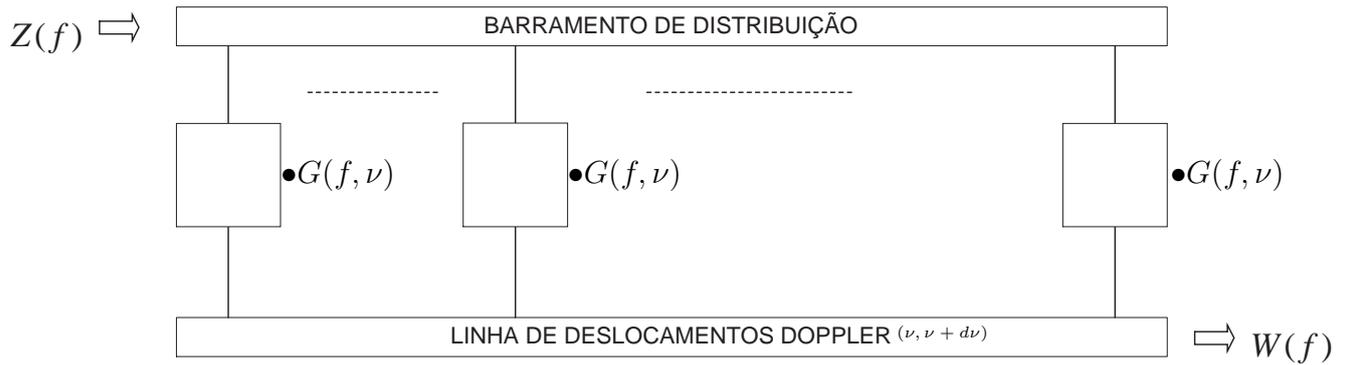


Figura 2.3: Canal como um *continuum* de elementos que promovem deslocamentos Doppler

de $z(t)$ são primeiro retardadas e depois ocorre a multiplicação pelas funções de ganho. Cabe ressaltar que, como o próprio nome dado a esta função sugere, e de acordo com Fig. 2.3, os deslocamentos Doppler são inseridos no sinal, na saída do canal.

Na prática, os comprimentos de onda das componentes espectrais, que formam um sinal de faixa larga transmitido via rádio, em geral, consideravelmente menores que o espaçamento entre os principais espalhadores presentes no canal, e a disposição destes no ambiente permitem considerar o canal não como um *continuum* de espalhadores, mas como um conjunto finito de espalhadores espaçados entre si conforme a Fig. 2.4, logo a Eq. 2.4 pode ser escrita na forma de um somatório conforme a Eq. 2.5. Este fato, mais adiante, será comentado com maiores detalhes.

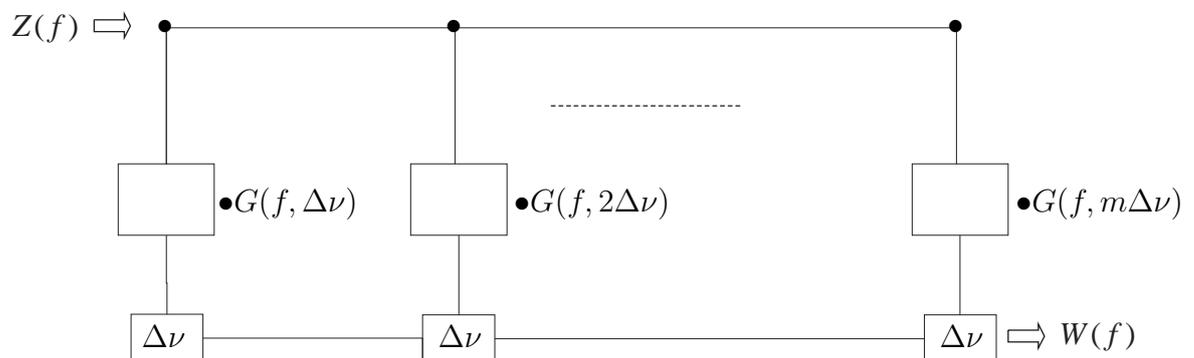


Figura 2.4: Canal como um conjunto finito de deslocadores de espectro

$$w(t) = \sum_{m=1}^n Z(f - m\Delta\nu)G(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu)\Delta\nu \quad (2.5)$$

A função de transferência variante no tempo

Um filtro é um sistema que possui seletividade em frequência. O canal rádio, por ser considerado como um filtro, também deve possuir esta característica, entretanto, como o canal rádio se modifica com o transcurso do tempo, a função de transferência característica do canal rádio também deve variar com o passar do tempo. Para se caracterizar o comportamento do canal, no que se refere à seletividade em frequência, é necessário lembrar que, pela teoria de Fourier aplicada a análise de sinais, um sinal no domínio do tempo pode ser expresso por meio de uma superposição de componentes espectrais.

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f)e^{j2\pi ft}df \quad (2.6)$$

Tomando-se uma destas componentes, $e^{j2\pi lt}$, e substituindo na Eq. 2.2, encontra-se como resposta do canal a esta exponencial:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi l(t-\varepsilon)}g(t, \varepsilon)d\varepsilon \quad (2.7)$$

Rearranjando os termos, chega-se a:

$$w(t) = e^{j2\pi lt} \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)e^{-j2\pi l\varepsilon}d\varepsilon \quad (2.8)$$

onde: $T(l, t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)e^{-j2\pi l\varepsilon}d\varepsilon$, generalizando este resultado para uma componente de frequência “ f ” qualquer vem:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)e^{-j2\pi f\varepsilon}d\varepsilon \quad (2.9)$$

o que permite concluir que $T(f, t)$ é a transformada de Fourier de $g(t, \varepsilon)$ em relação à variável ε , ou seja, $T(f, t)$ representa a resposta em frequência do canal, devido à influência dos espalhadores, a uma componente espectral “ f ”.

Substituindo a Eq. 2.6 na Eq. 2.2 e lembrando da relação explicitada pela Eq. 2.9 chega-se à Eq. 2.10.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f)T(f, t)e^{j2\pi ft} df \quad (2.10)$$

A equação 2.10 mostra a resposta do canal, no domínio do tempo, a um sinal de excitação $Z(f)$. Conclui-se, portanto, que a determinação da resposta do canal rádio, no domínio do tempo, a um sinal de excitação, possui o mesmo tratamento analítico que aquele dispensado a sistemas lineares invariantes no tempo, ou seja, calcula-se a transformada de Fourier do produto do espectro do sinal de excitação pela função de transferência do sistema. No caso do canal rádio, entretanto, a função de transferência varia com o tempo.

A função $T(f, t)$ relaciona o espectro do sinal de excitação do canal com a resposta a este sinal no domínio do tempo constituindo, portanto, a terceira abordagem possível para se caracterizar o canal como um filtro linear variante no tempo.

Cabe ressaltar que a transformada de Fourier de $e^{j2\pi lt}$ é igual à $\delta(f - l)$. Substituindo este impulso na Eq. 2.4, realizando as devidas mudanças de variáveis, pode se provar que:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f, \nu)e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (2.11)$$

ou seja, $T(f, t)$ é a transformada de Fourier inversa de $G(f, \nu)$ em relação à variável ν . De fato, a resposta do canal a uma exponencial temporal complexa deve equivaler à resposta do canal a um impulso no domínio da frequência situado na frequência desta exponencial.

A função delay Doppler spread function

As funções *input delay spread function* e *output Doppler spread function* caracterizam, respectivamente, de forma separada, os comportamentos dispersivos do canal rádio nos domínios do tempo e da frequência. É possível e particularmente útil desenvolver uma função característica do canal que descreva simultaneamente estes dois comportamentos.

Funções características de sistemas relacionam sinais de excitação com sinais de resposta. Os deslocamentos Doppler e os retardos ocorrem simultaneamente e aqueles podem ser vistos como uma consequência destes. Assim, uma função representativa do canal

rádio que caracterize os comportamentos dispersivos do mesmo, nos domínios do tempo e da frequência, pode interpretar os retardos como a excitação do canal e os deslocamentos Doppler como a respectiva resposta.

Representando a função *input delay spread function* por meio de seu espectro vem (lembrar que o domínio transformado correspondente à variável tempo, como se pode observar pela Eq. 2.11, é o domínio Doppler):

$$g(t, \varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} U(\varepsilon, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (2.12)$$

substituindo o integrando da Eq. 2.12 na Eq. 2.2 chega-se à Eq. 2.13, à qual representa a resposta do canal rádio a um sinal de excitação $z(t)$.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \varepsilon) U(\varepsilon, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\varepsilon \quad (2.13)$$

Quando um espalhador promove um retardo em um sinal, este retardo promove a defasagem das diversas componentes de frequência deste sinal. A mobilidade do canal rádio (variação do retardo com o tempo) ocasiona a variação desta defasagem com o tempo, o que provoca os deslocamentos Doppler das componentes espectrais, que constituem o sinal transmitido. Desta forma, o canal, segundo a Eq. 2.13, é visto como um *continuum* de espalhadores infinitesimais que promovem retardos no intervalo $(\varepsilon, \varepsilon + d\varepsilon)$, os quais, por sua vez, produzem deslocamentos Doppler no intervalo $(\nu, \nu + d\nu)$. Notar que, segundo a Eq. 2.13, a resposta do canal corresponde à uma superposição de retardos do sinal transmitido, atenuados por $U(\varepsilon, \nu)$, os quais sofrem deslocamentos Doppler. Cabe lembrar que, devido às durações temporais dos sinais e frequências envolvidas na transmissão via rádio de sinais digitais, os espalhadores podem ser vistos, não como um *continuum*, mas como um conjunto espaçado de espalhadores.

Esta abordagem consiste na quarta abordagem possível no tratamento do canal rádio como um filtro linear com variação determinística, à qual corresponde à relação de entrada do canal, no domínio do tempo, e a resposta do canal, no domínio da frequência. Uma vez que, conhecendo o sinal transmitido, pode-se, a partir do conhecimento do

comportamento dispersivo do canal no domínio do tempo, determinar o comportamento dispersivo do canal no domínio da frequência e, conseqüentemente, o espectro do sinal de resposta do canal.

Cabe, ainda, observar que aplicando a transformada de Fourier nos dois lados da Eq. 2.12 encontra-se como resultado:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} U(\varepsilon, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \right] e^{-j2\pi f \varepsilon} d\varepsilon \quad (2.14)$$

invertendo-se a ordem de integração na Eq. 2.14 tem-se que:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} U(\varepsilon, \nu) e^{-j2\pi f \varepsilon} d\varepsilon \right] e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (2.15)$$

A integral entre colchetes na Eq. 2.15 fornece uma função dependente das variáveis “ f ” e “ ν ”, então pode-se afirmar que a Eq. 2.15 representa a transformada inversa de Fourier de uma função $F(f, \nu)$ em respeito à variável “ ν ”, e ainda que esta transformada inversa de Fourier representa a função $T(f, t)$. O que permite concluir, tendo em vista a Eq. 2.11, que o integrando entre colchetes na Eq. 2.14 corresponde à $G(f, \nu)$, ou seja: $G(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} U(\varepsilon, \nu) e^{-j2\pi f \varepsilon} d\varepsilon$, a função *output Doppler spread function* é a transformada de Fourier da função *delay Doppler spread function* com relação à “ ε ”.

As relações por transformada de Fourier, direta e inversa, entre as funções do canal se encontram resumidas na Fig. 2.5. Como as funções do canal são dependentes de duas variáveis, nas relações por transformada de Fourier uma das variáveis é convertida para seu correspondente domínio transformado, enquanto a outra permanece como parâmetro fixo.

2.2 Canais rádio com variação temporal aleatória

As funções apresentadas na seção anterior caracterizam o comportamento do canal rádio em relação às variáveis representativas dos fenômenos inerentes à transmissão de sinais de faixa larga via ondas de rádio. Como o canal rádio varia de forma aleatória com

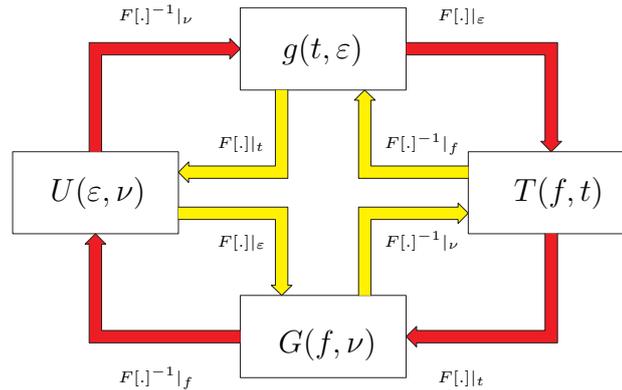


Figura 2.5: Relação entre as funções do canal

o decorrer do tempo, as funções do canal são, na realidade, processos estocásticos que caracterizam o comportamento aleatório do canal em relação as variáveis envolvidas no processo de transmissão de sinais, quais sejam: tempo, retardo, frequência e deslocamento Doppler. As funções desenvolvidas na seção anterior correspondem, portanto, à funções amostras destes processos estocásticos.

Uma caracterização completa do comportamento do canal é obtida por meio das funções densidade de probabilidade bi-dimensionais dos processos aleatórios que representam o mesmo, entretanto, os dados obtidos por meio de sondagens do canal rádio não fornecem, em geral, informações suficientes para a determinação destas funções. É possível, entretanto, se obter uma caracterização do canal por meio das funções autocorrelação das funções do canal rádio. Tal caracterização pode ser obtida a partir da sondagem do canal rádio, e apesar de menos precisa fornece resultados satisfatórios, uma vez que permite a determinação da função autocorrelação da resposta do canal, nos domínios do tempo e de frequência.

As funções autocorrelação, que representam o comportamento do canal rádio, são escritas em termos de funções amostra que caracterizam o canal em cada instante, de seguinte forma:

$$E[g(t, \varepsilon)^* g(s, \eta)] = R_g(t, s; \varepsilon, \eta) \quad (2.16)$$

$$E[G(f, \nu)^* G(l, \mu)] = R_G(f, l; \nu, \mu) \quad (2.17)$$

$$E[T(f, t)^*T(l, s)] = R_T(f, l; t, s) \quad (2.18)$$

$$E[U(\varepsilon, \nu)^*U(\eta, \mu)] = R_U(\varepsilon, \eta; \nu, \mu) \quad (2.19)$$

onde: t e s correspondem à variável tempo, ε e η correspondem à variável retardo, f e l correspondem à frequência e ν e μ à variável Doppler.

Tomando-se como exemplo a relação $T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)e^{-j2\pi f\varepsilon}d\varepsilon$ para canais com variação determinística, pode-se escrever:

$$T(f, t)^*T(l, s) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)^*e^{j2\pi f\varepsilon}d\varepsilon \int_{-\infty}^{\infty} g(s, \eta)e^{-j2\pi l\eta}d\eta \quad (2.20)$$

aplicando o valor esperado a ambos os lados da equação vem:

$$E[T(f, t)^*T(l, s)] = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} g(t, \varepsilon)^*e^{j2\pi f\varepsilon}d\varepsilon \int_{-\infty}^{\infty} g(s, \eta)e^{-j2\pi l\eta}d\eta\right] \quad (2.21)$$

rearrumando os termos e escrevendo os valores esperados em termos das Eqs. 2.16 e 2.18 chega-se a:

$$R_T(f, l; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_g(t, s; \varepsilon, \eta)e^{j2\pi(f\varepsilon - l\eta)}d\varepsilon d\eta \quad (2.22)$$

Na equação 2.22, $R_T(f, l; t, s)$ corresponde à transformada de Fourier da autocorrelação $R_g(t, s; \varepsilon, \eta)$, relativamente às variáveis ε e η , enquanto as variáveis t e s permanecem como parâmetros fixos. Cabe ressaltar que as variáveis, nas Eqs. 2.16 a 2.19, referentes aos diferentes domínios (retardo, tempo, frequência e Doppler) estão separadas por ponto e vírgula, indicando que nas relações por transformada de Fourier, as variáveis pertencentes a um mesmo domínio são convertidas para o correspondente domínio transformado, enquanto as demais permanecem como parâmetros fixos, analogamente ao que ocorre no equacionamento do canal com variação determinística. Como são utilizadas integrais duplas no relacionamento por transformadas de Fourier entre as funções do canal, no caso dos canais aleatórios, diz-se que estes relacionamentos ocorrem via dupla transformada de Fourier em oposição ao que acontece com os canais de variação determinística. As relações entre as funções autocorrelação do canal com variação temporal aleatória são resumidas pela Fig. 2.6.

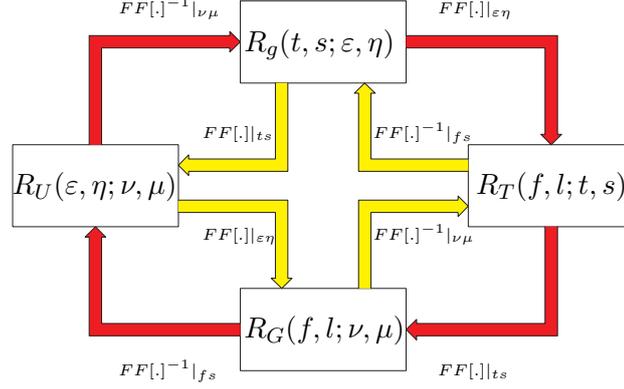


Figura 2.6: Relação entre as funções de autocorrelação do canal

2.2.1 Canais estacionários no sentido amplo

Canais estacionários no sentido amplo (*Wide sense stationary channel-WSS*) são aqueles cujas estatísticas das variações temporais são constantes. Partindo-se das funções autocorrelação dependentes da variável tempo, referentes a um canal aleatório genérico, (Eqs. 2.16 a 2.19) determinam-se as funções autocorrelação referentes aos canais estacionários no sentido amplo, dependentes de intervalos temporais.

As funções dependentes de dois instantes de tempo t e s passam a ser função de um intervalo de tempo $\tau = s - t$, conforme as Eqs. 2.23 e 2.24.

$$E[g(t, \varepsilon) * g(\tau + t, \eta)] = R_g(\tau; \varepsilon, \eta) \quad (2.23)$$

$$E[T(f, t) * T(l, \tau + t)] = R_T(f, l; \tau) \quad (2.24)$$

Para se determinar as demais funções do canal, utilizam-se as relações de transformada de Fourier. Utilizando-se como exemplo a relação entre $R_g(t, s; \varepsilon, \eta)$ e $R_U(\varepsilon, \eta; \nu, \mu)$ por transformada de Fourier, tem-se que:

$$R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_g(t, s; \varepsilon, \eta) e^{j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (2.25)$$

como $R_g(t, s; \varepsilon, \eta)$ é função do intervalo de tempo $s = \tau + t$, substituindo na Eq. 2.25,

vem:

$$R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_g(t, \tau + t; \varepsilon, \eta) e^{j2\pi[\nu t - \mu(\tau+t)]} dt d\tau \quad (2.26)$$

rearranjando os termos chega-se a:

$$R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau; \varepsilon, \eta) e^{-j2\pi\tau\mu} d\tau \quad (2.27)$$

onde a primeira integral corresponde a um impulso unitário $\delta(\nu - \mu)$ que é diferente de zero somente em $\nu = \mu$. Reescrevendo a Eq. 2.27 em termos deste impulso encontra-se:

$$R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau; \varepsilon, \eta) e^{-j2\pi\tau\nu} d\tau \quad (2.28)$$

A equação 2.28 mostra que a função autocorrelação $R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu)$ é diferente de zero somente quando $\mu = \nu$. A integral na Eq. 2.28 corresponde à transformada de Fourier de um processo aleatório estacionário no sentido amplo, na variável tempo, o que corresponde à densidade espectral de potência deste processo no domínio transformado, neste caso o domínio ν . Fazendo $\int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau; \varepsilon, \eta) e^{-j2\pi\tau\nu} d\tau = P_U(\varepsilon, \eta, \nu)$ chega-se finalmente à:

$$R_U(\varepsilon, \eta, \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_U(\varepsilon, \eta; \nu) \quad (2.29)$$

De forma similar, chega-se à função autocorrelação $R_G(f, l; \nu, \mu)$:

$$R_G(f, l; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_G(f, l; \nu) \quad (2.30)$$

onde $P_G(f, l; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \tau) e^{j2\pi\nu\tau} d\tau$.

A equação 2.29 mostra que, somente existe correlação entre os deslocamentos Doppler, devido a dois espalhadores, se os retardos provocados por estes produzirem deslocamentos Doppler iguais. De forma semelhante, pela Eq. 2.30, pode-se concluir que a resposta em frequência, devida a dois espalhadores, só possui correlação se estes espalhadores produzem o mesmo deslocamento Doppler (lembrar que, pela caracterização por meio de $G(f, \nu)$, a resposta do canal consiste em uma superposição de respostas em

frequência). Como é de se esperar, as funções autocorrelação $R_G(f, l; \nu, \mu)$ e $R_U(\varepsilon, \eta; \nu, \mu)$, por corresponderem às transformadas de Fourier de dois processos estocásticos estacionários no sentido amplo, em relação à variável tempo, possuem comportamento impulsivo no domínio transformado (Doppler). Na prática, isto significa que, se o comprimento da onda transmitida for significativamente maior que o espaçamento entre dois espalhadores, a energia transmitida “enxerga” estes dois espalhadores como um só, e os deslocamentos Doppler devido aos mesmos podem ser considerados como um só efeito, caso contrário os espalhadores são “vistos” pela onda eletromagnética de tal forma separados, que os deslocamentos Doppler promovidos não possuem qualquer correlação, correspondendo, portanto, a dois efeitos distintos. Devido às portadoras de alta frequência utilizadas nos sistemas móveis celulares, o canal é “visto” pela energia eletromagnética, como blocos separados de espalhadores, conforme a Eq. 2.5 e a Fig. 2.4, os quais produzem efeitos Doppler descorrelacionados.

As relações entre as funções do canal são resumidas pela Fig. 2.7. Ressalta-se que as funções de canal que possuem comportamento singular são representadas pelas respectivas densidades espectrais no domínio Doppler.

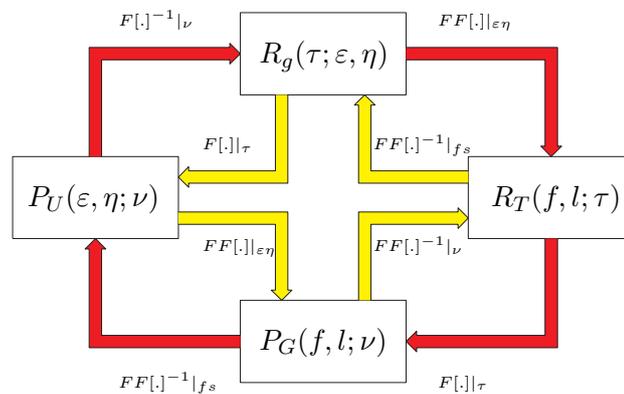


Figura 2.7: Relação entre as funções de autocorrelação do canal **WSS**

O modelo de canal **WSS** se ajusta bem à transmissão de sinais rádio de faixa estreita, onde as frequências envolvidas permitem considerar descorrelacionados os efeitos dos espalhadores em relação aos deslocamentos Doppler e os efeitos da dispersão temporal do canal não são significativos. Na prática, verifica-se que os deslocamentos Doppler podem ser considerados descorrelacionados ao longo de todo o canal rádio, entretanto, o

comportamento estacionário no sentido amplo fica restrito à divisões do ambiente correspondente ao canal, em pequenas áreas.

2.2.2 Canais com espalhadores descorrelacionados

Outro tipo particular de canal encontrado em situações reais são os canais com espalhadores descorrelacionados (*uncorrelated scattering-US*). Estes canais possuem a particularidade de que as contribuições referentes a dois espalhadores, na composição do sinal de resposta do canal, são descorrelacionadas, se estes produzem diferentes retardos. Por analogia ao que ocorre com os canais **WSS**, nos quais as contribuições entre os diferentes espalhadores são descorrelacionadas, se estes produzem diferentes deslocamentos Doppler, pode-se inferir que as funções de canal dependentes da variável retardo terão comportamento semelhante àquelas que dependem da variável Doppler no caso dos canais **WSS**. Então, no caso de canais **US** pode-se escrever:

$$E[U(\varepsilon, \nu)^*U(\eta, \mu)] = \delta(\varepsilon - \eta)P_U(\varepsilon; \nu, \mu) \quad (2.31)$$

$$E[g(t, \varepsilon)^*g(s, \eta)] = \delta(\varepsilon - \eta)P_g(t, s; \varepsilon) \quad (2.32)$$

A equação 2.31 mostra que somente existe correlação entre os efeitos dos retardos promovidos por dois espalhadores, se estes espalhadores provocarem retardos iguais. De forma semelhante, e devido às mesmas considerações supracitadas, a Eq. 2.32 mostra que as respostas, no domínio do tempo, devido a dois espalhadores somente possuem correlação se estes espalhadores produzirem o mesmo retardo.

Na prática, isto significa que, se a duração do sinal for significativamente maior que a diferença entre os retardos devidos a dois espalhadores, a energia transmitida “energia” estes dois espalhadores como um só, e os retardos devido aos mesmos podem ser considerados como um só efeito, caso contrário, os espalhadores são “vistos” pela onda eletromagnética de tal forma separados, que os efeitos relativos aos retardos promovidos por estes não possuem qualquer correlação. Devido a este efeito, o canal pode ser considerado como um conjunto de espalhadores espaçados entre si, conforme a Eq. 2.3 e a Fig. 2.2.

Utilizando-se as relações por transformada de Fourier, chega-se às Eqs. 2.33 e 2.34 para representar as demais funções do canal, às quais explicitam o comportamento estacionário no sentido amplo no domínio da frequência nos canais (US).

$$E[G(f, \nu)^* G(l, \mu)] = R_G(\Omega; \nu, \mu) \quad (2.33)$$

$$E[T(f, t)^* T(l, s)] = R_T(\Omega; t, s) \quad (2.34)$$

onde $\Omega = l - f$.

A estacionariedade no sentido amplo, no domínio da frequência, corresponde à seguinte idéia: os retardos provocados pelos espalhadores descorrelacionados afetam, de forma diferente, as diversas componentes espectrais de um sinal de faixa larga, entretanto, componentes espectrais próximas são afetadas de forma semelhante pelo canal. Pode se dizer, portanto, que a variação temporal das respostas do canal às componentes espectrais compreendidas no intervalo entre duas frequências próximas possuem, aproximadamente, o mesmo comportamento estatístico. Em outras palavras, as estatísticas da variabilidade do canal em pequenos intervalos espectrais, comparados à toda extensão da faixa de frequências ocupadas pelo sinal, são, aproximadamente, constantes, caracterizando desta forma, um comportamento estacionário no sentido amplo, no domínio da frequência, em pequenas seções do espectro do sinal. A Fig. 2.8 resume as relações entre as funções do canal **US**.

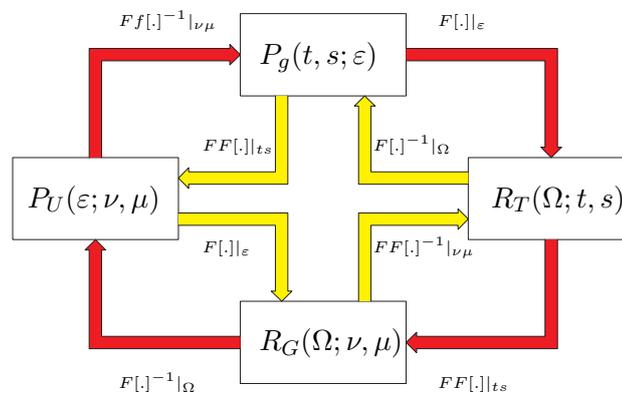


Figura 2.8: Relação entre as funções de autocorrelação do canal **US**

O modelo de canal **US**, está ligado à transmissão de sinais de faixa larga, em que

duração do sinal de mensagem permite que os espalhadores afastados sejam considerados descorrelacionados no que se refere aos efeitos dos retardos provocados por estes.

2.2.3 Canais estacionários no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados

Canais estacionários no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados (*Wide sense stationary uncorrelated scattering-WSSUS*) reúnem, como se pode inferir pela própria nomenclatura, as características dos canais **WSS** e **US**. Exibem comportamento singular em relação às variáveis Doppler e retardo e comportamento estacionário no sentido amplo em relação às variáveis tempo e frequência. As Eqs. 2.35 a 2.38 relacionam as funções do canal **WSSUS**.

$$E[g(t, \varepsilon)^*g(s, \eta)] = \delta(\varepsilon - \eta)P_g(\tau, \varepsilon) \quad (2.35)$$

$$E[G(f, \nu)^*G(l, \mu)] = \delta(\nu - \mu)P_G(\Omega, \nu) \quad (2.36)$$

$$E[T(f, t)^*T(l, s)] = R_T(\Omega, \tau) \quad (2.37)$$

$$E[U(\varepsilon, \nu)^*U(\eta, \mu)] = \delta(\varepsilon - \eta)\delta(\nu - \mu)P_U(\varepsilon, \eta; \nu, \mu) \quad (2.38)$$

Observando-se as equações referentes às funções do canal **WSSUS** resume-se as características deste modelo de canal:

- A equação 2.35 fornece a seguinte interpretação relativa ao comportamento do canal nos domínios do tempo e retardos, em termos da Fig. 2.2: O canal é representado por um conjunto de espalhadores, cujas contribuições, devidas aos retardos provocados por estes, para a composição da resposta do canal a um sinal de excitação, podem ser consideradas descorrelacionadas. A variação com o tempo das contribuições de cada espalhador, possui características estacionárias no sentido amplo, e conseqüentemente, a densidade de potências que representa a resposta do canal também possui esta característica.

- A equação 2.36 fornece a seguinte interpretação para o canal nos domínios da frequência e dos Deslocamentos doppler, em termos da Fig. 2.4: O canal é representado por um conjunto de espalhadores, cujas contribuições, devidas aos deslocamentos Doppler provocados por estes, para a composição da resposta em frequência do canal a um sinal de excitação, podem ser consideradas descorrelacionadas. A influência dos espalhadores, sobre diversas componentes espectrais de um sinal transmitido pelo canal, possui características estacionárias no sentido amplo, no domínio da frequência, e conseqüentemente, a densidade espectral de potências que representa a resposta do canal também possui esta característica.
- A equação 2.37 indica que a variação temporal da resposta, em frequência, do canal a um sinal de excitação possui características estacionárias no sentido amplo no domínio do tempo, e que a influência do canal sobre as diversas componentes espectrais de um sinal de informação possui características estacionárias, no sentido amplo, no domínio da frequência.
- A equação 2.38 indica que as contribuições referentes aos diversos espalhadores, devido aos retardos e aos deslocamentos Doppler são descorrelacionadas.

A Fig. 2.10 resume a relação entre as funções do canal **WSSUS**

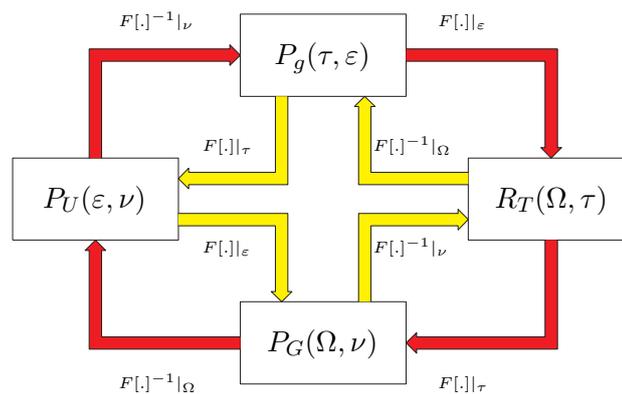


Figura 2.9: Relação entre as funções de autocorrelação do canal **WSSUS**

Os canais **WSSUS** se aplicam à transmissão de faixa larga via rádio, pois as portadoras de alta frequência utilizadas e as larguras de faixa dos sinais implicam na

influência descorrelacionada dos espalhadores tanto em relação aos retardos quanto em relação aos deslocamentos Doppler.

Na prática, grande parte dos canais rádio onde operam os modernos sistemas celulares, podem ser considerados aproximadamente estacionários no sentido amplo (*Quasi estacionário* no sentido amplo-*QWSSUS*) em pequenos intervalos de tempo. O comportamento estacionário no sentido amplo, no domínio do tempo, é bem ilustrado quando se analisa a transmissão de uma portadora não modulada pelo canal.

Ao se observar o comportamento da variação da intensidade de recepção desta portadora em um deslocamento da antena móvel, pelo ambiente correspondente ao canal, verifica-se que o ambiente pode ser dividido em pequenos setores no interior dos quais o nível médio da intensidade do sinal recebido pode ser considerado constante. Estes setores podem ser expressos por meio do intervalo de tempo que a antena móvel leva para percorrê-los. Como a variação em fase do sinal segue uma lei exponencial, esta é muito mais sensível à pequenos intervalos de tempo que a variação do nível médio do sinal. Os multipercursos, durante curtos intervalos temporais, chegam ao receptor aproximadamente com a mesma intensidade, entretanto suas fases podem variar muito nestes intervalos, fazendo com que o resultado da composição dos vários multipercursos possua uma forte variação em cada instante, entretanto a intensidade média do sinal, em pequenos deslocamentos da antena móvel, pode ser considerada constante.

Considerando-se que a variação em fase do sinal segue uma distribuição uniforme no intervalo entre $[-\pi, \pi]$ em qualquer ponto do canal. Pode-se afirmar que nos intervalos de tempo correspondentes aos setores em que foi dividido o ambiente, o nível médio e demais estatísticas da variação do sinal praticamente não se alteram, caracterizando, portanto um comportamento aproximadamente estacionário em sentido amplo em relação à variação temporal da intensidade do sinal, durante estes intervalos de tempo.

A estacionariedade no sentido amplo também é, no caso de canais *QWSSUS*, observada no domínio da frequência. Quando se transmite um sinal de faixa larga, são enviadas pelo canal diversas componentes espectrais (diversas portadoras não moduladas). A variação na intensidade da recepção de cada uma pode ser analisada, conforme explicado

no parágrafo anterior, entretanto a variação no nível de recepção de uma componente de frequências é função desta componente, ou seja, o canal afeta de forma diferente, as diferentes componentes espectrais.

Componentes espectrais próximas são influenciadas pelo canal de forma semelhante, portanto, os parâmetros estatísticos referentes ao processo de transmissão de duas componentes próximas e de todas as componentes compreendidas no intervalo delimitado por estas, podem ser considerados iguais. Conclui-se, desta forma, que o comportamento do canal pode ser considerado estacionário no sentido amplo, no domínio da frequência, em pequenos intervalos espectrais, ou seja, em pequenas seções do espectro de frequências.

Se um canal rádio puder ser considerado *QWSSUS*, sua caracterização se torna mais simples que a de um canal genérico. No interior dos setores ou dos intervalos espectrais em que se observa o comportamento estacionário no sentido amplo do canal *QWSSUS*, são tomadas amostras da resposta do canal, em sub-intervalos de tempo, suficientemente longos para que os efeitos da variação em fase possam ser precebidos (segundo Parsons [7] 0, 38λ). Amostras tomadas a intervalos menores que estes sub-intervalos constituem respostas do canal bem semelhantes, logo nestas subdivisões do canal, apenas uma amostra da resposta do mesmo é suficiente para caracterizá-lo. A caracterização de cada setor é feita a partir da média temporal das amostras da resposta do canal obtidas para os setores.

Na caracterização do canal *QWSSUS*, não há, portanto, a necessidade de se calcular as funções autocorrelação bi-dimensionais dos processos estocásticos que caracterizam o canal, conforme as Eqs. 2.35 à 2.38. Para tal, basta calcular a média temporal de amostras da resposta do canal obtidas conforme explicado no parágrafo anterior.

Cabe comentar que a intensidade da recepção de um sinal rádio via multipercursos corresponde a um somatório de várias variáveis aleatórias, tendo em vista o teorema do limite central, pode-se considerar a variação da intensidade do sinal como um processo gaussiano. Se puder ser demonstrado que este processo é estacionário no sentido amplo, uma caracterização completa do canal fica estabelecida, uma vez que, no caso de processos gaussianos a estacionariedade no sentido amplo implica em estacionariedade no sentido estrito.

2.3 Caracterização do canal $QWSSUS$

A caracterização do canal $QWSSUS$ que se pretende mostrar corresponde à caracterização quanto à dispersão temporal e seletividade em frequência.

2.3.1 Caracterização no domínio do tempo

Utilizando-se a Eq. 2.2 nos termos do canal $WSSUS$ (Eq. 2.35) encontra-se para a autocorrelação da resposta do canal:

$$R_w(t, t + \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \varepsilon)^* z(t + \tau - \eta) \delta(\eta - \varepsilon) P_g(\tau, \varepsilon) d\varepsilon d\tau. \quad (2.39)$$

Considerando uma amostra da resposta do canal, a Eq. 2.39 passa ser função somente do instante em que foi obtida, logo a Eq. 2.39 pode ser reescrita como:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |z(t - \varepsilon)|^2 P_g(t, \varepsilon) d\varepsilon. \quad (2.40)$$

Transmitindo-se um sinal $z(t)$ com características impulsivas tem-se, aproximadamente, para função a resposta do canal canal:

$$w(t) = P_g(t, \varepsilon) \approx \sum_i A_i z(t - \varepsilon_i)^2 \quad (2.41)$$

A resposta do canal, representa, aproximadamente, neste caso, a resposta ao impulso instantânea do canal a qual corresponde a uma densidade de potências que relaciona os tempos de chegada (retardos) dos diversos multipercursos (réplicas distorcidas) do pulso $z(t)$ com suas respectivas intensidades (potência) sendo, portanto, conhecida como perfil de potência de retardos.

A equação 2.41 representa matematicamente uma amostra da resposta ao impulso do canal. No caso de canais $WSSUS$ a função que caracteriza o canal no domínio do tempo, corresponde a função $P(\tau, \varepsilon)$, que no caso de canais $QWSSUS$ é determinada pela média, ao longo do eixo dos tempos, de diversas amostras da resposta ao impulso do canal $P(t, \varepsilon)$, conforme explicado na seção anterior.

A medida do comportamento dispersivo médio do canal, no domínio do tempo, é dada pela média, ao longo do tempo, dos momentos de primeira ordem da distribuição das potências recebidas, ao longo dos retardos e, das médias de seus respectivos momentos centrais de segunda ordem, calculados a partir de cada perfil de potência utilizado na caracterização da resposta ao impulso média do canal. Estes momentos, são conhecidos respectivamente por: retardo médio e espalhamento de retardo e são explicitados pelas Eqs. 2.42 e 2.43.

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon P_g(\varepsilon) d\varepsilon}{\int_{-\infty}^{\infty} P_g(\varepsilon) d\varepsilon} \quad (2.42)$$

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\varepsilon - \bar{\varepsilon})^2 P_g(\varepsilon) d\varepsilon}{\int_{-\infty}^{\infty} P_g(\varepsilon) d\varepsilon}} \quad (2.43)$$

O espalhamento de retardo é um parâmetro importante para o desenvolvimento de projetos de sistemas de comunicação digital, pois fornece informação relativa ao tempo médio que se deve aguardar entre a transmissão de dois pulsos de informação, componentes de sinal digital, a fim de que a probabilidade de ocorrência de interferência intersimbólica seja mínima, ou seja determina a taxa de dados com a qual um sistema pode operar sem técnicas de redução dos efeitos relativos à interferência intersimbólica.

2.3.2 Caracterização no domínio da frequência

O canal rádio interpretado como um filtro linear é caracterizado no domínio do tempo pela resposta ao impulso média do canal $P_g(\tau, \varepsilon)$, obtida com sondagens do canal por meio de pulsos de curta duração. Para uma completa caracterização do canal rádio, como um filtro, falta ainda, avaliar suas características quanto à seletividade em frequência, por meio da função correlação de frequências $R_T(\Omega, \tau) = E[E[T(f_1, t_1), T(f_2, t_2)]]$, de acordo com o modelo de canais *WSSUS*, onde $T(f, t)$ corresponde à resposta em frequência instantânea do canal, de acordo com o modelo de canal com variação determinística.

No caso de canais *QWSSUS*, as características de seletividade em frequência são fornecidas pela função correlação de frequências $R_T(\Omega, \tau)$. Neste caso, são determinadas amostras da resposta em frequência do canal $T(f, t)$, da mesma forma utilizada para

se determinar as amostras da resposta do canal no domínio do tempo. Calcula-se para cada uma destas a correlação ao longo do eixo de frequências, obtém-se, desta forma, funções $R_T(\Omega, t)$, de acordo com: $R_T(\Omega, t) = E[T(f_1, t), T(f_2, t)]$. As características de seletividade em frequência ($R_T(\Omega, \tau)$), no caso dos canais *QWSSUS* ficam determinadas pela média temporal das funções $R_T(\Omega, t)$ obtidas em um determinado setor do canal.

A partir da função $R_T(\Omega, \tau)$, é determinado um importante parâmetro estatístico, a banda de coerência do canal, que representa o intervalo médio entre componentes espectrais, centrado em qualquer ponto do espectro, no interior do qual as estatísticas da variação das componentes espectrais apresentam, aproximadamente os mesmos valores, ou seja, o intervalo espectral no qual o canal pode ser considerado estacionário no sentido amplo em relação à frequência. Sinais que ocupam uma faixa de frequências menor que a banda de coerência do canal podem ser recuperados no receptor, sem a necessidade de técnicas de equalização.

Para se caracterizar o comportamento de todo o canal rádio, basta se determinar a média das funções $P_g(\tau, \varepsilon)$ e $R_T(\Omega, \tau)$ calculadas em cada setor, onde se pode considerar o canal estacionário no sentido amplo. Obtendo-se, desta forma, as funções $P_g(\varepsilon)$ e $R_T(\Omega)$.

Quanto mais dispersivo é o canal, no domínio do tempo, mais forte é a aleatoriedade na variação das fases das diversas componentes espectrais do sinal transmitido, conseqüentemente, menor será a correlação entre as respostas do canal a estas componentes espectrais, logo, o intervalo espectral, no interior do qual a correlação entre as variações das componentes espectrais é alto se reduz, em outras palavras, quanto mais dispersivo é o canal, no domínio do tempo, menor é a banda de coerência do canal.

2.4 Dispersão temporal em ambientes interiores

A dispersão temporal do canal rádio em ambientes urbanos é pouco influenciada por multipercursos resultantes de interações sucessivas da energia eletromagnética com os obstáculos presentes no ambiente. As atenuações devidas a estas interações, aliadas ao efeito da atenuação em espaço livre, fazem com que os multipercursos originados desta maneira cheguem ao receptor, de tal forma atenuados, que os efeitos referentes à interferência

intersimbólica, provocados por estes multipercursos, sejam desprezíveis.

Em ambientes interiores, as distâncias envolvidas no processo de transmissão de sinais são bastante reduzidas, se comparadas àquelas correspondentes a canais rádio em ambientes urbanos. Grandes espalhadores (portas, paredes, janelas) que compõem a estrutura do ambiente funcionam como antenas secundárias, gerando multipercursos de intensidade relativamente alta que são espalhados por objetos que se encontram nas vizinhanças das antenas. Outra diferença importante reside no fato de que, em ambientes internos, superfícies refletivas, como: armários metálicos, janelas de vidro, espelhos etc..., são mais concentradas em torno das antenas. Estas duas características dos canais rádio internos, em conjunto, possibilitam que uma quantidade significativa de multipercursos, decorrentes de interações sucessivas da energia eletromagnética com o ambiente, chegue ao receptor com potência suficiente para que o efeito de sua interferência com os demais pulsos seja significativa, tornando os efeitos relativos à interferência intersimbólica mais severos tipo de canal.

A fim de caracterizar a dispersão temporal em ambientes internos, Valenzuela [2] propõe um modelo estatístico no qual, por meio da sondagem do canal no domínio do tempo por pulsos de curta duração, é determinada a resposta ao impulso do canal. A partir desta, observa-se que os multipercursos podem ser agrupados de acordo com os retardos e amplitudes segundo os quais estes chegam ao receptor.

2.4.1 Modelo de Saleh e Valenzuela

De acordo com a caracterização em pequena escala do canal rádio em faixa larga, transmitindo-se um pulso de curta duração pelo canal rádio, obtem-se como resposta a função $P_g(t)$, que corresponde a uma série de réplicas deste pulso originadas nos espalhadores existentes no ambiente, caracterizando a resposta ao impulso do canal. A função $P_g(t)$ pode ser escrita de acordo com a Eq. 2.44, como o somatório das réplicas de $z(t)$, ou seja, como $z(t)$ pode ser visto como um impulso, $P_g(t)$ pode ser vista como um somatório de impulsos atenuados, retardados e defasados.

$$P_g(t) = \sum_{k=1}^K \beta_k \delta(t - \varepsilon_k) e^{j\theta_k} \quad (2.44)$$

onde β_k , ε_k e θ_k representam, respectivamente, as amplitudes (tensão), os retardos, e as fases dos multipercursos.

De acordo com o que foi exposto no preâmbulo desta seção, a resposta ao impulso pode ser reescrita na forma de vários somatórios de impulsos, correspondentes às réplicas dos pulsos transmitidos, em que cada somatório corresponde a um grande espalhador componente da estrutura do ambiente de propagação e as versões de $z(t)$, pertencentes a cada um destes grupos, correspondem aos multipercursos gerados nas vizinhanças do receptor. Desta forma, a resposta ao impulso do canal pode ser vista como a composição de um conjunto de somatórios de impulsos, no qual cada somatório corresponde a um espalhador componente da superestrutura do ambiente, conforme a Eq. 2.45.

$$P_g(t) = \overbrace{\sum_{k_1=1}^{K_1} \beta_{k_1} \delta(t - T_1 - \varepsilon_{k_1}) e^{j\theta_{k_1}} + \sum_{k_2=1}^{K_2} \beta_{k_2} \delta(t - T_2 - \varepsilon_{k_2}) e^{j\theta_{k_2}} + \dots + \sum_{k_l=1}^{K_l} \beta_{k_l} \delta(t - T_l - \varepsilon_{k_l}) e^{j\theta_{k_l}}} \quad (2.45)$$

Os instantes T_1, T_2, \dots, T_l , representam os tempos de chegada do primeiro multipercurso de cada grupo, devido ao espalhamento da energia na superestrutura do ambiente, ou seja, representam o início dos diversos grupos de multipercursos. Os instantes $\varepsilon_{k_1}, \varepsilon_{k_2}, \dots, \varepsilon_{k_l}$ representam os instantes, medidos a partir dos instantes T_l , em que os multipercursos resultantes do espalhamento subsequente da energia, nos objetos que se encontram nas vizinhanças, chegam ao receptor. As amplitudes e as fase dos multipercursos são representadas por : $\beta_{k_1}, \beta_{k_2}, \beta_{k_3}, \dots$ e $\theta_{k_1}, \theta_{k_2}, \theta_{k_3}, \dots$, respectivamente. Agrupando os somatórios que constituem a equação 2.45 encontra-se:

$$P_g(t) = \sum_{k_l=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_{k_l} \delta(t - T_l - \varepsilon_{k_l}) e^{j\theta_{k_l}} \quad (2.46)$$

A equação 2.46 corresponde à resposta ao impulso do canal segundo o modelo proposto por Saleh-Valenzuela [2], onde L representa o número de grupos de multipercursos e k , o número de multipercursos em cada grupo.

As amplitudes β_{k_l} , os retardos ε_{k_l} e as fases θ_{k_l} são variáveis aleatórias e Valenzuela caracteriza cada uma delas, assim como o decaimento médio da intensidade dos multipercursos com os retardos. A seguir, serão feitos breves comentários a respeito da caracterização de cada uma destas variáveis aleatórias e do decaimento das amplitudes dos multipercursos.

Variação em amplitude dos multipercursos β_{k_l}

Apesar da intensidade média dos multipercursos decair com retardos, a intensidade instantânea dos mesmos (variação em pequena escala) é independente dos retardos. Tal fato é verificado por Valenzuela [2], ao normalizar os retardos pelas suas respectivas intensidades médias, em todos os ambientes medidos. Desta forma, o efeito do desvanecimento em larga escala é retirado do conjunto de dados. Foi verificado em [2] que as variações da intensidade dos multipercursos seguem uma distribuição do tipo Rayleigh de acordo com a Eq. 2.47, onde β_{k_l} corresponde às amplitudes dos multipercursos em Volts.

$$f(\beta_{k_l}) = \frac{2\beta_{k_l}}{E[\beta_{k_l}^2]} e^{-\frac{\beta_{k_l}^2}{E[\beta_{k_l}^2]}} \quad (2.47)$$

Instantes de chegada dos grupos de multipercursos T_l e instantes de chegada dos multipercursos ε_{k_l}

Os instantes de chegada de cada grupo de multipercursos (representados pelo instante de chegada do primeiro multipercurso de cada grupo) e os instantes de chegada dos multipercursos pertencentes a cada grupo, medidos em referência ao momento de chegada do primeiro multipercurso do grupo são caracterizados segundo funções densidade de probabilidades exponenciais condicionais com parâmetros Λ e λ , respectivamente, de acordo com as Eqs. 2.48 e 2.49, onde T_l e ε_{k_l} , representam os instantes de tempo correspondentes à chegada dos mesmos ao receptor, respectivamente.

Estas equações indicam que a probabilidade de um multipercurso corresponder ao primeiro multipercurso de um grupo é tão maior quanto mais próxima de $1/\Lambda$ for a diferença entre o instante de chegada deste multipercurso e o instante de chegada do

grupo de multipercursos anterior, dado que Λ corresponde à frequência com a qual os grupos de multipercursos chegam ao receptor, e que a probabilidade de um multipercurso corresponder a um multipercurso componente de um determinado grupo é tão maior quanto mais próximo de $1/\lambda$ for a diferença entre seu instante de chegada e o instante de chegada do multipercurso anterior, dado que λ corresponde à frequência com a qual os multipercursos chegam ao receptor. Cumpre observar que, em geral, $\lambda > \Lambda$, o que significa que existem vários multipercursos em cada grupo.

$$f(T_l|T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad (2.48)$$

$$f(\tau_{k_l}|\varepsilon_{(k-1)_l}) = \lambda e^{-\lambda(\varepsilon_{k_l} - \varepsilon_{(k-1)_l})} \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.49)$$

Por definição, a origem dos tempos é contada a partir da chegada do primeiro multipercurso do primeiro grupo, ou seja $T_0 = 0$, e os instantes de chegada dos demais grupos T_l são medidos em referência a $T_0 = 0$. Como os instantes T_l representam os primeiros multipercursos de cada grupo, os instantes ε_{0_l} são, por definição, iguais a zero, e os instantes de chegada dos demais raios em cada grupo ε_{k_l} são medidos em referência aos respectivos instantes de chegada de cada grupo T_l .

Fases dos multipercursos θ_{k_l}

Assim como ocorre em ambientes externos, o posicionamento aleatório, a quantidade de espalhadores e a mobilidade do canal permitem assumir que as fases, com as quais os multipercursos chegam ao receptor, seguem uma distribuição uniforme no intervalo entre $[-\pi, \pi]$.

Atenuação dos multipercursos com os retardos

É verificado, segundo Valenzuela [2], que o decaimento médio, tanto dos grupos de multipercursos (relembra-se que estes são representados pelos seus primeiros multipercursos) quanto dos respectivos multipercursos, é caracterizado por uma exponencial dupla

conforme a equação 2.50.

$$E[\beta_{k_l}] = E[\beta_{00}]e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k_l}}{\gamma}} \quad (2.50)$$

onde $E[\beta_{00}]$ representa o valor esperado da amplitude do primeiro multipercurso do primeiro grupo, $\frac{1}{\gamma}$ representa a taxa de queda das amplitudes dos multipercursos pertencentes a um determinado grupo e $\frac{1}{\Gamma}$ representa a taxa de queda dos primeiros multipercursos de cada grupo, ou seja, o decaimento, geral, das amplitudes com os retardos.

Cabe observar que, em geral, os grupos de multipercursos podem se sobrepor, ou seja, um multipercurso de um determinado grupo de multipercursos pode ser detectado após a chegada de um grupo subsequente, em outras palavras, o valor do retardo de um determinado multipercurso, pertencente a um grupo, pode ser tal que: $\tau_{k_l} \geq T_{(l+1)} - T_l$. Em geral, no entanto, $\frac{1}{\gamma} > \frac{1}{\Gamma}$, ou seja, a exponencial referente à queda da potência dos multipercursos em um determinado grupo é mais rápida que a queda de potência dos grupos de multipercursos, o que em grande parte dos casos faz com que os grupos de multipercursos se apresentem bem separados. A Fig. 2.10 ilustra um típico perfil de potência de retardos correspondente a um ambiente interno, obtido pela simulação da resposta ao impulso do canal segundo o modelo de Saleh-Valenzuela.

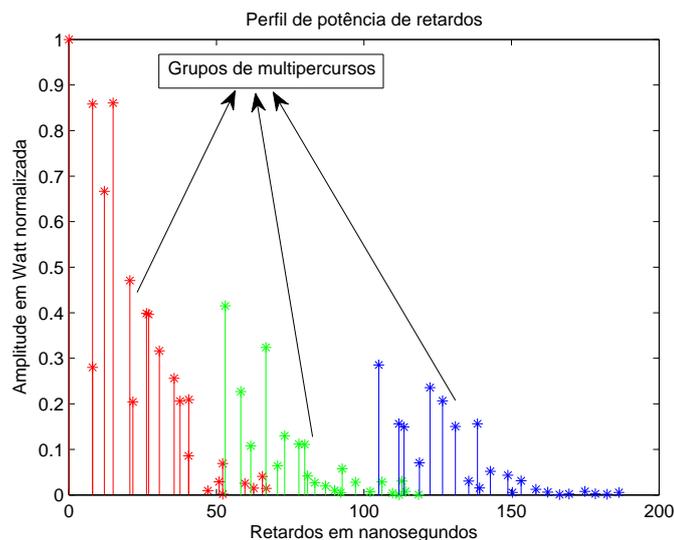


Figura 2.10: Perfil de potência de retardos com agrupamento de multipercursos

2.4.2 Modelo de Turin

Basicamente, o modelo de Turin [3] desenvolvido para caracterizar, no domínio do tempo, o canal rádio faixa larga em ambientes urbanos, corresponde ao modelo de Saleh-Valenzuela [2] quando somente um grupo de multipercursos chega ao receptor. Os instantes de chegada dos multipercursos são modelados por uma única função densidade de probabilidade exponencial. A Eq. 2.49, isoladamente, serve para representar este modelo. A queda média das potências segue uma lei exponencial simples, de acordo com a Eq. 2.51

$$E[\beta_l] = E[\beta_0]e^{-\frac{l}{r_2}} \quad (2.51)$$

A variação das amplitudes dos multipercursos e as fases dos mesmos, seguem, assim como no modelo de Saleh-Valenzuela, distribuições Rayleigh e uniforme respectivamente.

Modelos matemáticos que procuram caracterizar os canais rádio são de grande utilidade para projetos de sistema, pois permitem obter informações a respeito do comportamento do canal sem a necessidade de uma grande campanha de medidas. Ao se utilizar um determinado modelo para prever o comportamento de um canal, deve-se ter certeza de que tal modelo se ajusta as características do canal. A utilização de modelos para a caracterização do canal faixa larga em ambientes *indoor* que não levem em conta a formação dos grupos de multipercursos podem, segundo Chong [9] conduzir a erros de estimativa da capacidade do canal, ou seja, o comportamento dispersivo do canal, no domínio do tempo, e a banda de coerência do canal podem ser respectivamente subestimado e superestimada.

Capítulo 3

SONDAGEM DO CANAL E AMBIENTES DE MEDIÇÕES

Este capítulo é destinado a descrever a campanha de medidas conduzidas por Souza [1], cujos dados foram utilizados neste trabalho.

3.1 Comentários sobre campanha de medições

A sondagem do canal rádio foi efetuada no domínio da frequência, segundo uma técnica conhecida como técnica de varredura em frequência. Por meio da sondagem do canal, são obtidas funções de transferência instantâneas complexas $T(f, t)$, correspondentes à resposta em frequência do canal, em cada instante de tempo. A sondagem foi conduzida de modo a se obter a resposta do canal rádio a uma faixa de frequências que se estende de 960 MHz a 1710 MHz (faixa larga de 750 MHz), em vários ambientes. Foi usado um analisador vetorial que gera 1601 componentes espectrais espaçadas entre si de 0.47 MHz. O sinal é enviado pelo canal com uma potência equivalente a 10 dBm, em um intervalo de tempo total de 696 ms (tempo de varredura de toda a faixa de frequências analisada). O sinal observado no receptor é a resposta do canal a cada componente de frequência gerada e transmitida pelo analisador vetorial. Obtem-se, assim, as funções de transferência instantâneas $T(f, t)$ que serão utilizadas para se caracterizar o canal.

3.1.1 O sistema de medição

O sistema de medição utilizado por Souza [1] é constituído pelos seguintes componentes: um analisador vetorial *Hewlett Packard* modelo **HP8714ET**, um amplificador de baixo ruído, duas antenas discônicas omnidirecionais, no plano horizontal, um computador, uma fonte de tensão de 12 VCC, cabos coaxiais e conectores. A Fig 3.1 mostra o sistema de medição.



Figura 3.1: Sistema de medição

O analisador vetorial é um equipamento que permite obter as características relativas à transmissão de sinais, de vários dispositivos. No caso da sondagem do canal rádio, o dispositivo a ser analisado é o próprio canal. A conexão do canal com o analisador foi feita pelas antenas, mencionadas anteriormente. A escolha de antenas omnidirecionais possibilita que a energia transmitida atinja todos os espalhadores, presentes no ambiente e que os multipercursos provenientes de todas as direções sejam detectados. O computador armazena os dados provenientes das medidas.

Antes de se iniciar as sondagens do canal, é preciso submeter o sistema a um processo de calibração, a fim de se compensar as distorções em fase, amplitude e retardos, introduzidas no sinal transmitido, pelo sistema. Deste modo, as distorções percebidas na extremidade receptora do sistema representam somente aquelas devidas ao canal rádio.

3.1.2 Resolução temporal e retardo máximo

A transformada inversa de Fourier do sinal utilizado para sondar o canal corresponde a uma função *sample* cuja maior porção de energia se encontra em um intervalo de tempo de 1,33 ns. Ao se enviar este sinal pelo canal, espera-se que um conjunto de réplicas do mesmo, oriundas da interação da energia transmitida com os espalhadores, chegue ao receptor. Espera-se, também, que tais réplicas tenham uma duração aproximadamente igual à duração do sinal transmitido. Caso duas destas réplicas cheguem, ao receptor, em intervalos de tempo inferiores a 1,33 ns, uma interferirá com a outra, originando um novo pulso, ou seja, a réplica do pulso detectada corresponde à composição de dois multipercursos que chegaram ao receptor com um intervalo de tempo inferior à duração aproximada dos mesmos. Isto significa que o sistema de medição só consegue distinguir dois multipercursos se a diferença entre os instantes nos quais estes multipercursos chegam ao receptor for maior que suas durações. Como se espera que o tempo médio de duração das réplicas do sinal transmitido sejam aproximadamente iguais ao tempo de duração deste sinal, diz-se que a resolução temporal do sistema, intervalo de tempo entre a chegada de multipercursos, a partir do qual é possível ao sistema interpretá-los como multipercursos distintos, é aproximadamente igual à duração do sinal transmitido.

O sinal resultante de uma sondagem do canal corresponde a um sinal amostrado, no domínio da frequência. As amostras são espaçadas de, aproximadamente, $0.47 \text{ MHz} = 750 \text{ MHz}/1601$, uma vez que o sinal transmitido também possui estas características. A transformada inversa de Fourier deste sinal equivale à convolução da resposta do canal, no domínio do tempo, com um trem de impulsos separados pelo inverso de 0.47 MHz , ou seja, aproximadamente 2133 ns. Esta convolução gera réplicas da resposta do canal no domínio do tempo. Pelo teorema de Nyquist, para que o resultado da convolução correspondente à amostragem, no domínio da frequência, corresponda exatamente ao sinal amostrado, no domínio do tempo, o inverso do espaçamento entre amostras deve ser maior ou igual à duração do sinal, de modo que as várias réplicas resultantes da convolução não interfiram umas nas outras (*aliasing*). Multipercursos que chegam ao receptor com retardos superiores à 2133 ns são, portanto, vistos como *aliasing*, entretanto, a atenuação

destes multipercursos é tal que os efeitos devidos a *aliasing* não são significativos, e o sinal observado pode ser considerado como a resposta do canal, no domínio do tempo. Assim, o inverso do espaçamento entre componentes espectrais, 2133 ns, corresponde, portanto, ao intervalo máximo de tempo, segundo o qual os multipercursos podem ser capturados pelo receptor.

3.1.3 Considerações relativas à caracterização do canal em pequena e grande escalas

Na campanha de medidas realizada, as antenas receptora e transmissora permaneceram estáticas. Para se caracterizar o canal conforme o modelo de canal *QWSSUS* foi adotado o seguinte procedimento: cada ambiente analisado foi dividido em pontos de sondagem (locais do ambiente). Em cada ponto foram colhidas 36 amostras da resposta do canal ao sinal de excitação. Estas amostras foram tomadas sobre um *grid* de pontos espaçados entre si de 15 cm, conforme mostra a Fig. 3.2. Cada ponto de sondagem representa um setor do canal, onde a variação da resposta do mesmo pode ser considerada estacionária no sentido amplo. As amostras obtidas em cada ponto dos *grids* colocados nos pontos de sondagem correspondem à amostras da resposta em frequência nestas pequenas seções do canal, conforme explicado seção 2.2.4.

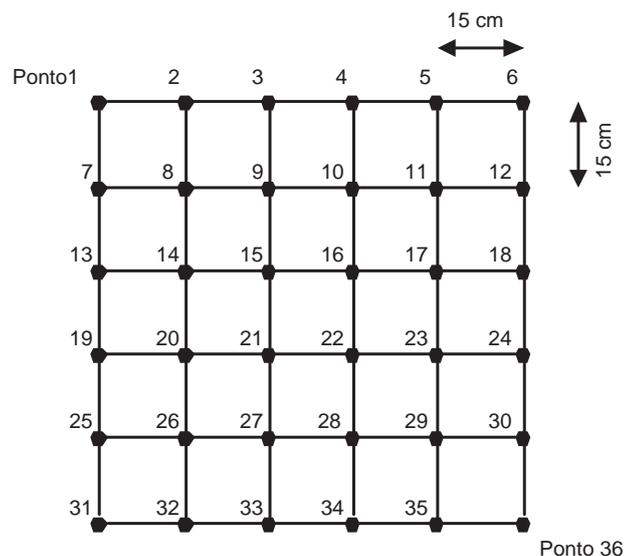


Figura 3.2: *Grid* de 6x6 pontos

Parsons [7], no caso da análise da resposta do canal rádio a uma componente de frequências, recomenda um intervalo de tempo correspondente a 0,38 do comprimento de onda desta componente entre as amostras da resposta do canal, no domínio do tempo, para que as variações em fase se façam perceber, segundo Bertoni [8], utiliza-se metade do comprimento de onda. Foi observado que os comprimentos de onda mínimo e máximo envolvidos na campanha de medidas correspondiam à 6,7 cm e 11,9 cm, respectivamente, foi adotado, então, como solução de compromisso, um espaçamento entre os pontos do *grid* igual a 15 cm. Tal espaçamento, conforme será explicado na seção 4.1.1, e ilustrado pela figura 4.3, de fato, forneceu amostras da resposta do canal cuja variação em fase permite a caracterização em pequena escala do canal, de acordo com o modelo de Bello [6].

Os parâmetros do canal são, então, estimados para cada ponto de sondagem, a partir das 36 sondagens obtidas em cada ponto, o que corresponde à caracterização do canal em cada setor (caracterização em pequena escala), onde se observa o comportamento estacionário em sentido amplo do mesmo. A partir daí, é calculada a média dos parâmetros referentes a cada setor do canal, obtendo-se, desta forma, para um determinado ambiente analisado, a caracterização do canal rádio correspondente ao mesmo.

As medições foram realizadas à noite, após o horário de expediente, e nos finais de semana. Este cuidado foi tomado a fim de se evitar que a maior mobilidade do canal, fora destes horários e dias, reduzisse o tempo de coerência do canal, fazendo com que a condição de decorrelação entre as respostas do canal conseguida, conforme mencionado acima, fosse prejudicada, o que poderia comprometer a caracterização do comportamento médio do canal. Além disso, foi assegurado que durante as sondagens do canal, o pessoal envolvido não se movimentasse pelo ambiente analisado, pelo mesmo motivo citado anteriormente. Cumpre, aqui, observar que o intervalo de tempo consumido pelo analisador para varrer a faixa de frequências em análise, 696 ms, é curto, o suficiente, para não comprometer as condições de estacionariedade do canal, conforme será mostrado na seção 4.1.1.

3.2 Ambientes

A campanha de medições foi realizada nos *campi* da Praia Vermelha e do Graoatá da Universidade Federal Fluminense, onde foram efetuadas sondagens dos canais rádio correspondentes a ambientes internos e externos. Neste trabalho, somente foram utilizados os dados obtidos no *campus* da Praia Vermelha, que correspondem aos ambientes interiores. Na realidade, grande parte dos ambientes analisados são ambientes de transição. Procurou-se estimar os parâmetros dispersivos do canal no domínio do tempo, quando o receptor passa de um ambiente interno para um ambiente externo e vice versa. Apesar das sondagens não terem sido realizadas somente em ambientes internos, as distâncias entre os espalhadores e as antenas receptora e transmissora possibilitam o ajuste, conforme será mostrado nos próximos capítulos, do comportamento do canal ao modelo de Valenzuela [2].

Serão somente utilizados os dados obtidos nos ambientes A1, A2, A3, A4, A5 e A6. Os pares de ambientes A1 e A2, A3 e A4, A5 e A6 correspondem, na realidade, ao mesmo ambiente. Entretanto, conforme será ilustrado nas próximas seções, em cada par de ambientes um deles corresponde à sondagem do canal mantendo-se fixo o transmissor e variando a posição do receptor pelos pontos de sondagem (pontos onde foram posicionados os *grids*) e o outro corresponde à sondagem do canal, mantendo-se fixo o receptor e variando a posição do transmissor pelos pontos de sondagem.

Os ambientes A1 e A2 correspondem ao segundo andar do bloco D (prédio novo) da Escola de Engenharia. Os ambientes A3 e A4 correspondem ao terceiro andar e os ambientes A5 e A6 correspondem ao *hall* de entrada do mesmo bloco D. São mostrados, a seguir, esquemas e fotos destes ambientes, com indicação da disposição dos diversos pontos de sondagem.

Ambientes A1 e A2

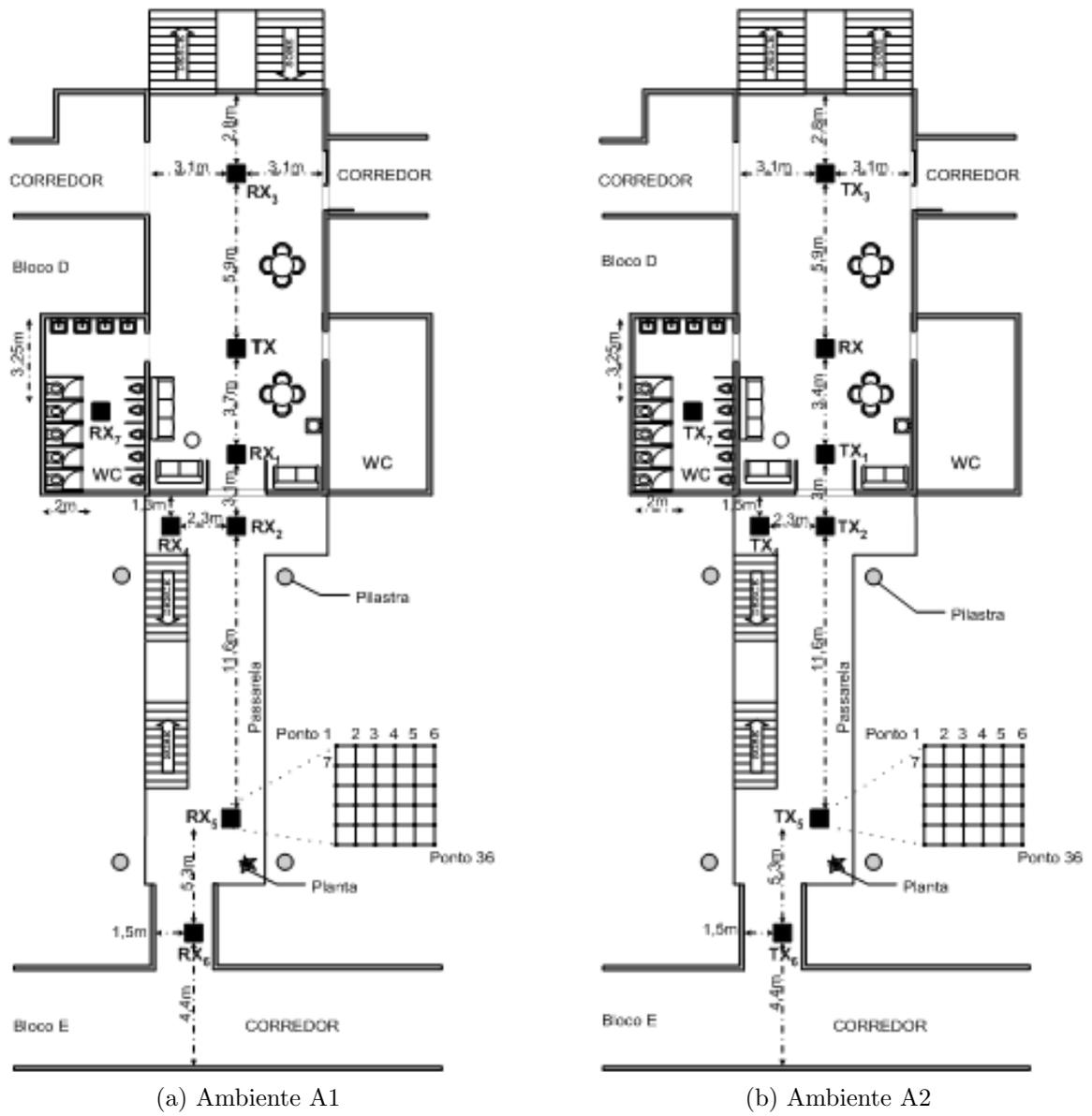
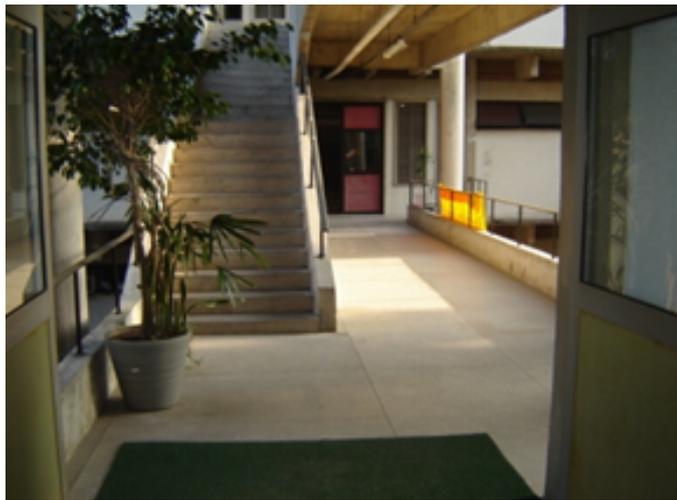


Figura 3.3: Representação esquemática dos ambientes



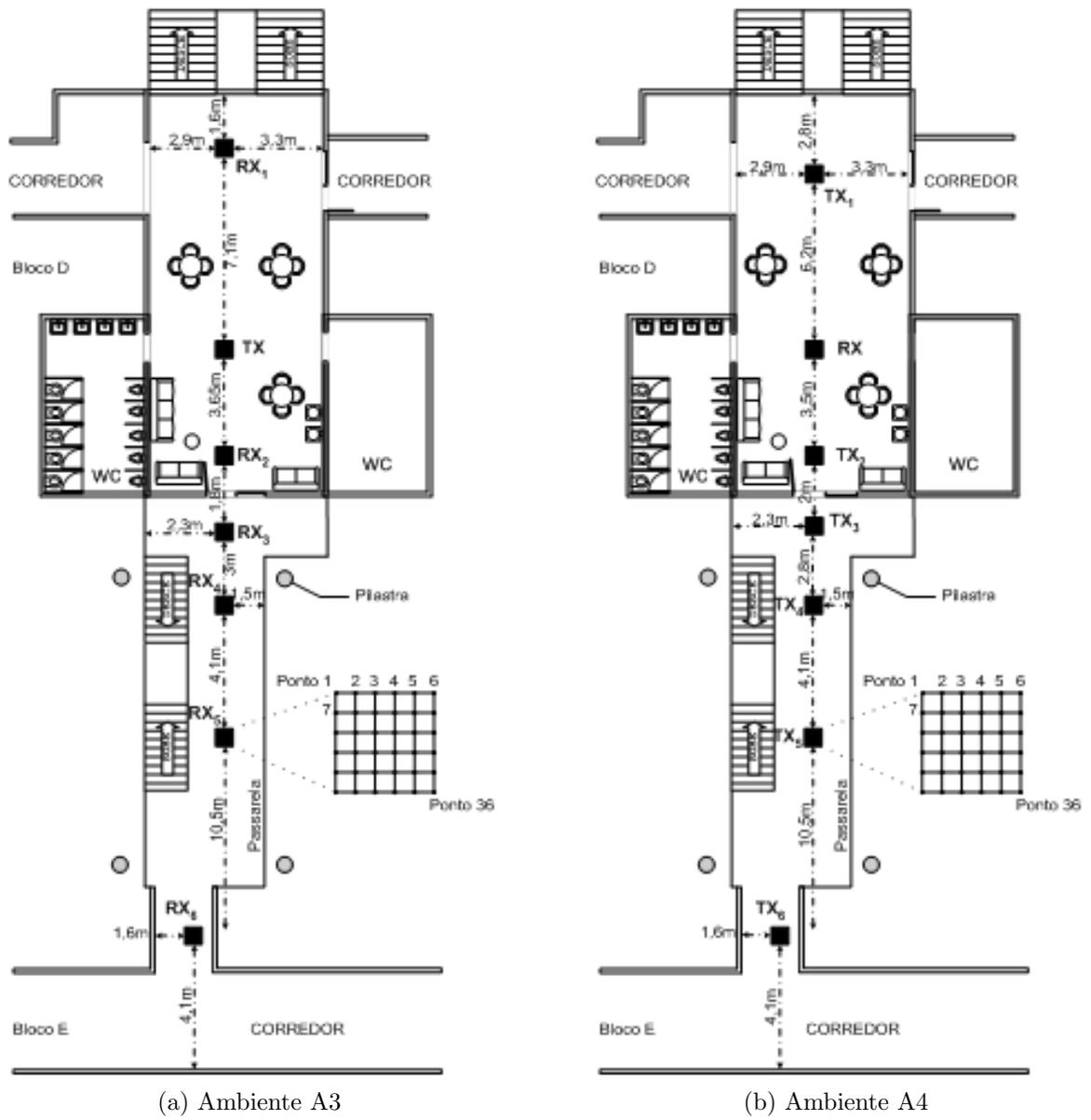
(a) Visão interna



(b) Visão externa

Figura 3.4: Cenários correspondentes aos ambientes A1 e A2

Ambientes A3 e A4



(a) Ambiente A3

(b) Ambiente A4

Figura 3.5: Representação esquemática dos ambientes



(a) Visão interna



(b) Visão externa

Figura 3.6: Cenários correspondentes aos ambientes A3 e A4

Ambientes A5 e A6

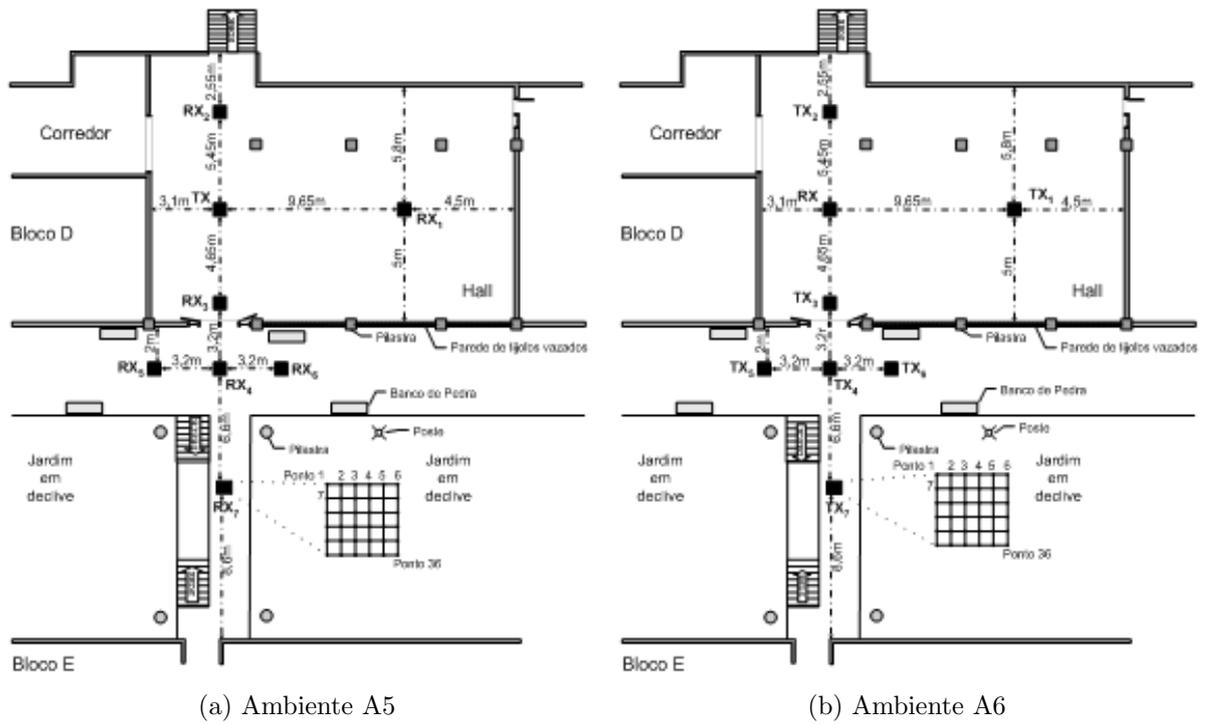


Figura 3.7: Representação esquemática dos ambientes



Figura 3.8: Cenário correspondente ao ambiente A5

Capítulo 4

PROCESSAMENTO E ANÁLISE DOS DADOS

Este capítulo é destinado a descrever a modelagem e simulação dos canais sondados por Souza [1] de acordo com os modelos propostos por Bello [6] e Valenzuela [2].

4.1 Adequabilidade dos dados aos modelos utilizados

Antes de se utilizar um modelo para caracterizar o canal rádio, correspondente a determinado ambiente, deve-se verificar se o comportamento deste canal se ajusta a este modelo, por meio de dados obtidos através de sondagens do canal. Esta seção se destina a demonstrar a adequabilidade dos modelos de Bello [6] e Valenzuela [2] no que se refere à caracterização, em faixa larga, dos canais correspondentes aos ambientes analisados neste trabalho.

4.1.1 Dados obtidos e o modelo de Bello

Na seção 2.2.4, foi mostrado que, se o comportamento do canal rádio se ajustar ao modelo de canal $QWSSUS$, sua caracterização se torna mais simples, e, ainda, se as estatísticas de variação do canal rádio, em pequena escala, obedecem a uma distribuição normal, uma descrição estatística completa do canal fica estabelecida.

Na campanha de medidas foram obtidos dados correspondentes a amostras da

resposta em frequência do canal a um sinal de faixa larga (funções $T(f, t)$). Será verificada a adequabilidade do canal sondado ao modelo de canal $QWSSUS$, desenvolvido por Bello [6], a fim de se avaliar a possibilidade da utilização das relações entre as funções do canal apresentadas no referido modelo.

Modelo de canal (US)

Se os efeitos relativos aos retardos produzidos pelos espalhadores presentes em um ambiente forem descorrelacionados, a variação temporal da resposta do canal às diversas componentes espectrais do sinal é função da diferença (intervalo) entre componentes de frequência, o que equivale a dizer que a variação da resposta do canal é estacionária no sentido amplo, no domínio da frequência. Na prática, verifica-se que a variação do canal apresenta comportamento estacionário no sentido amplo em pequenos intervalos de tempo, ao longo do tempo de observação do canal, e comportamento estacionário no sentido amplo, em pequenos intervalos de frequência, ao longo de todo o espectro do sinal transmitido. Finalmente, na seção 2.3.2, foi comentado que a caracterização da seletividade em frequência do canal é conseguida por meio da função correlação de frequências $R_T(\Omega)$ média estimada a partir da média de diversas funções correlação de frequências. A função $R_T(\Omega)$, conforme será visto a seguir, permite verificar se a variação da resposta do canal no domínio da frequência pode ser considerada estacionária no sentido amplo e, conseqüentemente, se o canal se ajusta ao modelo de canal US .

Por meio da função *corrcoef* do Matlab, dada uma componente espectral do sinal transmitido tomada como referência, determina-se a correlação da resposta do canal a esta componente com a resposta do canal às demais componentes espectrais do sinal, ao longo dos pontos do *grid*, colocados em cada ponto de sondagem. Desta forma, obtém-se um gráfico que relaciona o coeficiente de correlação entre o desvanecimento da frequência de referência com os desvanecimentos das demais frequências que compõem o sinal, em um ponto de sondagem. Este gráfico corresponde à função correlação de frequências, em relação a uma determinada componente espectral, $R_T(\Omega, f_{ref}) = E[T(f_{ref}, t)T(f_i, t)]$.

A figura 4.1 mostra as funções correlação de frequência, obtidas no ponto de sonda-

gem 1 do ambiente A1, correspondentes a quatro componentes espectrais tomadas como referência. Observa-se que as funções correlação de frequência possuem um comportamento aproximadamente simétrico, em relação à componente espectral de referência. Tal comportamento permite concluir que os níveis de correlação (pelo menos os altos níveis de correlação) são funções de intervalos de frequência, centrados na frequência de referência, o que implica no comportamento estacionário no sentido amplo do canal, no domínio da frequência, pelo menos em relação a pequenos trechos do espectro, centrados na componente espectral de referência. Este comportamento foi observado em relação a todas as componentes espectrais.

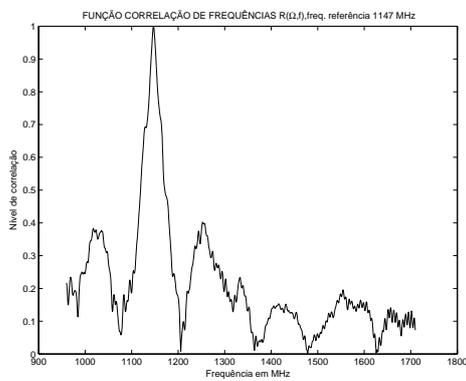
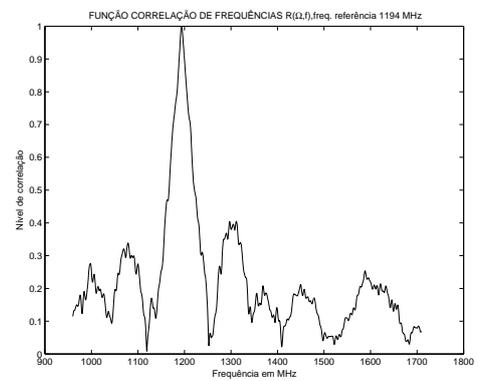
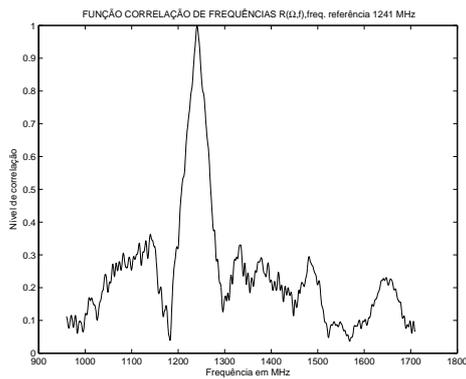
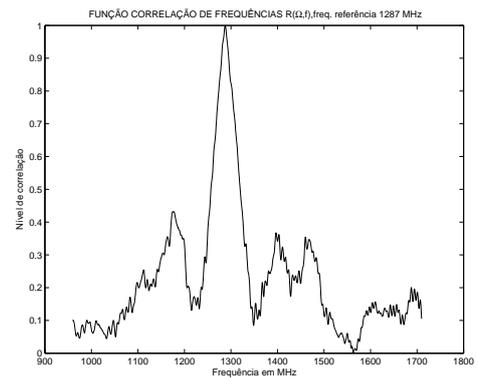
(a) Função $R_T(\Omega, f)$ com centro em 1147 MHz(b) Função $R_T(\Omega, f)$ com centro em 1194 MHz(c) Função $R_T(\Omega, f)$ com centro em 1241 MHz(d) Função $R_T(\Omega, f)$ com centro em 1287 MHz

Figura 4.1: Exemplos de funções correlação de frequência (ambiente A1)

As características de seletividade em frequência do canal, em um determinado ponto de um ambiente ($R_T(\Omega, \tau)$), são, então, determinadas pela média, com respeito à Ω das funções $R_T(\Omega, f_{ref})$, ao longo do espectro do sinal transmitido. É determinado o intervalo médio (Ω), onde os desvanecimentos das componentes espectrais possuem um deter-

minado nível de correlação, a partir das funções $R_T(\Omega, f_{ref})$, segundo: $(E[R_T(\Omega, f_{ref})])|\Omega$. Cabe ressaltar que a função $R_T(\Omega, \tau)$ não é função de uma determinada componente espectral, apenas fornece a idéia do intervalo espectral no interior do qual o desvanecimento de componentes espectrais pode, ou não, ser considerado plano, seja qual for a frequência central do sinal transmitido.

A figura 4.2 mostra as funções correlação de frequências médias em relação ao canal rádio correspondente a dois *grids* do ambiente A1. A Fig. 4.3 corresponde à função correlação de frequências média (média das funções $R_T(\Omega, \tau)$ obtidas em cada *grid*), correspondente a todo o ambiente A5. Pela Fig. 4.3, observa-se que em um intervalo espectral de 6.8 MHz, centrado em qualquer ponto do espectro, a correlação entre as respostas do canal às componentes espectrais se situa em um patamar de 90%. O canal, neste intervalo espectral, pode ser considerado estacionário no sentido amplo, em relação à variável frequência, pois as estatísticas da variabilidade do canal são aproximadamente iguais. Este intervalo espectral corresponde à banda de coerência do canal, definida para 90% de correlação, entre as componentes espectrais compreendidas neste intervalo.

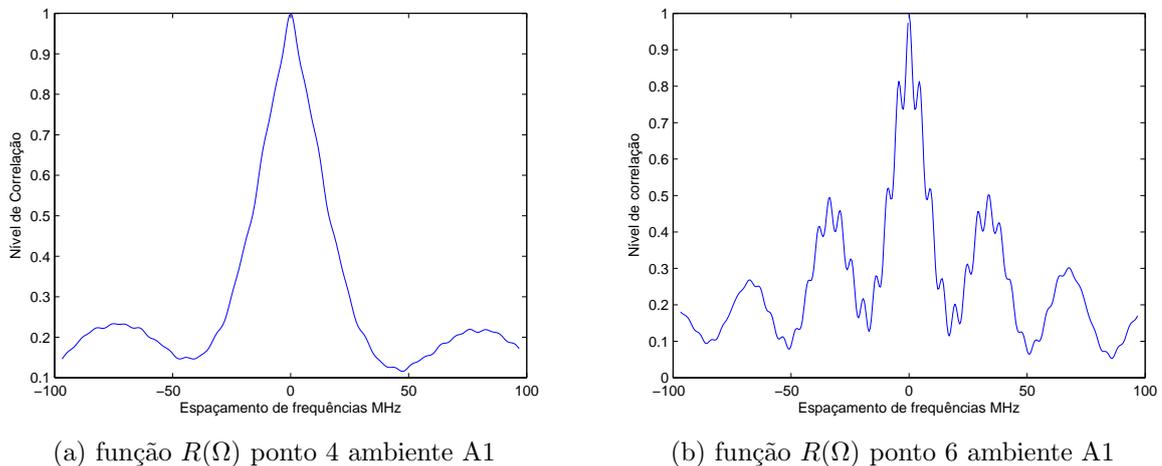


Figura 4.2: Funções correlação de frequências médias obtidas nos pontos 5 e 6 do ambiente A1

Este comportamento foi observado em todos os locais de sondagem dos ambientes analisados. Conclui-se, portanto, que o canal sondado pode ser considerado estacionário no sentido amplo, no domínio da frequência, em pequenos intervalos espectrais, o que implica no ajuste do mesmo ao modelo de canal *US*.

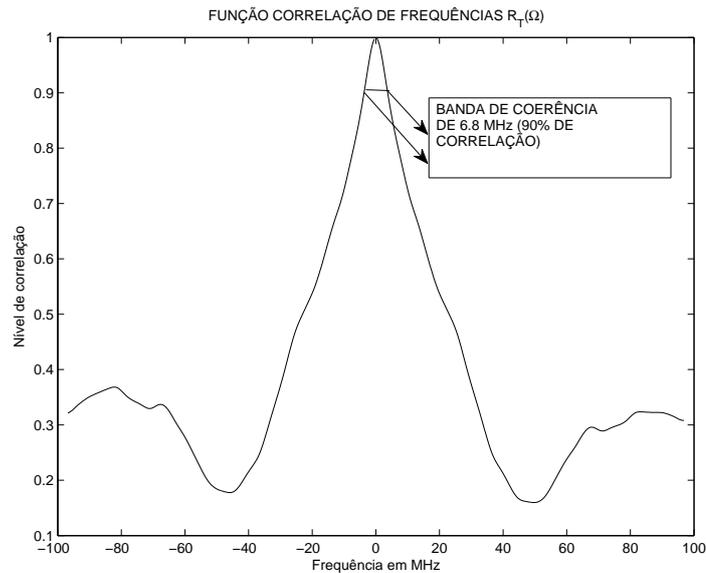


Figura 4.3: Função correlação de frequências $R_T(\Omega)$, referente ao ambiente $A5$

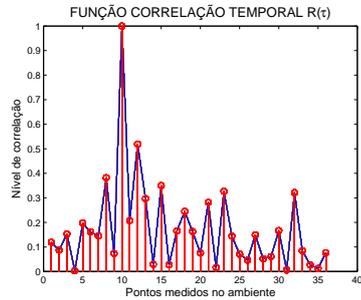
Modelo de canal (WSS)

Para se comprovar o ajuste do canal sondado ao modelo de canais estacionários no sentido amplo, no domínio do tempo, é necessário realizar cálculos semelhantes àqueles efetuados para se verificar a estacionariedade, no sentido amplo, no domínio da frequência. Deve se verificar se o comportamento seletivo do canal, no domínio do tempo, possui comportamento semelhante àquele observado no domínio da frequência, mostrado na seção anterior. Para tal, correlacionam-se os espectros de amplitude das respostas do canal em cada ponto medido, em um determinado *grid*, com um ponto específico tomado como referência, ou seja: $E[T(f, t_{ref}), T(f, t_i)]$, onde t_i corresponde aos instantes em que foram realizadas as sondagens do canal, ou seja, corresponde aos pontos do *grid* de medidas. Determinando-se, desta forma, funções correlação temporal $R_T(\tau, t_{ref})$ referentes ao instante de tempo em que uma sondagem foi efetuada. A média destas funções corresponde a uma função $R_T(\tau)$, a qual fornece a informação em relação ao intervalo de tempo médio, no qual as respostas do canal possuem um determinado nível de correlação, ou seja, a partir de $R_T(\tau)$ pode-se determinar o tempo de coerência do canal, parâmetro dual à banda de coerência. Cabe ressaltar que a função $R_T(\tau)$ média não é função de pontos ou instantes de medida, sendo apenas função de intervalos de tempo, assim como a função $R_T(\Omega)$ do canal não é função das componentes espectrais do sinal.

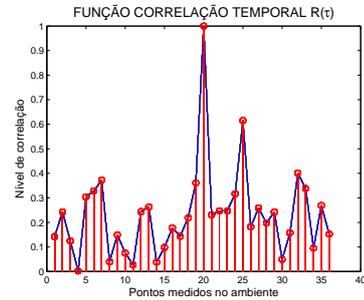
Na campanha de medições realizada, o tempo de coerência não foi estimado. O intervalo de tempo/distância a partir do qual se obtém respostas descorrelacionadas foi estimado com base nos comprimentos de onda das componentes espectrais do sinal de sondagem, conforme explicado na seção 3.1.3. As funções $T(f, t)$ que compõem a base de dados, disponível para a caracterização do canal, já se encontravam descorrelacionadas no domínio do tempo. Assim, as respostas em frequência do canal em cada instante de tempo, diferentemente das respostas do canal a cada componente espectral ao longo do tempo, não permitiram verificar a queda da correlação das respostas do canal com o decorrer do mesmo, da mesma forma que foi verificada a queda da correlação entre as respostas do canal às componentes espectrais, com o aumento do intervalos entre estas.

A figura 4.4 corresponde a quatro funções correlação temporal $R_T(\tau, t_{ref})$. Nesta figura, as hastes em vermelho correspondem ao nível de correlação entre as respostas em frequência, obtidas em cada ponto do grid A1 com a resposta em frequência de um determinado ponto deste *grid* (no caso, pontos 10, 20, 25, 30). A linha em azul corresponde à ligação dos níveis de correlação. As hastes vermelhas foram plotadas, neste caso, para mostrar que não é possível verificar, como no caso do domínio da frequência, a queda da correlação com o passar do tempo, ou seja, as respostas do canal, em cada ponto do *grid* já se encontram descorrelacionadas, devido à distância entre os mesmos. No domínio da frequência, entretanto, a distância entre as componentes espectrais (0,47 MHz) permite visualizar a queda da correlação entre os desvanecimentos das frequências componentes do sinal de sondagem. É percebido, porém, que as funções correlação temporal, correspondentes aos diferentes pontos tomados como referência, possuem comportamento aproximadamente simétrico em relação a estes pontos, sugerindo que o comportamento seletivo do canal, no domínio do tempo em relação a um determinado instante, é também função de um intervalo de tempo. Caso as medidas fossem realizadas com o intuito de se estimar o tempo de coerência do canal, as funções $R_T(\tau)$ deveriam possuir comportamento semelhante ao das funções $R_T(\Omega)$. Cabe ressaltar que o intervalo de tempo/distância entre amostras estimado foi, de fato, curto o suficiente para que o nível médio do sinal pudesse ser considerado constante e longo o suficiente para que as variações em fase fossem perce-

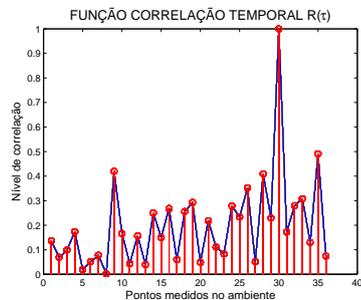
bidas, fornecendo, em cada instante de tempo, respostas decorrelacionadas. como pode ser verificado pela própria Fig 4.4.



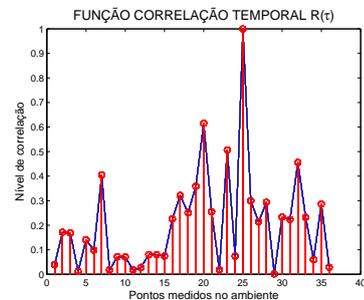
(a) Função $R(\tau)$ com centro no ponto 10



(b) Função $R(\tau)$ com centro no ponto 20



(c) Função $R(\tau)$ com centro no ponto 25



(d) Função $R(\tau)$ com centro no ponto 30

Figura 4.4: Exemplos de funções correlação temporal (ambiente A1)

Aliado à simetria observada nas funções correlação temporal $R(\tau)$, um outro fato conduz à conclusão de que o canal rádio pode ser considerado estacionário no sentido amplo: o maior comprimento de onda envolvido na campanha de medidas é da ordem de 30 cm, valor consideravelmente menor que as distâncias entre os principais espalhadores presentes no ambiente, implicando na baixa correlação entre os deslocamentos Doppler devidos a estes espalhadores que, por sua vez, está atrelada ao modelo de canal estacionário no sentido amplo, em pequenos intervalos, no domínio do tempo. Pode-se concluir, portanto, que o canal se ajusta a este modelo.

Conclui-se que o canal sondado se ajusta ao modelo de canal *QWSSUS* proposto por Bello [6], tornando possível a utilização das relações por transformada de Fourier, referentes ao modelo de canal **WSSUS** mostradas no capítulo 2, na determinação das respostas do canal no domínio do tempo.

Estatísticas de variação das amplitudes dos multipercursos

A sondagem do canal não foi conduzida de modo a caracterizar o comportamento do canal quanto à seletividade temporal, conforme explicado na seção anterior. Informações relativas a este comportamento são necessárias, entretanto, quando se quer determinar o comportamento estatístico da variação em pequena escala da intensidade do sinal. Valenzuela [2] adotou um procedimento que procura contornar o problema da falta desta informação. Tal procedimento foi adotado neste trabalho, conforme explicado a seguir.

A sondagem do canal foi realizada no domínio da frequência obtendo-se as funções de transferência instantâneas, $T(f, t)$. O quadrado do módulo da transformada inversa de Fourier destas funções de transferência correspondem às respostas ao impulso instantâneas $P_g(t, \varepsilon)$, as quais representam os perfis de potência de retardos.

Em cada ponto de sondagem de um ambiente, os multipercursos componentes dos perfis de potência de retardos são normalizados pelas respectivas médias, ao longo do eixo dos tempos (média verificada ao longo dos pontos de sondagem, não ao longo dos retardos). Retira-se, desta forma, os efeitos do desvanecimento em grande escala dos dados obtidos pela sondagem.

Por meio das funções do Matlab, *ecdf* e *ksdensity*, são determinadas, respectivamente, as funções distribuição acumulada e densidade de probabilidade empíricas dos dados normalizados para cada ponto de sondagem. Estas funções são comparadas com as funções distribuição acumulada e densidade de probabilidade correspondentes a uma variável aleatória do tipo Rayleigh de parâmetro 0.8, conforme a Fig. 4.5.

O ajuste, observado neste exemplo, correspondente ao *grid* 1 medido no ambiente A1, foi verificado em 92% dos pontos de sondagens, mostrando, portanto, que a variação em pequena escala da intensidade do sinal recebido corresponde a uma variável aleatória do tipo Rayleigh. Cabe ressaltar que o raio em visada direta foi desconsiderado na avaliação das estatísticas das intensidade dos multipercursos.

Se os valores assumidos pelas variáveis aleatórias de um processo estocástico obedecem uma função densidade de probabilidades Rayleigh, este processo corresponde ao módulo de um processo gaussiano complexo de média nula, em que as correspondentes

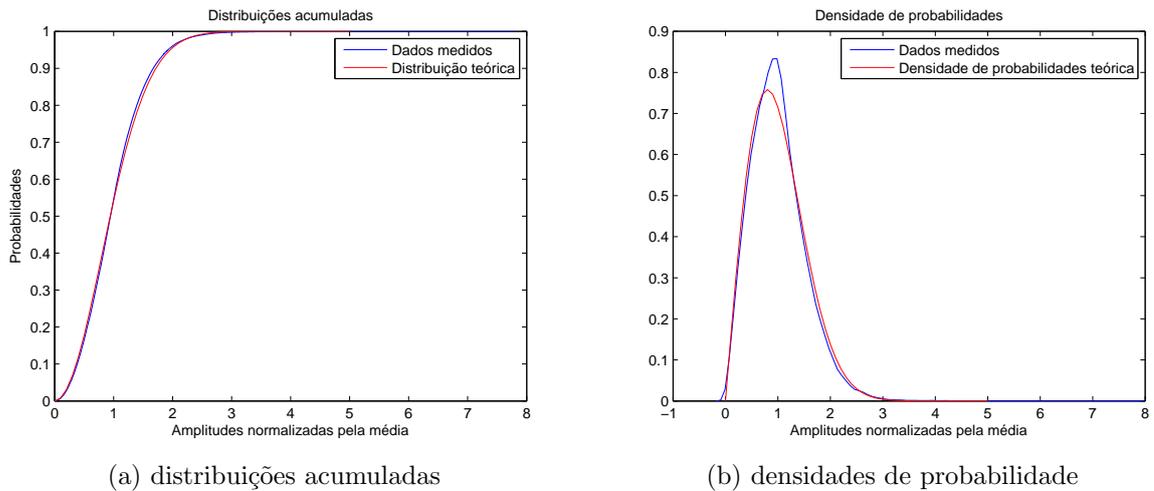


Figura 4.5: Exemplo de comparação entre as funções densidade de probabilidade e distribuição acumulada empíricas da variação em pequena escala da amplitudes dos multipercursos com funções densidade de probabilidade e distribuição acumulada correspondentes a uma variável aleatória do tipo Rayleigh

partes reais e imaginárias obedecem a uma distribuição gaussiana. Conclui-se, portanto, que o processo estocástico referente à intensidade do sinal recebido é um processo gaussiano complexo. Como as partes reais e imaginárias deste processo são variáveis aleatórias gaussianas, e este processo pode ser considerado estacionário no sentido amplo, é possível efetuar uma caracterização estatística completa deste processo aleatório, uma vez que a estacionariedade no sentido amplo em processos gaussianos implica na estacionariedade em sentido estrito, permitindo a determinação das funções densidade de probabilidade da variável aleatória correspondente à intensidade do sinal, a partir de sua função autocorrelação, conforme mencionado no último parágrafo da seção 2.2.4.

Observa-se, ao longo de todos os *grids* de medida do canal, que as estatísticas de variação da intensidade do sinal, em torno do seu nível médio, seguem a mesma função densidade de probabilidade. Este fato também permite concluir, considerando intervalos de tempo nos quais o nível médio do sinal pode ser considerado constante, que o canal pode ser considerado estacionário no sentido amplo em relação à variável tempo, confirmando a adequabilidade do canal sondado ao modelo de canal *WSS*.

4.1.2 Dados obtidos e o modelo de Valenzuela

Em relação à adequabilidade dos dados medidos ao modelo de Valenzuela [2], duas questões já foram respondidas anteriormente. No modelo de Valenzuela, a variação em pequena escala do sinal segue uma função densidade de probabilidade Rayleigh, assim como ocorre com a variação em pequena escala da intensidade do sinal observada neste trabalho. As características do sinal utilizado na sondagem do canal rádio, realizada por Valenzuela, permitem considerar o canal rádio *WSSUS*. A outra questão se refere à resposta do canal ao sinal utilizado nas medições, que no domínio do tempo, corresponde a um pulso de curta duração. A resposta do canal ao sinal utilizado na sondagem do mesmo pode ser considerada, aproximadamente, como um somatório de impulsos, aleatoriamente atenuados, retardados e defasados, de acordo com a Eq 2.44.

Falta verificar, portanto, se o decaimento da intensidade do sinal com os retardos, os tempos de chegada dos grupos de multipercursos e dos multipercursos, pertencentes a cada grupo, e as fases dos multipercursos se ajustam ao modelo de Valenzuela.

Decaimento das intensidades do sinal com os retardos

Tomando-se como referência o instante de chegada do multipercurso de maior intensidade e normalizando as amplitudes dos diversos multipercursos pela intensidade deste multipercurso, pode-se dizer, conforme mostra a Fig. 4.6, que o decaimento (em Volt ou Watt, em dB) das amplitudes normalizadas, com os retardos, segue, em média, uma lei linear, conforme a Eq. 4.1.

$$E[A_{dB}(t)/A_{dB_{max}}] = 10 \log E[A(t)/A_{max}] = -\alpha t \quad (4.1)$$

que equivale à Eq. 4.2

$$\ln E[A(t)/A_{max}] = -\left(\frac{\alpha \ln 10}{10}\right)t \quad (4.2)$$

e que resulta na Eq. 4.3

$$E[A(t)] = A_{max} e^{-\alpha' t} \quad (4.3)$$

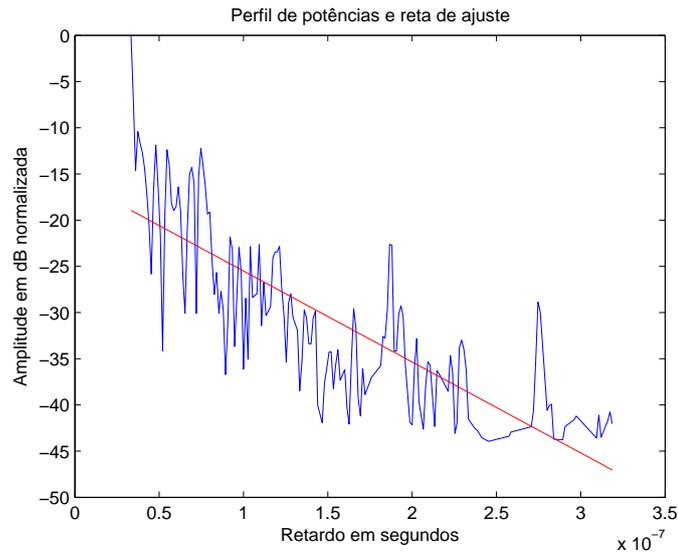


Figura 4.6: Perfil de amplitudes em dB normalizado e reta de ajuste.

onde $A(t)$ corresponde à amplitude do sinal, em um determinado instante, e $\alpha' = -\left(\frac{\alpha \ln 10}{10}\right)$. Fica demonstrado, portanto, que o decaimento da intensidade em Volts ou em Watt das amplitudes dos multipercursos seguem, em média, uma lei exponencial, logo o decaimento das amplitudes dos grupos de multipercursos e o decaimento dos multipercursos em cada grupo, podem ser caracterizados pela Eq. 2.50.

As fases dos multipercursos

Por meio da função *ksdensity* do Matlab, observa-se que as fases dos multipercursos são ajustadas de acordo com uma distribuição uniforme, no intervalo entre $[-\pi, \pi]$. A Fig. 4.7 mostra as funções densidade de probabilidade empíricas, relativas a dois *grids* de sondagem pertencentes ao ambiente A3.

Instantes de chegada dos multipercursos

A distribuição de Poisson é frequentemente utilizada para modelar o número de eventos que ocorrem aleatoriamente, em um determinado intervalo de tempo. No caso deste trabalho, a distribuição de Poisson é usada para modelar o número de grupos de multipercursos (número de ocorrências de grupos) e o número de multipercursos por grupos, que chegam ao receptor. Segundo Marinović [16], a probabilidade de ocorrer um determinado número de grupos de multipercursos em um intervalo de tempo e a

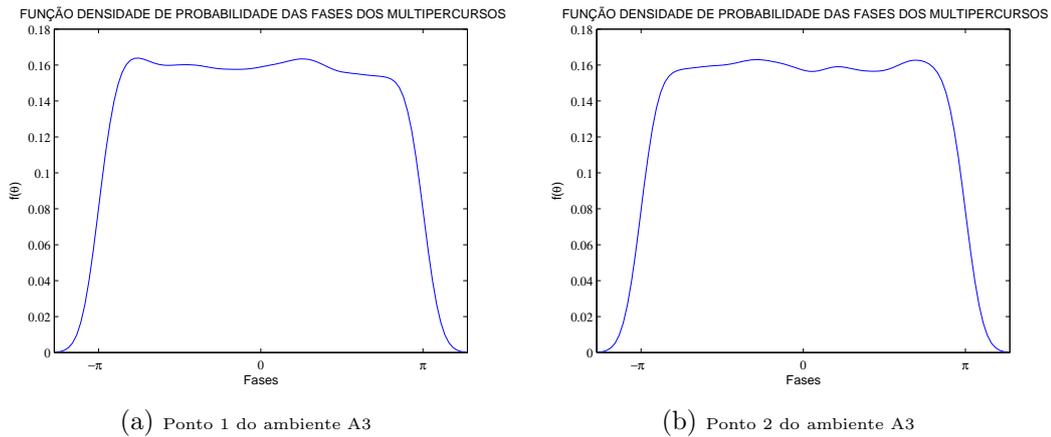


Figura 4.7: Exemplos de funções densidades de probabilidade empíricas das fases dos multipercursos correspondentes ao ambiente A3

probabilidade de ocorrer um determinado número de multipercursos em um determinado grupo, durante um intervalo de tempo, são dadas, respectivamente, por:

$$P(c) = \frac{(\Lambda T_{cl})^c}{c!} e^{-\Lambda T_{cl}} \quad (4.4)$$

$$P(m) = \frac{(\lambda T_{ml})^m}{m!} e^{-\lambda T_{ml}} \quad (4.5)$$

onde c e m correspondem aos números de grupos de multipercursos e de multipercursos no interior dos grupos, respectivamente, T_{cl} e T_{ml} são intervalos temporais e Λ e λ representam as taxas segundos às quais os grupos de multipercursos e os multipercursos pertencentes a estes chegam ao receptor, respectivamente.

Dado que ocorreu a chegada de um grupo de multipercursos, a probabilidade de não ocorrer a chegada de mais nenhum grupo em um determinado intervalo de tempo é dada por:

$$p(0) = \frac{(\Lambda T_{cl})^0}{0!} e^{-\Lambda T_{cl}} = e^{-\Lambda T_{cl}} \quad (4.6)$$

que é igual a probabilidade de um intervalo de tempo T_{cl} transcorrer sem que seja observada a chegada de um outro grupo de multipercursos. A probabilidade de ocorrer a chegada de um outro grupo de multipercursos no intervalo de tempo T_{cl} é, portanto, dada por:

$$P(1|T_{cl}) = 1 - e^{-\Lambda T_{cl}} \quad (4.7)$$

Como a medida de probabilidade, neste caso, não é afetada pelo instante de tempo em que um grupo de multipercursos anterior foi detectado, conclui-se que a Eq. 4.7 representa a função distribuição acumulada que modela o intervalo de tempo entre a chegada dos grupos de multipercursos de acordo com:

$$P(T_{cl}) = 1 - e^{-\Lambda T_{cl}} \quad (4.8)$$

cuja correspondente função densidade de probabilidades é dada por:

$$p(T_{cl}) = \Lambda e^{-\Lambda T_{cl}} \quad (4.9)$$

Como T_{cl} corresponde ao intervalo de tempo entre a chegada de dois grupos de multipercursos $T_{cl} = T_l - T_{l-1}$, conclui-se que a Eq. 4.9 é equivalente à Eq. 2.48. De modo análogo, é desenvolvida a caracterização dos intervalos de tempo entre a chegada de multipercursos no interior dos grupos, conforme a Eq. 4.10, que equivale à Eq.2.49.

$$p(T_{ml}) = \lambda e^{-\lambda T_{ml}} \quad (4.10)$$

A figura 4.8 mostra o ajuste das distribuições teóricas de Poisson com as distribuições empíricas relativas aos números de multipercursos por grupos e aos números de grupos de multipercursos observados no processo de agrupamento de dados referente ao *grid* 1 do ambiente A1. Apesar de o ajuste entre as curvas teóricas e as referentes aos dados medidos não terem se ajustado bem, devido à imperfeições do algoritmo, verifica-se que a forma de escada, característica da distribuição de Poisson, foi observada em relação aos dados medidos. Um refinamento do algoritmo, provavelmente, fornecerá ajustes melhores entre as curvas. A forma em escada foi observada em todos os *grids* de medidas.

Conforme verificado nesta seção, as distribuições de Poisson são utilizadas para modelar o número de grupos de multipercursos e de multipercursos no interior destes. As distribuições exponenciais associadas às distribuições de Poisson caracterizam o intervalo de tempo entre a chegada dos grupos e dos multipercursos pertencentes a estes. Uma

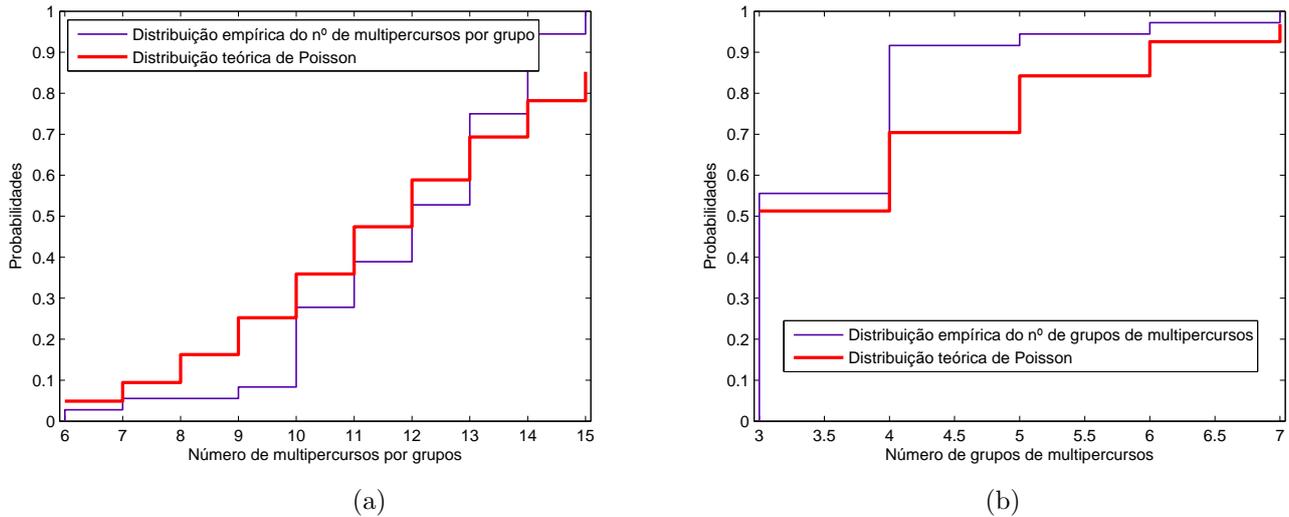


Figura 4.8: Ajuste relativo aos números de grupos e número de multipercursos por grupos observados no *grid* 1 do ambiente A1 com distribuições teóricas de Poisson

vez verificado que a quantidade de grupos de multipercursos por perfil de potência e a quantidade de multipercursos por grupos seguem, aproximadamente, distribuições de Poisson, conforme exemplificado pela Fig. 4.8, conclui-se que os intervalos de tempo entre as chegadas dos grupos de multipercursos e de seus respectivos multipercursos podem ser modelados conforme as Eqs. 4.9 e 4.10 e que os instantes de chegada podem ser modelados segundo as Eqs. 2.46 e 2.47

4.2 Ferramentas de processamento dos dados medidos

Os dados provenientes da campanha de medições foram obtidos a partir da sondagem do canal no domínio da frequência. O foco do presente trabalho, entretanto, consiste na avaliação da dispersão temporal do canal através da resposta ao impulso e sua correspondente simulação.

As respostas ao impulso instantâneas do canal foram determinadas a partir da transformada inversa de Fourier das funções complexas $T(f, t)$. Antes, porém, as funções $T(f, t)$ são multiplicadas pela função janela de Blackman-Harris [10] de três termos, a fim de minimizar os efeitos de vazamento espectral (*leakage*). A opção pela função janela de

Blackman-Harris [10] foi feita após várias comparações com outras funções janela conduzidas por Souza [1]. Ao se efetuar a transformada inversa discreta de Fourier obtêm-se funções complexas $g(t, \varepsilon)$. O quadrado do módulo destas funções correspondem às densidades de potência referentes a cada ponto de sondagem do canal ($|g(t, \varepsilon)|^2 = P_g(t, \varepsilon) = P_g(\varepsilon)$), de acordo com o modelo de Bello [6]. O sinal utilizado para sondar o canal, no domínio do tempo, corresponde a um pulso de curta duração. Portanto, a resposta do canal a este sinal corresponde, aproximadamente, à resposta ao impulso do canal, a qual é apresentada como um perfil de potência de retardos, conforme mencionado na seção 2.3.1.

O canal rádio e o próprio sistema de medição introduzem ruído no sinal transmitido que, dependendo da intensidade em dado instante de tempo, pode interferir com um multipercurso reduzindo ou aumentando a intensidade do mesmo. O ruído pode, ainda, assumir características impulsivas (assumindo altos valores de intensidade), o que possibilita que este seja confundido com um multipercurso válido. Além dos efeitos devido ao ruído, um outro fator também pode levar a erros de decisão, ao se tentar separar os multipercursos válidos de sinais espúrios. O sistema de medidas, conforme visto na seção anterior, possui uma resolução limitada em relação à detecção dos multipercursos. Multipercursos que chegam ao receptor com intervalos de tempo menores que a resolução do sistema são “interpretados” pelo mesmo como somente um multipercurso, cujas intensidade e fase correspondem à composição das intensidades e fases destes multipercursos. Desta forma, em um dado instante, um multipercurso com uma alta intensidade pode interagir com outros multipercursos resultando em um sinal de menor intensidade possibilitando a confusão de um multipercurso válido com um sinal espúrio.

Para que os parâmetros referentes à dispersão temporal do canal sejam corretamente estimados, uma precisa separação entre multipercursos válidos e sinais espúrios deve ser efetuada. O programa desenvolvido por Barros [11], após obter as respostas, no domínio do tempo, referentes aos pontos medidos, submete as mesmas a um processo de decisão, o qual procura eliminar os sinais espúrios dos perfis de potência obtidos. O processo de decisão utilizado por ele é denominado técnica *Clean* [15] de limpeza de perfis de potência. A seguir, será realizada uma breve descrição de seu funcionamento e serão

feitas algumas considerações quanto aos problemas decorrentes da utilização da técnica *Clean* e da solução utilizada, neste trabalho, para contorná-los.

4.2.1 Descrição da técnica *Clean*

O primeiro passo para se aplicar a técnica *Clean* é a determinação de um sinal de referência. Este sinal corresponde a um pulso de curta duração transmitido a uma curta distância do receptor (geralmente 1 m), em condições em que somente os efeitos da atenuação em espaço livre influencie a recepção do sinal, ou seja, onde não haja a influência de multipercursos. O sinal recebido é, portanto, resultado da influência do equipamento e da atenuação em espaço livre. A influência do equipamento é retirada pela calibragem do sistema de medidas restando, somente, o efeito da atenuação em espaço livre. O sinal de referência utilizado por Souza [1] foi obtido no campo de futebol do *campus* do Gragoatá da Universidade Federal Fluminense. A Fig. 4.9 corresponde ao sinal de referência.

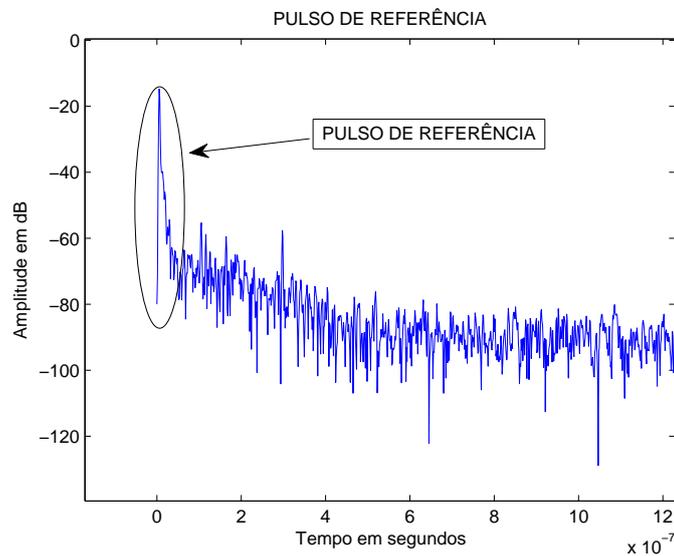


Figura 4.9: Pulso de referência medido no *campus* do Gragoatá da UFF

As amostras referentes ao valor máximo do pulso de referência e aquelas imediatamente anteriores e posteriores a este são utilizadas para representar a forma de onda do mesmo, no programa desenvolvido por Barros [11], citado no primeiro parágrafo desta seção. Assumindo-se que todo multipercurso válido tenha uma forma semelhante àquela

do pulso referência, os picos de potência que compõem um perfil de potência de retardos representam possíveis multipercursos sendo representados, assim como o pulso de referência, pelos seus valores máximos e as amostras imediatamente adjacentes a estes. Este critério foi adotado por Barros [11] e Souza [1], pois ao se adotar mais amostras para se representar um pico, pertencente a um perfil de potência de retardos, observa-se que, em muitos casos, as amostras adicionais podem fazer parte do início de outro possível multipercurso. Assim, ao se aplicar a técnica *Clean*, ocorreriam níveis muito baixos de correlação com o pulso de referência, e conseqüentemente, o descarte de um multipercurso válido. A Fig. 4.10 ilustra o problema.

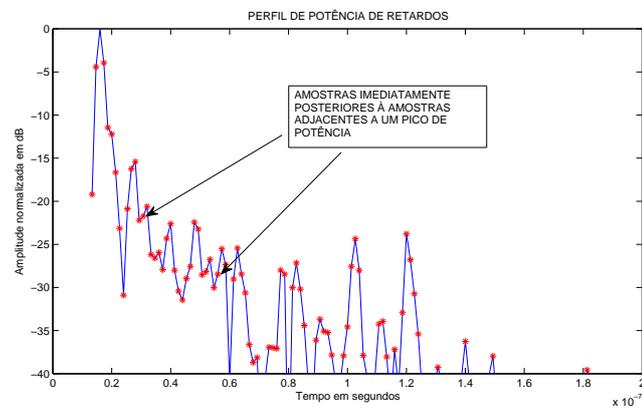


Figura 4.10: Amostras superpostas ao perfil de potência de retardos

As amostras correspondentes ao pulso de referência e as amostras correspondentes aos picos de potência, componentes dos perfis de potência de retardos, são convertidas em vetores. A partir do possível multipercurso de maior valor, é efetuada a correlação cruzada entre o vetor correspondente ao pulso de referência e os vetores correspondentes aos possíveis multipercursos válidos, por meio da função *corrcoef* do Matlab. Aqueles picos, cujos valores dos coeficientes de correlação resultantes de suas correlações cruzadas com o sinal de referência forem menores que 0.8, são descartados. O processo é efetuado ao longo de todo o perfil de potência de retardos até que seja detectado um pico de potência inferior ao patamar de ruído. Neste momento, o algoritmo pára e é determinado um perfil de potência de retardos limpo.

O patamar de ruído foi determinado de acordo com o procedimento adotado por Kim [12]. Ao se examinar os perfis de potência, nota-se que antes da chegada da compo-

nente em visada existem amostras com um baixo nível de intensidade. Como existe um intervalo de tempo entre a transmissão do sinal e sua recepção, conclui-se que os sinais detectados antes da chegada da componente em visada correspondem a sinais de ruído devidos ao equipamento de medidas e ao canal. O patamar de ruído adotado corresponde à média das amostras compreendidas entre a primeira amostra encontrada nos perfis citados no início deste parágrafo, e a amostra correspondente à metade do tempo decorrido entre a primeira amostra e a amostra correspondente ao pico da componente em visada do perfil de potências de retardos sujo (perfil de potência de retardos antes de ser submetido à técnica *Clean*), mais a variância destas amostras. Este tempo de guarda (metade do tempo decorrido entre a primeira amostra e a amostra correspondente ao pico da componente em visada) é adotado para se evitar que, na estimativa do patamar de ruído, sejam computadas amostras de alta intensidade, que constituem a forma de onda da componente em visada. A Fig 4.11 mostra a seleção das amostras em um perfil correspondente a um ponto do *grid* colocado no ponto 1 do ambiente A1. O procedimento é realizado para todos os pontos do *grid*, que representa um local medido em um ambiente e o conjunto de dados obtido é utilizado para se calcular o patamar de ruído para este local.

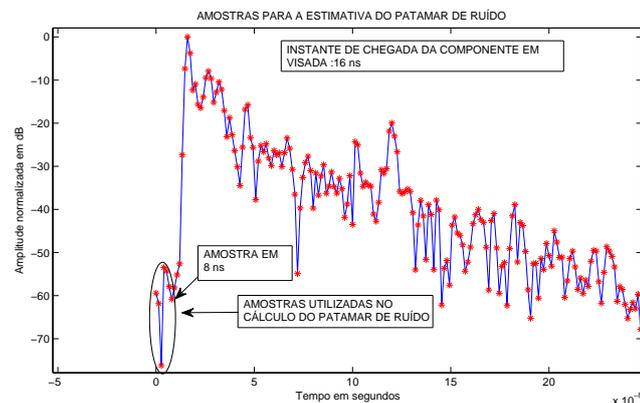


Figura 4.11: Amostras para a estimativa do patamar de ruído

4.2.2 Limitações da técnica *Clean*

Conforme o artigo publicado por Muqaibel [13], e verificado por Hunter [14] e Chong [9], o pulso de referência observado no receptor varia de forma significativa principalmente em relação a seu formato, cada vez que este é medido. Existem, segundo Hunter

[14], diversas explicações para esta variação como, por exemplo, variações do canal rádio que ocorrem nos intervalos entre as medidas de dois pulsos de referência e a variação da resposta do sistema de medição devido a variações de temperatura e a vibrações.

A variação do sinal de referência permite concluir que nem sempre a forma de onda de um multipercurso válido possui um alto nível de correlação com a forma de onda do pulso de referência, pois além da distorção devida à interação da energia com o ambiente (reflexão, refração e difração), os perfis de potência de retardos, obtidos em várias sondagens, também estão sujeitos às variações descritas no parágrafo anterior. Tal fato foi confirmado após exaustivas inspeções dos perfis de potência de retardos, submetidos à técnica *Clean*. Vários picos de potência que, claramente, representavam multipercursos válidos eram descartados pelo algoritmo, conforme a Fig. 4.12. Nesta figura, a forma de onda do perfil de potência foi plotada em azul, as hastes em vermelho correspondem à plotagem da resposta ao impulso do canal, após o perfil de potências ter sido submetido à técnica *clean*.

Para contornar este problema, Chong [9], apesar de não adotar esta solução em seu trabalho, sugere a determinação de um pulso de referência médio a partir de vários pulsos de referência medidos. Muqaibel [13] propõe um algoritmo que obtém a correlação cruzada entre os picos que compõem os perfis de potência de retardos medidos, com várias amostras do pulso de referência, sendo escolhidos aqueles picos que apresentam um grau de correlação maior ou igual a um determinado nível, com todos os pulsos de referência medidos. Estas duas soluções não puderam ser empregadas, pois na campanha de medidas realizada por Souza [1], foi obtido um único pulso de referência.

Ainda que houvesse vários pulsos de referência, ou mesmo se o pulso de referência fosse perfeitamente estável, um outro problema também leva ao descarte de multipercursos válidos pelo algoritmo *Clean*, conforme descrito a seguir: o sistema de medições possui resolução temporal limitada. As amostras imediatamente adjacentes a um pico de potência, ou mesmo aquela correspondente ao próprio pico, são, na realidade, resultado da combinação de multipercursos que chegam ao receptor com intervalos de tempo menores que a resolução temporal do sistema. O resultado desta combinação pode ser tal que a

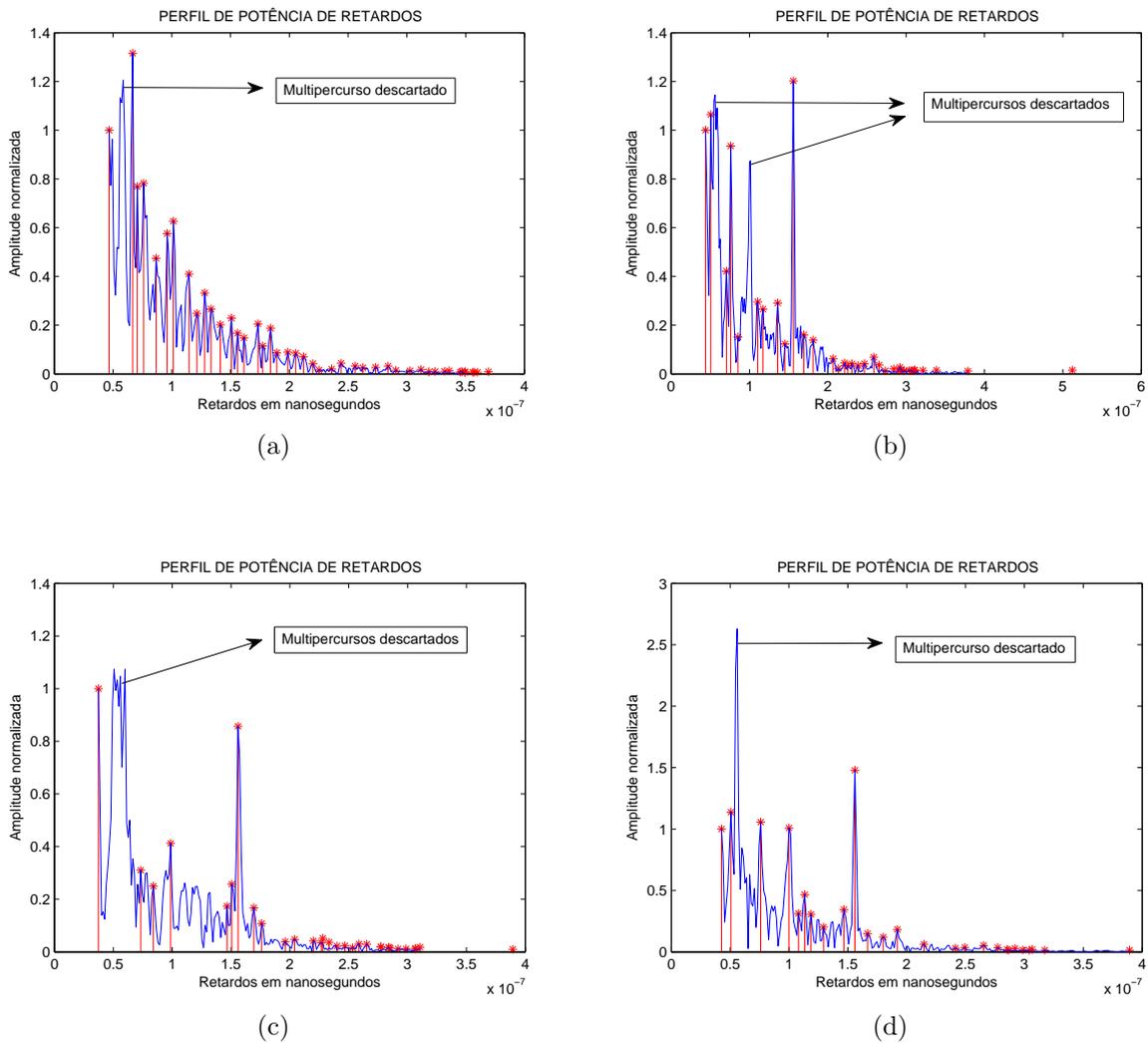


Figura 4.12: Exemplos de perfis de potência de retardos processados pela técnica *Clean* com respectivamente 50%, 60%, 70% e 80% de correlação com o pulso de referência.

forma de onda correspondente a um determinado pico de potência, de alta intensidade, possua baixa correlação com a forma do pulso de referência, implicando, desta forma, na eliminação de um multipercursos válido do perfil de potência de retardos.

A solução encontrada para contornar tais problemas foi considerar como multipercursos válidos todos os picos de potência, que possuam um nível de correlação igual ou maior que 10% com o pulso de referência e cuja intensidade seja superior ao patamar de ruído. Os picos mais fortes possuem grande possibilidade de corresponderem a multipercursos válidos, uma vez que a ocorrência de ruídos impulsivos com altas intensidades não ocorrem com frequência, e as amostras imediatamente adjacentes a estes picos possuem intensidades próximas ao patamar de ruído, implicando, em geral, em níveis de

correlação inferiores ao adotado como nível mínimo. Se sinais espúrios de baixa intensidade forem interpretados como multipercursos válidos, estes exercerão pouca influência na determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal.

4.3 Agrupamento de multipercursos e parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela

Para se efetuar a caracterização do canal segundo o modelo de Saleh-Valenzuela [2] é necessário, em primeiro lugar, separar os multipercursos por grupos. A partir daí, os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela são estimados. Esta seção se destina a descrever o processo de agrupamento de multipercursos, a estimativa dos parâmetros e o processo de simulação da resposta do canal, no domínio do tempo.

4.3.1 Função *K-means* e os dados obtidos

No caso da propagação via multipercursos em ambientes internos, estes chegam ao receptor em grupos, e têm origem no espalhamento da energia nos principais espalhadores, correspondentes à superestrutura do ambiente e no espalhamento subsequente da energia nos objetos que se encontram nas vizinhanças do receptor. É de se esperar, portanto, que os grupos de multipercursos cheguem ao receptor com intervalos de tempo proporcionais às distâncias entre os espalhadores que compõem a superestrutura do ambiente e as vizinhanças da antena receptora. Também se espera que os multipercursos componentes de cada grupo cheguem ao receptor em instantes de tempo cujos valores sejam próximos, quando comparados ao intervalo de tempo decorrido entre a chegada de dois grupos de multipercursos (lembrar que o instante de chegada de um grupo de multipercursos corresponde ao instante de chegada do primeiro multipercurso, componente deste grupo), devido às maiores distâncias entre os espalhadores, componentes da superestrutura do ambiente. A intensidade em dB dos multipercursos é proporcional ao retardos, segundo os quais estes chegam ao receptor, logo espera-se que a intensidade de chegada dos multipercursos em dB tenha o mesmo comportamento que aquele observado em relação aos instantes de

chegada dos multipercursos, ou seja, as intensidades dos multipercursos pertencentes a um determinado grupo, possuem valor aproximado quando comparadas às intensidades dos multipercursos pertencentes a outro grupo. Pode-se concluir que, em última análise, o que define o agrupamento dos multipercursos são seus instantes de chegada, uma vez que suas amplitudes em dB podem ser consideradas proporcionais a estes. Os dados correspondentes aos instantes de chegada dos multipercursos, componentes de um perfil de potência de retardos, podem ser plotados no espaço euclidiano bi-dimensional de acordo com a Fig. 4.13.

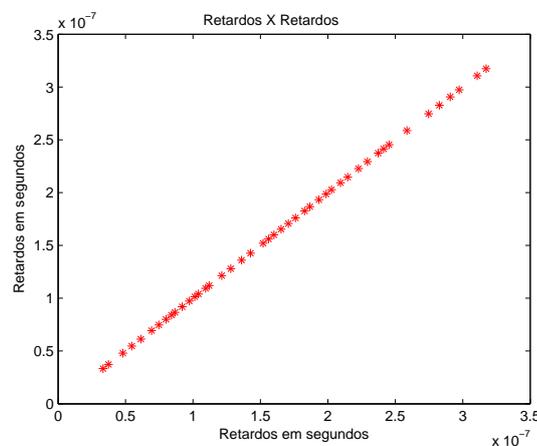


Figura 4.13: Gráfico Retardos X Retardos

A função *K-means* do Matlab procura agrupar os pontos do gráfico da Fig. 4.13 de acordo com sua proximidade, procurando separar em diferentes grupos os pontos que estejam mais próximos entre si, e o mais afastado dos pontos pertencentes a outro grupo.

A decisão inicial quanto ao número de grupos de multipercursos é tomada pelo operador com base na análise dos ambientes apresentados no capítulo 3. Observando-se a estrutura do ambiente A5, por exemplo, onde existem 4 grandes paredes, espera-se, pelo menos quatro grupos de multipercursos chegando ao receptor. A decisão final relativa ao número de grupos de multipercursos é tomada pelo algoritmo, com a utilização da função *silhouette* do Matlab.

Para um dado número de grupos no qual o conjunto de dados foi dividido (no caso, os instantes de chegada dos multipercursos), a função *silhouette* fornece a medida da separação entre os grupos, ou seja, fornece a idéia do quanto os dados em um grupo

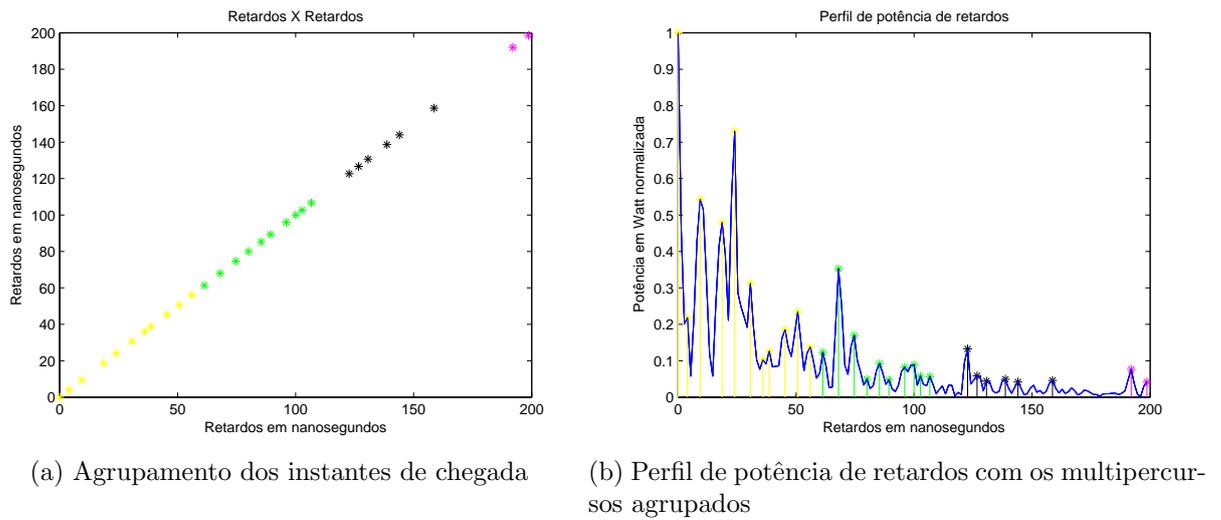


Figura 4.14: Exemplo de agrupamento dos instantes de chegada dos multipercursos realizado pelo algoritmo.

estão próximos entre si e distantes dos dados pertencentes aos demais grupos. A função *silhouette* plota um gráfico, onde estão representados os objetos separados em grupos no eixo y, e no eixo x um intervalo numérico que pode variar entre $[-1, 1]$, conforme a Fig. 4.15.

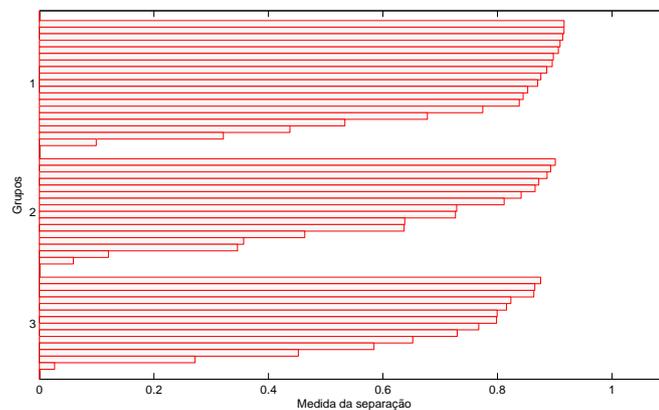


Figura 4.15: Gráfico plotado pela função *silhouette*

Se a um determinado dado é atribuído pela função *silhouette* um valor alto, por exemplo 0.8 (em um intervalo $[-1, 1]$), isto significa que este dado está bem separado dos dados dos demais grupos, em outras palavras há uma grande possibilidade de este dado pertencer ao grupo em que foi colocado. À medida que este valor decai diminui a probabilidade de um determinado dado ter sido alocado no grupo correto. O valor zero

indica que não ficou claro para o algoritmo se um dado pertence a um grupo ou ao grupo vizinho mais próximo. Valores negativos indicam que, à medida que seu módulo aumenta, maior a possibilidade de um dado ter sido alocado em um grupo ao qual, de fato, não pertence.

A partir da decisão inicial, relativa ao número de grupos, deixa-se o algoritmo verificar se há uma melhor separação, ou seja, se a partir da decisão inicial existe uma melhor forma de agrupar os dados em relação à quantidade de grupos. Isto é feito calculando-se a média dos valores atribuídos aos dados pela função *silhouette*, para cada agrupamento verificado, sendo escolhido aquele cujo valor médio dos valores da função *silhouette* atribuídos aos dados é mais alto. Espera-se que o algoritmo corrija, caso seja necessário, a decisão tomada pelo operador em relação número de grupos de multipercursos que se formam em um determinado ambiente.

A partir da separação dos multipercursos em grupos, os parâmetros do canal apresentados por Saleh-Valenzuela [2] são estimados para cada *grid* de medidas. Estes parâmetros correspondem a: (1) o espalhamento de retardo, (2) o retardo médio, (3) a taxa de chegada de grupos de multipercursos, (4) a taxa de chegada dos multipercursos em cada grupo, (5) a taxa do decaimento exponencial das intensidades dos grupos de multipercursos e (6) a taxa do decaimento dos multipercursos em cada grupo, com os retardos. De posse destes dados, são calculados os parâmetros do canal, por meio das médias dos parâmetros obtidos em cada ponto dos *grids* de sondagem. A seguir será mostrada a forma como cada um destes parâmetros foi estimado.

4.3.2 Parâmetros do canal

Taxa de chegada de grupos de multipercursos Λ

Com a separação dos multipercursos em grupos, em cada perfil de potência medido, o programa calcula, a partir do instante de chegada do primeiro grupo de multipercursos, a diferença entre os instantes de chegada de um grupo de multipercursos e do grupo subsequente. Estes dados são armazenados em uma matriz multidimensional (pontos do grid x dados armazenados x n° do ponto de sondagem). Para cada local de sondagem, em cada

ambiente analisado, as linhas desta matriz correspondem aos dados obtidos nos pontos dos *grids*, ou seja, em uma linha desta matriz são armazenados os dados correspondentes às diferenças entre os instantes de chegada dos grupos de multipercursos, em um dos 36 perfis medidos em um local de sondagem. A taxa de chegada de grupos multipercursos Λ , em cada *grid* de sondagem, é obtida calculando-se o inverso da média dos valores armazenados em cada linha.

Taxa de chegada dos multipercursos λ

Como na estimativa da taxa média de chegada de grupos de multipercursos, as diferenças entre os instantes de chegada dos multipercursos de cada grupo, em cada perfil medido, são armazenadas em uma matriz multidimensional. Nesta matriz, para cada ponto de sondagem, em cada ambiente, os dados referentes a um determinado perfil de potências constituem uma linha da mesma. Para se determinar a taxa média de chegada de multipercursos para um determinado *grid*, calcula-se a média do inverso dos valores armazenados na linha correspondente a este *grid*.

Taxa de queda de intensidade dos grupos de multipercursos com seus instantes de chegada “ $\frac{1}{T}$ ”

Para se estimar a taxa média, em um determinado ambiente, segundo a qual a intensidade dos multipercursos decai com o tempo, foi adotado o mesmo procedimento utilizado por Kim [12] e Chong [9]. Normalizam-se as intensidades dos multipercursos em cada perfil de potência medido, pela potência do primeiro multipercurso do primeiro grupo de cada perfil. Adota-se como a origem dos tempos o instante de chegada deste mesmo multipercurso, desta forma, as intensidades e os instantes de chegada de cada grupo de multipercursos componentes de um perfil de potências são expressos em relação às mesmas referências de intensidade e tempo. Os dados correspondentes aos instantes de chegada dos grupos de multipercursos e as respectivas amplitudes são armazenados em duas matrizes multidimensionais (pontos do grid x dados armazenados x n° do ponto de sondagem). As linhas de uma destas matrizes armazenam os dados referentes aos instantes

de chegada dos grupos de multipercursos, e as linhas da outra armazenam as amplitudes correspondentes a estes instantes, em um ambiente de sondagem.

Os dados componentes da matriz de amplitudes são colocados em escala logarítmica (logarítmo natural da potência normalizada) (não em dB, ver seção 4.1.2). Determina-se uma reta de ajuste para cada linha da matriz de amplitudes e a respectiva linha da matriz de retardos, cujo coeficiente angular representa a taxa da queda exponencial das potências (em Volts), normalizadas para um determinado ponto do *grid*. A taxa da queda exponencial média de um determinado *grid* é determinada pela média das taxas de queda obtidas em cada ponto do *grid*. A Fig. 4.16 mostra o gráfico correspondente à plotagem

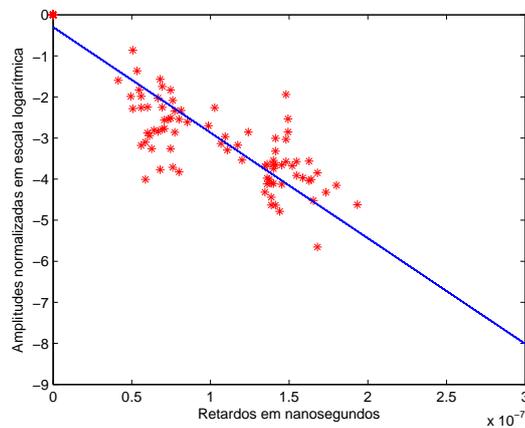


Figura 4.16: Queda da intensidade dos grupos de multipercursos

das intensidades normalizadas *versus* os instantes de chegada dos multipercursos, tomados em referência ao instante de chegada do primeiro grupo, obtidos no *grid* 3 do ambiente A4, superpostos à plotagem da reta de ajuste média, determinada conforme explicado no parágrafo anterior.

Taxa de queda de intensidade dos grupos de multipercursos com seus instantes de chegada “ $\frac{1}{\gamma}$ ”

No modelo de Saleh-Valenzuela [2], assume-se que a taxa $\frac{1}{\gamma}$ é constante para todos os grupos de multipercursos. Com base nisto, Marinović [16], em seu trabalho, utilizou somente o primeiro grupo de multipercursos em cada perfil de potência para estimar a taxa $\frac{1}{\gamma}$. Este procedimento foi adotado, neste trabalho, a fim de que erros relativos ao

processo de agrupamento dos multipercursos, explicados no capítulo 5, prejudicassem a estimativa da taxa $\frac{1}{\gamma}$. A utilização deste procedimento, apesar de possuir uma motivação diferente daquela apresentada por Marinović [16], serviu aos propósitos deste trabalho.

A forma de se estimar a taxa $\frac{1}{\gamma}$ para cada local de sondagem é a mesma utilizada para se estimar a taxa $\frac{1}{\bar{\gamma}}$. Neste caso, normalizam-se as amplitudes dos multipercursos no primeiro grupo, em cada perfil de potência de retardos, pela amplitude do primeiro multipercurso observado neste grupo, os retardos referentes aos multipercursos deste grupo são medidos em referência ao retardo deste mesmo multipercurso. A figura 4.17 mostra

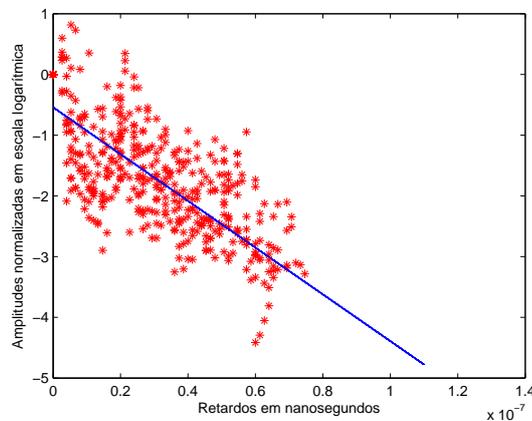


Figura 4.17: Queda da intensidade dos primeiros grupos de multipercursos observada em um *grid*

a plotagem das potências normalizadas dos multipercursos componentes dos primeiros grupos *versus* os retardos, referente ao ponto de sondagem 1 do ambiente A4, superpostos à reta de ajuste média.

4.4 Simulação

Os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela estimados para cada ponto de sondagem, em cada ambiente analisado, e mais, o número médio de grupos e o número médio de multipercursos por grupos, constituem as informações de entrada do programa de simulação que procura reproduzir as respostas do canal no domínio do tempo para cada ponto de sondagem, dos diversos ambientes analisados. O canal é simulado utilizando-se o modelo de Saleh-Valenzuela [2] e o modelo de Turin [3]. Os resultados relativos à dis-

persão temporal do canal, referentes às duas simulações são, então, comparados com os resultados extraídos dos dados experimentais.

O processo de simulação utiliza geradores de valores aleatórios que seguem as funções densidade de probabilidade utilizadas para caracterizar o canal, cujos parâmetros foram estimados conforme já explicado nas seções anteriores. As simulações foram realizadas por pontos de sondagem (*grids*), utilizando-se os parâmetros correspondentes a estes pontos. A seguir, será feita uma breve descrição do processo de simulação.

Número de grupos de multipercursos

Assim como no processo de agrupamento de multipercursos, o número de grupos observados em cada perfil de potência é variável, e segue, de acordo com o trabalho de Marinović [16], a distribuição de Poisson da Eq. 4.4. Fazendo T_{cl} igual à duração média dos perfis de potência, obtêm-se uma distribuição de Poisson cujo parâmetro corresponde ao número médio de grupos de multipercursos observados em um determinado *grid* de medidas, uma vez que o produto entre a duração de um perfil e a taxa Λ fornece o número de grupos de multipercursos observado em um perfil de potência. O número de grupos de multipercursos para cada simulação é obtido pela função *poissrnd*.

Instantes de chegada dos grupos de multipercursos T_i

A partir da Eq. 4.9, por meio da função *exprnd*, são gerados valores aleatórios para as diferenças entre os instantes de chegada dos grupos de multipercursos. A quantidade de valores gerados corresponde ao número de grupos determinado menos um. A partir de zero (instante correspondente à chegada do primeiro grupo de multipercursos), os valores gerados são somados sucessivamente, ou seja, soma-se o primeiro valor gerado a zero, e obtêm-se o instante de chegada do segundo grupo de multipercursos, soma-se este valor ao segundo valor gerado e obtêm-se o instante de chegada do terceiro multipercurso, e assim por diante (lembrar que, por definição, o instante de chegada do primeiro grupo de multipercurso é igual a zero).

Número de multipercursos em cada grupo

O número médio de multipercursos por grupo, observados no processo de agrupamento dos dados medidos, é utilizado como parâmetro da função *poissrnd*, que gera valores aleatórios segundo a distribuição de probabilidades explicitada pela Eq. 4.5, fazendo-se T_{mi} igual à duração média dos grupos de multipercursos. Tais valores correspondem ao número de multipercursos por grupos. A quantidade de valores gerados é correspondente ao número de grupos determinado pelo algoritmo, ou seja, se o programa determinou 3 grupos de multipercursos, são gerados, por exemplo, os valores 10, 15 e 18 para o número de multipercursos em cada grupo.

Instantes de chegada dos multipercursos em cada grupo ε_{kl}

Os instantes de chegada dos multipercursos no interior dos grupos são obtidos de forma semelhante aos instantes de chegada dos grupos de multipercursos. A partir do número de multipercursos, determinado para um certo grupo, em uma simulação, são geradas pela função *exprnd*, com base na Eq. 4.10, valores correspondentes às diferenças entre os instantes de chegada dos multipercursos. Estes valores são somados sucessivamente ao instante de chegada T_l do respectivo grupo de multipercursos, ou seja, o primeiro valor gerado é somado à T_l , obtendo-se, assim, o instante de chegada do segundo multipercorso do grupo. Soma-se este valor ao próximo valor gerado, obtendo-se o instante de chegada do terceiro multipercorso do grupo, e assim por diante.

Amplitudes dos multipercursos β_{kl}

O decaimento $\frac{1}{\gamma}$ médio dos perfis de potência de retardos é dado pela Eq. 2.50. A variação das amplitudes correspondentes a cada retardo obedece, conforme a Eq. 2.47, a uma função densidade de probabilidade do tipo Rayleigh. Assim, para cada instante de tempo, correspondente à chegada de um multipercorso, é obtida uma amplitude média de acordo com a Eq. 2.50, utilizando-se as taxas da queda exponencial estimadas. A estas amplitudes médias é aplicada a função *raylrnd* do Matlab, ou seja, são gerados valores aleatórios, segundo uma variável Rayleigh, em torno de cada amplitude média.

Os valores gerados para cada amplitude foram restritos ao intervalo compreendido entre a média mais o desvio padrão e a média menos o desvio padrão, correspondentes a mil valores gerados para uma determinada amplitude, a fim de se evitar o aparecimento de valores extremos. A Fig. 4.18 mostra um exemplo de um perfil de potência simulado, de acordo com o modelo de Saleh-Valenzuela [2], e um perfil medido no ambiente A2 no *grid* 1.

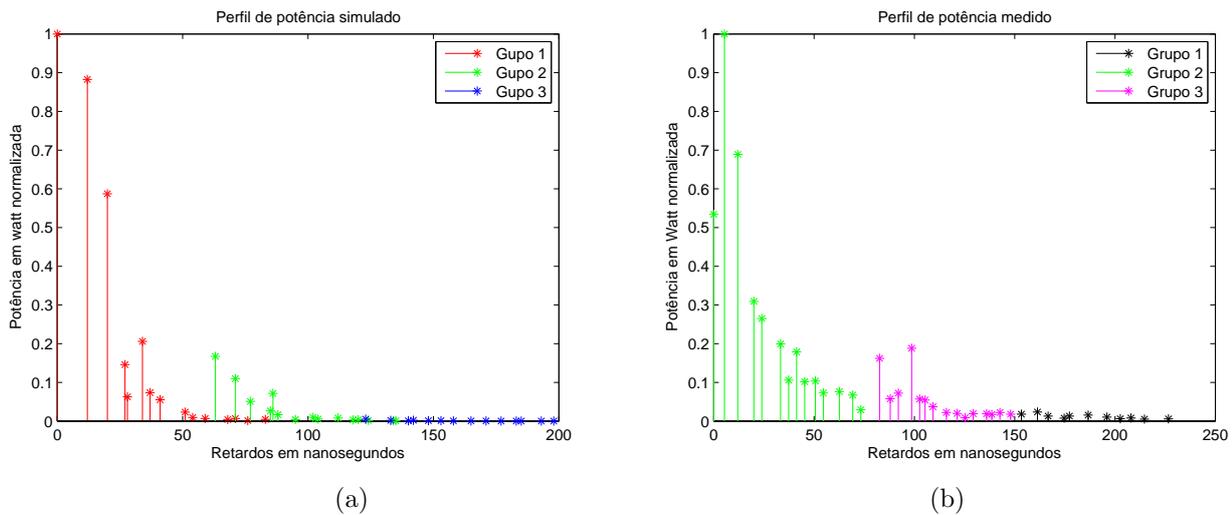


Figura 4.18: (a) Perfil simulado de acordo com o modelo de Saleh-Valenzuela (b) Perfil medido no ambiente A2 no *grid* 1

Simulação da resposta do canal ao impulso pelo modelo da exponencial única-modelo de Turin

Neste caso, o canal é simulado como se somente um grupo de multipercursos chegasse ao receptor, e a este grupo pertencem todos os multipercursos capturados durante uma sondagem. A Eq. 4.10 modela as diferenças entre os instantes de chegada dos multipercursos. O número de multipercursos é gerado pela função *poissrnd*, a partir da Eq. 4.5, fazendo-se T_{ml} igual à duração média de um perfil de potências. A partir destes dois dados são determinados, para cada simulação, os instantes de chegada dos multipercursos. Os valores médios das amplitudes são dados pela aplicação dos instantes de chegada obtidos à equação 2.51, e a taxa exponencial de queda é a mesma que a obtida para caracterizar a queda das intensidades dos multipercursos em cada grupo $\frac{1}{\gamma}$. Esta taxa é utilizada para

simular o canal segundo o modelo de Turin [3], pois espera-se que neste caso, os multi-percursos de maior intensidade estejam mais concentrados no início dos perfis. Em torno

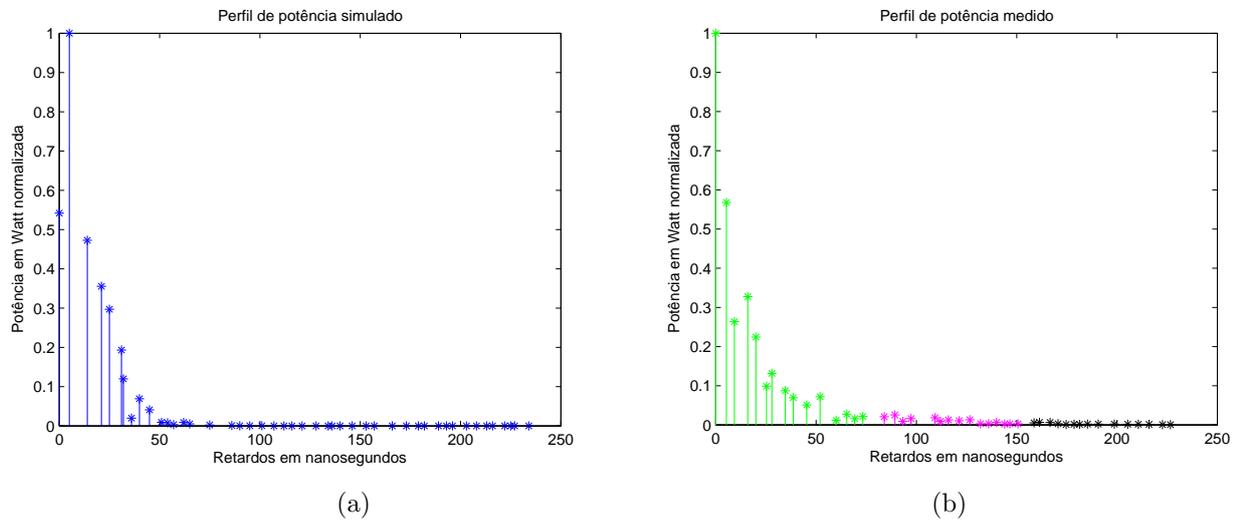


Figura 4.19: (a) Perfil simulado de acordo com o modelo de Turin (b) Perfil medido no ambiente A1 no *grid 7*

destas amplitudes médias, são geradas em cada simulação, por meio da função *raylrnd* do Matlab, valores aleatórios para as amplitudes, obtendo-se os perfis de potência simulados. Os cuidados referentes ao aparecimento de valores extremos também foram tomados, nesta simulação. A Fig. 4.19 mostra um exemplo de um perfil de potência simulado, de acordo com o modelo de Turin [3], e um perfil de potência medido no *grid 7* do ambiente A1.

Capítulo 5

RESULTADOS

5.1 Parâmetros estimados

A tabela 5.1 mostra os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela [2], utilizados para caracterizar a resposta ao impulso do canal, estimados em cada *grid* de medidas. Γ corresponde ao inverso da taxa média da queda das amplitudes dos multipercursos com os retardos, γ representa o inverso taxa média da queda das intensidades dos multipercursos com os retardos no interior dos grupos, Λ é a taxa média de chegada dos grupos de multipercursos, λ corresponde à taxa média de chegada dos multipercursos no interior dos grupos, $BC_{90\%}$ é a banda de coerência para 90% de correlação entre componentes espectrais, $\overline{\sigma_{rms}}$ representa o valor médio do espalhamento de retardo referente a cada *grids* e $\Sigma_{\sigma_{rms}}$ corresponde ao desvio padrão do espalhamento de retardo.

5.2 Comparação entre simulações

Nas próximas seções serão mostradas, para cada ambiente, as comparações entre os valores de espalhamento de retardo obtidos por meio dos perfis de potência medidos e aqueles calculados por meio dos perfis de potências obtidos a partir da simulação da resposta do canal, segundo os modelos de Saleh-Valenzuela e Turin. Cada seção se refere a

Ambiente A1							
<i>grid</i>	1	2	3	4	5	6	7
$\Gamma(ns)$	50,4	55,6	55,1	52,1	51,3	45,0	40,4
$\gamma(ns)$	24,6	24,1	27,8	22,5	23,3	20,5	23,0
$\Lambda(cl/ns)$	0,016	0,018	0,015	0,015	0,020	0,020	0,014
$\lambda(mpc/ns)$	0,18	0,17	0,18	0,19	0,18	0,20	0,20
$BC_{90\%}(MHz)$	4,9	2,9	5,8	5,8	4,9	2,0	7,8
$\overline{\sigma_{rms}}(ns)$	20,9	27,1	24,0	14,8	18,6	14,4	11,2
$\Sigma_{\sigma_{rms}}(ns)$	4,5	5,1	3,2	2,4	3,1	1,6	1,6

cada um dos ambientes analisados e, no início de cada uma, duas figuras são apresentadas, nas quais o eixo y corresponde aos valores de espalhamento de retardo (ns) e o eixo x corresponde ao número dado aos *grids* de medida. As figuras apresentam os seguintes dados: (1) os intervalos de confiança (95%), referentes aos valores de espalhamento de retardo obtidos por 500 simulações da resposta ao impulso do canal, correspondente a cada *grid*, segundo os dois modelos apresentados no capítulo 2, (2) os valores referentes aos espalhamentos de retardo calculados com base nos dados experimentais, (3) os valores médios referentes aos dados medidos e aos dados simulados.

5.2.1 Ambiente A1

Situação *indoor*

As situações *indoor* correspondem aos *grids* 1, 3 e 7 do ambiente A1. Pela Fig. 5.1 percebe-se que, nos *grids* 1 e 3, os valores de espalhamento de retardo obtidos por meio dos perfis de potência medidos se ajustaram bem aos intervalos de confiança referentes aos valores de espalhamento de retardo obtidos pela simulação da resposta ao impulso do

Ambiente A2							
<i>grid</i>	1	2	3	4	5	6	7
$\Gamma(ns)$	47,3	52,5	51,0	65,0	88,5	56,6	66,4
$\gamma(ns)$	24,4	29,1	28,7	11,9	21,7	14,7	23,5
$\Lambda(cl/ns)$	0,014	0,016	0,015	0,019	0,022	0,024	0,013
$\lambda(mpc/ns)$	0,19	0,18	0,18	0,17	0,16	0,17	0,20
$BC_{90\%}(MHz)$	6.8	7.8	5.8	0.9	2.9	2,0	7.8
$\sigma_{rms}(ns)$	19,0	28,2	21,5	14,8	27,3	19,1	20,6
$\Sigma_{\sigma_{rms}}(ns)$	3,0	4,2	2,2	2,4	3,4	1,7	1,6
Ambiente A3							
<i>grid</i>	1	2	3	4	5	6	7
$\Gamma(ns)$	69,6	62,3	55,7	55,9	60,4	50,7	-
$\gamma(ns)$	26,1	20,9	28,2	31,6	27,1	19,1	-
$\Lambda(cl/ns)$	0,022	0,017	0,015	0,015	0,019	0,020	-
$\lambda(mpc/ns)$	0,15	0,15	0,19	0,19	0,20	0,19	-
$BC_{90\%}(MHz)$	2,0	5.8	9.7	5.8	4.8	1.8	-
$\sigma_{rms}(ns)$	25,0	21,4	22,5	24,2	27,6	19,5	-
$\Sigma_{\sigma_{rms}}(ns)$	2,8	2,8	3,6	3,2	3,1	1,8	-
Ambiente A4							
<i>grid</i>	1	2	3	4	5	6	7
$\Gamma(ns)$	47,7	49,4	56,4	55,8	61,2	52,1	-
$\gamma(ns)$	26,0	25,1	25,2	28,8	31,1	15,4	-
$\Lambda(cl/ns)$	0,015	0,015	0,015	0,015	0,017	0,021	-
$\lambda(mpc/ns)$	0,19	0,18	0,19	0,19	0,18	0,18	-
$BC_{90\%}(MHz)$	6.8	6.8	10.6	5.8	6.8	5.8	-
$\sigma_{rms}(ns)$	18,1	17,4	21,0	25,1	29,1	19,8	-

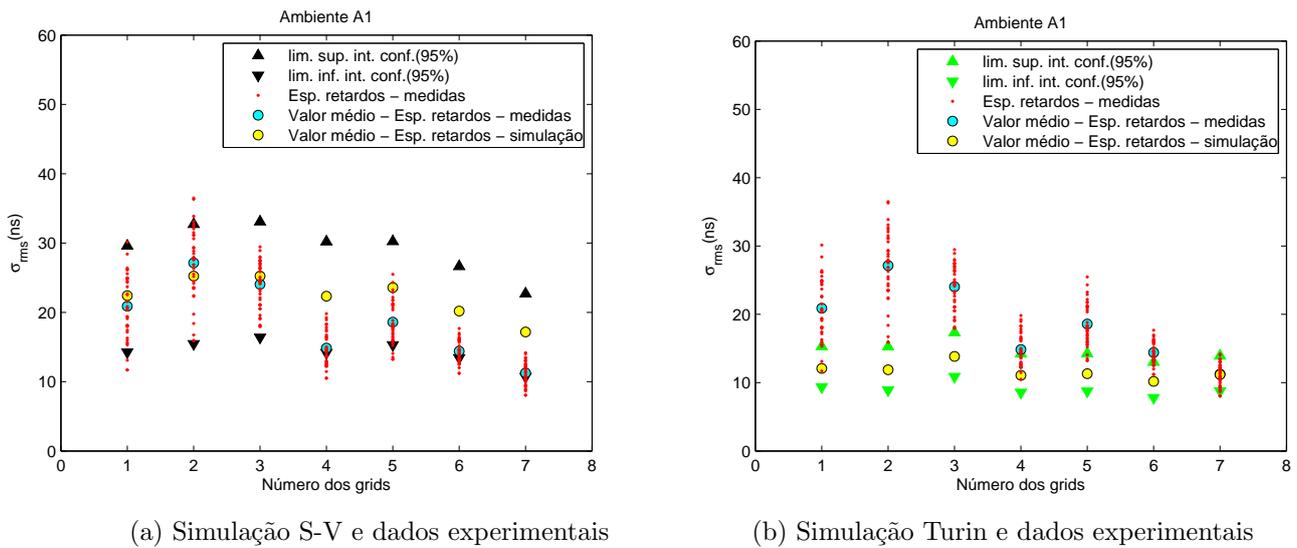


Figura 5.1: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo do ambiente A1

canal segundo o modelo de Saleh-Valenzuela.

No *grid 7*, os valores de espalhamento de retardo calculados com base nos dados medidos se ajustaram melhor aos intervalos de confiança correspondentes aos valores de espalhamento de retardo, calculados a partir da simulação do canal segundo o modelo de Turin.

Situação *indoor-outdoor*

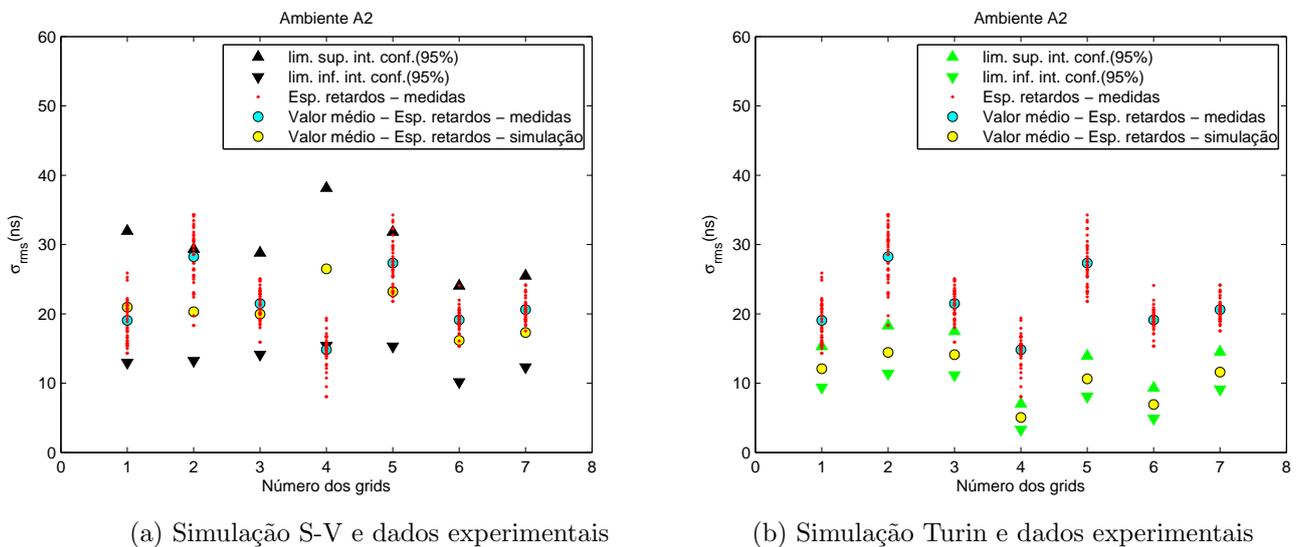
Os *grids 2, 4, 5* correspondem às situações *indoor-outdoor*. No *grid 2*, os valores de espalhamento de retardo obtidos através dos dados experimentais se ajustaram melhor ao intervalo de confiança referente aos valores de espalhamento de retardo obtidos pela simulação do canal segundo o modelo de Saleh-Valenzuela.

No *grid 4*, nenhum dos dois modelos conseguiu reproduzir o comportamento dispersivo do canal. No *grid 5*, observa-se um melhor ajuste dos dados obtidos por meio das medidas e o intervalo de confiança referente à simulação do canal segundo Saleh-Valenzuela. Percebe-se, entretanto, que os valores médios do espalhamento de retardo, relativos aos dados obtidos, a partir das medidas, ficaram consideravelmente afastados do valor médio dos espalhamentos de retardo referentes aos dados obtidos via simulação.

Situação *indoor-outdoor-indoor*

Esta situação corresponde ao *grid* 6. Neste caso, os resultados foram inconclusivos. Observa-se, comparando as Figs. 5.1a e 5.1b, que na simulação segundo Saleh-Valenzuela uma quantidade maior de pontos, referentes aos dados experimentais, ficou no interior do intervalo de confiança. No caso da simulação segundo Turin, o valor médio do espalhamento de retardo obtido pela simulação ficou mais próximo do valor médio relativo aos dados obtidos por meio de medidas.

5.2.2 Ambiente A2



(a) Simulação S-V e dados experimentais

(b) Simulação Turin e dados experimentais

Figura 5.2: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A2

Situação *indoor*

No ambiente A2 as situações *indoor* correspondem aos *grids* 1, 3 e 7. Nestes casos, os valores do espalhamento de retardo, obtidos nos pontos dos *grids*, ficaram dentro do intervalo de confiança estabelecido pelos valores de espalhamento de retardo obtidos pela simulação da resposta do canal segundo o modelo de Saleh-Valenzuela.

Situação *outdoor-indoor*

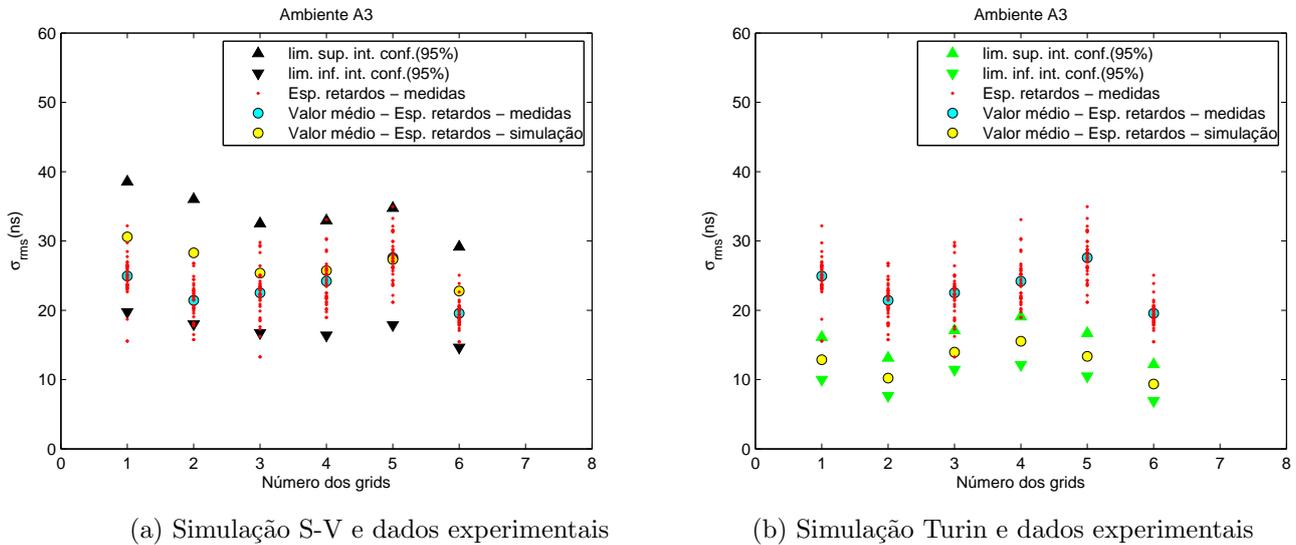
Esta situação é encontrada nos *grids* 2, 4 e 5. No *grid* 2, onde os espalhamentos de retardo tenderam a se ajustar ao intervalo de confiança estabelecido pelos espalhamentos de retardo calculados via simulação do canal pelo modelo de Saleh-Valenzuela. Nota-se, entretanto, que os valores médios dos espalhamentos de retardo obtidos pela simulação e pelos dados experimentais ficaram consideravelmente afastados e que uma quantidade significativa de valores relativos aos dados provenientes das medidas ficaram fora do intervalo de confiança estabelecido pelos dados obtidos pela simulação.

No caso do *grid* 4, assim como ocorreu no caso ambiente A1, nenhum dos modelos se ajustou aos dados obtidos a partir das sondagens. No *grid* 5, o modelo de Saleh-Valenzuela se mostrou mais adequado para se prever o comportamento dispersivo do canal, no domínio do tempo, que o modelo de Turin.

Situação *indoor-outdoor-indoor*

Situação correspondente ao *grid* 6. Neste caso, o modelo de Saleh-Valenzuela também se mostrou mais adequado para estimar a dispersão temporal do canal.

5.2.3 Ambiente A3



(a) Simulação S-V e dados experimentais

(b) Simulação Turin e dados experimentais

Figura 5.3: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A3

Situação *indoor*

No ambiente A3, as situações *indoor* correspondem às situações encontradas no *grids* 1 e 2. Analisando a Fig. 5.3, percebe-se que o modelo de Saleh-Valenzuela fornece valores de espalhamento de retardo que se ajustam melhor aos espalhamentos de retardo observados nos *grids* de medidas. Deve-se notar que, neste caso, os valores médios correspondentes aos dados obtidos via simulação e os dados obtidos pelas medidas ficaram relativamente mais afastados, quando se compara com as situações referentes aos *grids* 1 e 3 do ambiente A1 (situações semelhantes às encontradas nestes *grids* ver Figs. 3.3a e 3.5b).

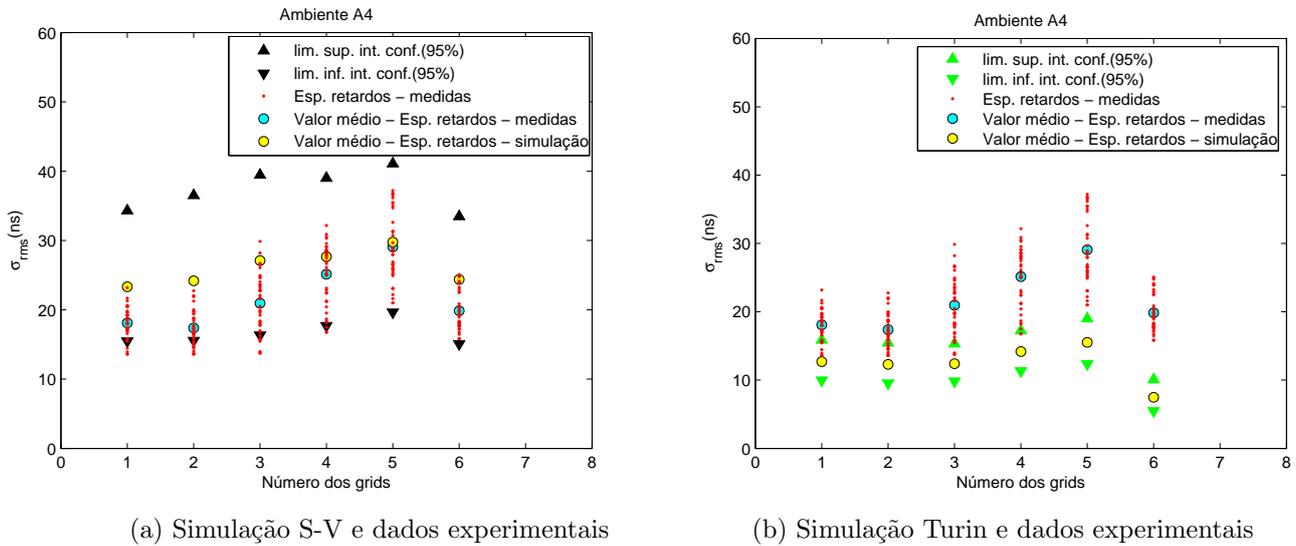
Situação *indoor-outdoor*

Estas situações correspondem aos *grids* 3, 4 e 5. Nestes casos, examinado a Fig. 5.3 verifica-se que o modelo de Saleh-Valenzuela se mostrou mais adequado que o modelo de Turin para prever o comportamento dispersivo do canal.

Situação *indoor-outdoor-indoor*

Neste caso, também se observa que o modelo de Saleh-Valenzuela é mais adequado que o modelo de Turin. Notar que o ajuste foi melhor que aquele observado no caso do *grid* 6 do ambiente A1 (situação semelhante à situação encontrada neste *grid*, ver Figs. 3.3a e 3.5b).

5.2.4 Ambiente A4



(a) Simulação S-V e dados experimentais

(b) Simulação Turin e dados experimentais

Figura 5.4: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A4

Situação *indoor*

Situação referente aos *grids* 1 e 2. Assim como no ambiente A3, a tendência dos valores relativos ao espalhamento de retardo, obtidos pelas medidas, foi de se ajustar ao intervalo de confiança relativo aos valores de espalhamento de retardo obtidos a partir da simulação segundo o modelo de Saleh-Valenzuela. Neste caso, os valores médios correspondentes à simulação e ao dados experimentais ficaram consideravelmente afastados.

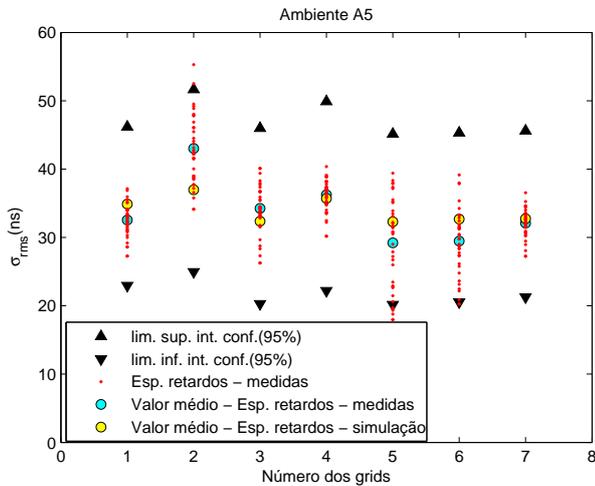
Situação *outdoor-indoor*

Situação encontrada nos *grids* 3, 4 e 5. O modelo de Saleh-Valenzuela se mostrou mais adequado para simular o comportamento dispersivo do canal, no domínio do tempo. No caso do *grid* 3 notar a discrepância entre os valores médios relativos à simulação e aos dados medidos.

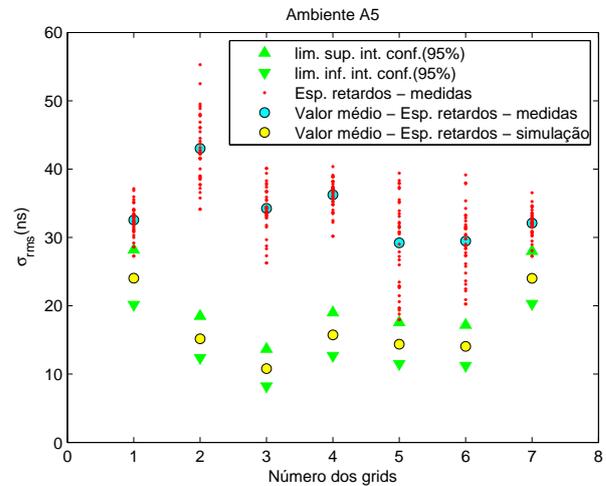
Situação *indoor-outdoor-indoor*

Situação correspondente ao *grid* 6. Neste caso, o modelo de Saleh-Valenzuela se mostrou mais adequado.

5.2.5 Ambiente A5



(a) Simulação S-V e dados experimentais



(b) Simulação Turin e dados experimentais

Figura 5.5: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A5

Situação *indoor*

Situação encontrada nos *grids* 1, 2 e 3. Nestes casos, o modelo de Saleh-Valenzuela se mostrou mais adequado para a previsão da dispersão temporal do canal rádio, correspondente aos locais dos *grids*.

Situação *indoor-outdoor*

Situação referente aos *grids* 4, 5, 6 e 7. Nestes casos, o modelo de Saleh-Valenzuela também reproduz melhor o comportamento dispersivo do canal no domínio do tempo que o modelo de Turin.

5.2.6 Ambiente A6

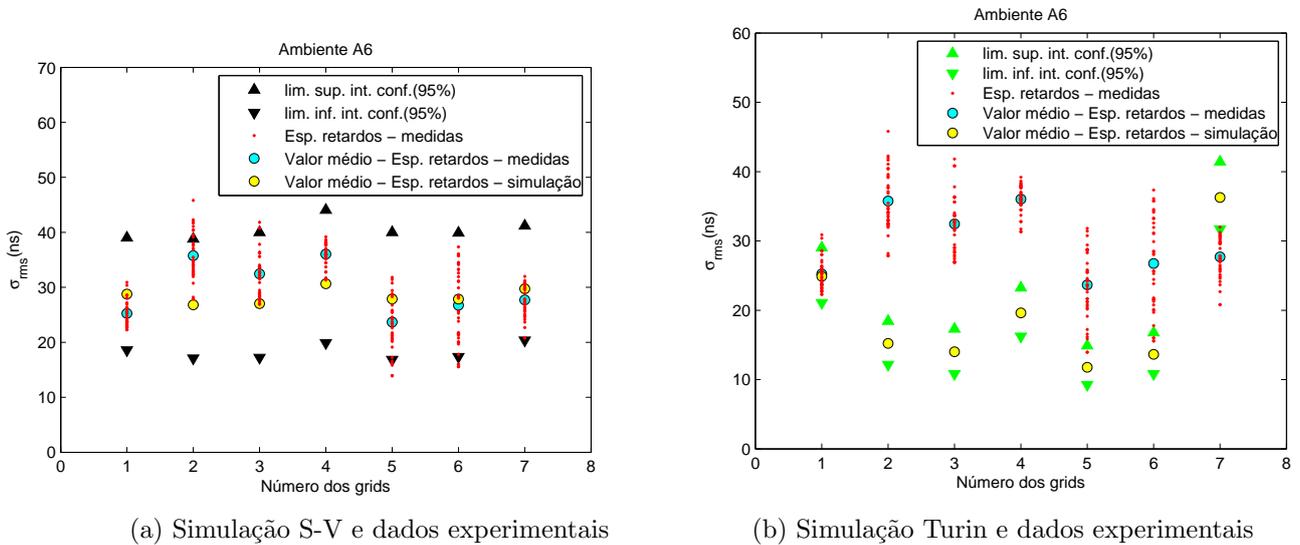


Figura 5.6: Comparação entre os valores de espalhamento de retardo ambiente A6

Situação *indoor*

Referente aos *grids* 1, 2 e 3. No caso do *grid* 1, apesar dos valores referentes aos dados experimentais se encontrarem todos no interior do intervalo de confiança relativo à simulação do canal, segundo o modelo de Saleh-Valenzuela, o modelo de Turin forneceu resultados para o espalhamento de retardo mais adequados à realidade das medidas, tanto em relação à média quanto em relação à variância. Nos casos correspondentes aos *grids* 2 e 3, o modelo de Saleh-Valenzuela reproduz melhor o comportamento dispersivo do canal no domínio do tempo.

Situação *indoor-outdoor*

Situação correspondente aos *grids* 4, 5, 6 e 7. Nestes casos, o modelo de Saleh Valenzuela se mostrou mais adequado que o modelo de Turin.

5.3 Comentários

Esta seção é destinada a tecer alguns comentários relativos aos resultados e, também, mostrar as limitações do uso da função *k-means* decorrentes do fato de somente se dispor da informação relativa aos retardos, segundo os quais os multipercursos chegam ao receptor, para o processo de agrupamento dos mesmos.

5.3.1 Situações referentes ao *grid 7* do ambiente A1 e ao *grid 1* do ambiente A6

Nestes casos, os multipercursos originados na superestrutura do prédio chegam ao local de medidas praticamente juntos, o que faz com que os multipercursos gerados no reespalhamento da energia sejam vistos como um só grupo. As Figs. 5.7 e 5.8 mostram perfis medidos nos *grids 7* do ambiente A1 e 1 do ambiente A6. Apesar do programa agrupar os multipercursos em relação aos retardos, observa-se que a queda das amplitudes pode ser modelada, em média, segundo uma única exponencial. Verifica-se, portanto, nestes casos, que o ajuste ao modelo de Turin não foi devido à atenuação de multipercursos decorrentes de reflexões sucessivas, como ocorre em ambientes urbanos e, sim, pelo posicionamento relativo entre as antenas e os espalhadores.

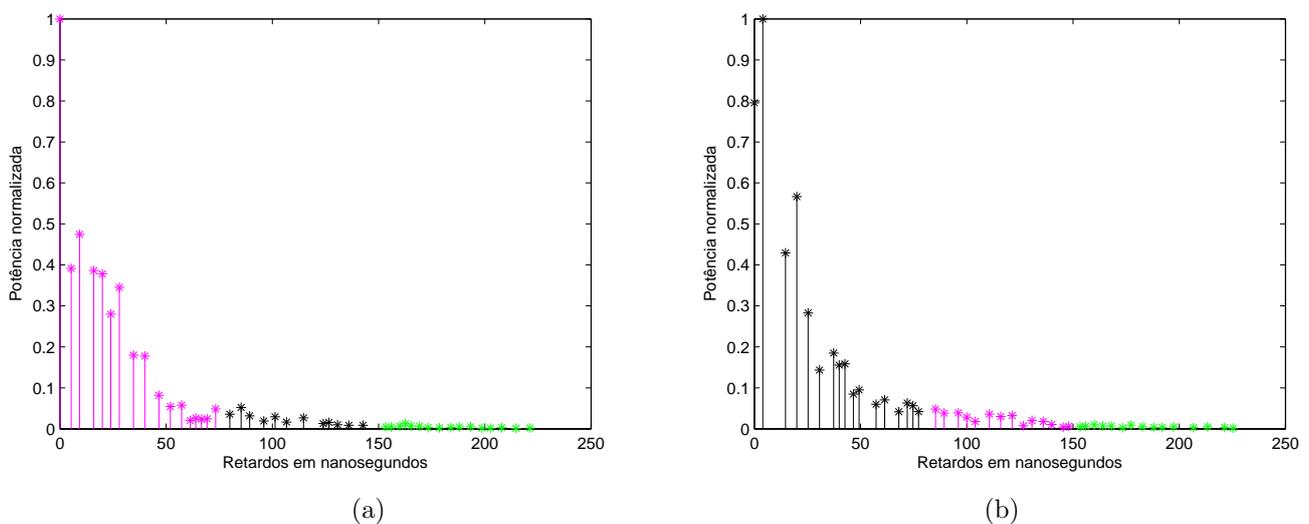


Figura 5.7: Perfis de potência medidos no *grid 7* do ambiente A1

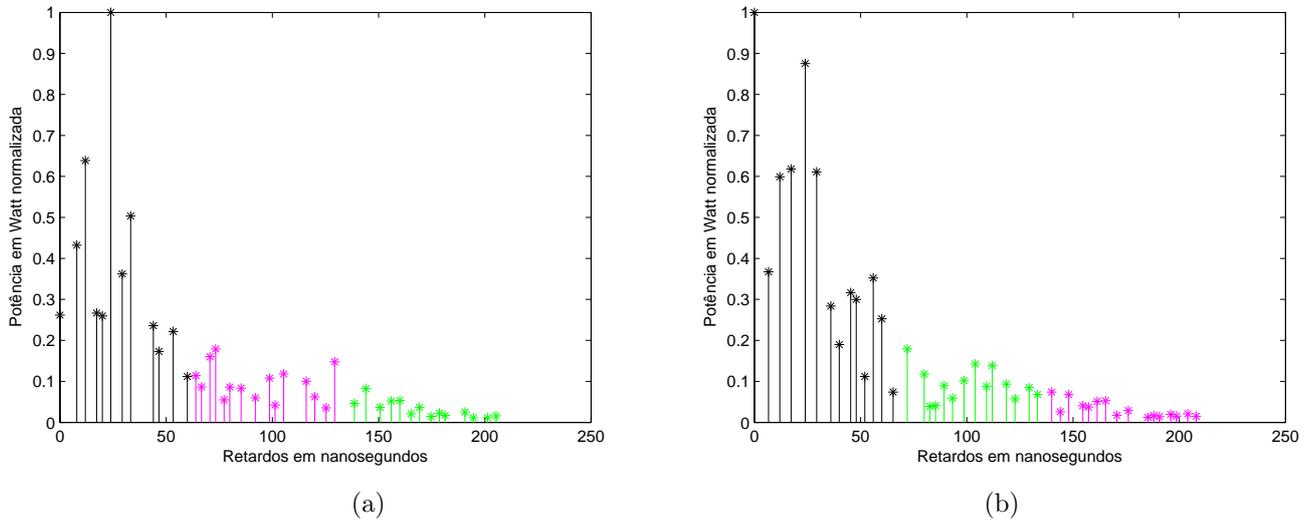


Figura 5.8: Perfis de potência medidos no *grid* 1 do ambiente A6

A Fig. 5.9, para efeitos de comparação, mostra exemplos de perfis de potência medidos no ambiente A6, onde a queda das amplitudes pode ser modelada por mais de uma exponencial.

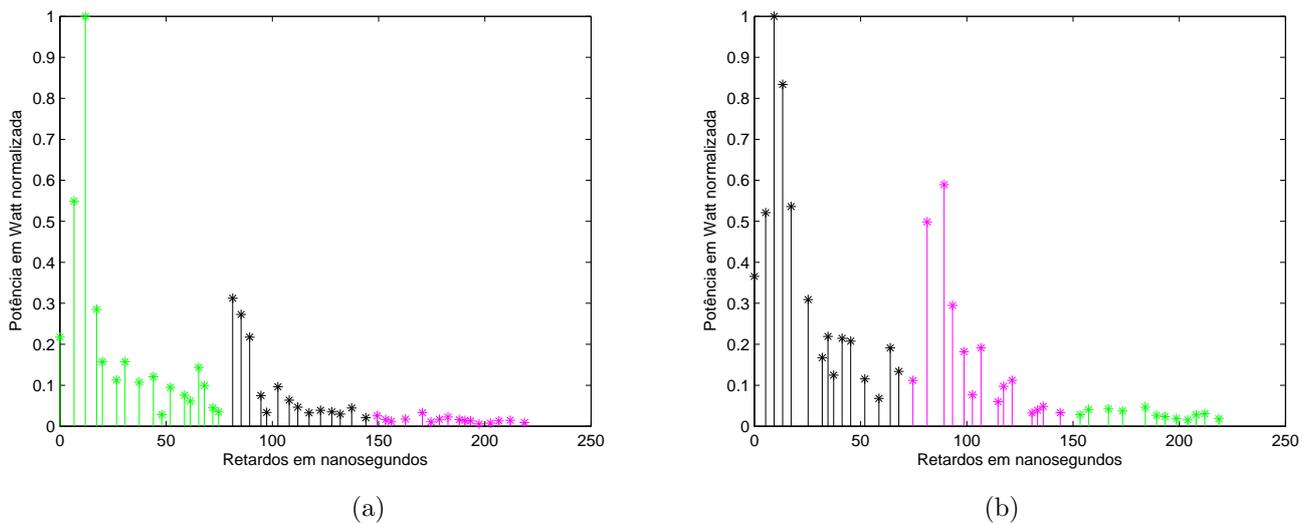


Figura 5.9: Perfis de potência medidos no *grid* 6 do ambiente A6

5.3.2 Problemas relativos ao agrupamento dos multipercursos

O agrupamento dos multipercursos, em alguns perfis de potência, ocorreu de forma diversa daquela correspondente ao modelo teórico. Em alguns casos, tais fatos não prejudicaram de forma significativa a estimativa das taxas Λ de chegada dos grupos de multipercursos e das taxas λ de chegada dos multipercursos no interior dos grupos. Prejudicaram, entretanto, a estimativa das taxas Γ e γ relativas às quedas das amplitudes dos multipercursos. Houve perfis de potência, onde a alocação dos multipercursos ocorreu em total desacordo com a interpretação física do fenômeno. Prejudicando, desta forma, a estimativa de todos os parâmetros característicos do modelo de Saleh-Valenzuela nestes perfis. Os erros relativos ao agrupamento de multipercursos foram devidos, à utilização da técnica *clean* e, por somente se dispor de informações relativas aos retardos segundo os quais os multipercursos chegam ao receptor.

A eliminação das amostras adjacentes aos picos de potência realizada pela técnica *clean*, na determinação da resposta ao impulso, faz com que, em alguns casos, multipercursos que visualmente pertenceriam a um grupo, devido a um determinado espalhador, sejam alocados em outros grupos. A função *k-means* agrupa dados de acordo com a proximidade. A técnica *clean* ao eliminar amostras dos perfis de potência, pode fazer com que multipercursos com intensidades relativamente altas que, em geral, se situam no início dos grupos de multipercursos, fiquem mais próximos das amostras correspondentes à multipercursos situados na cauda do grupo anterior, sendo, portanto, alocados neste grupo, a Fig. 5.10a procura ilustrar este fato. Devido aos mesmos motivos, multipercursos pertencentes à cauda de um grupo de multipercursos foram alocados no início do grupo subsequente, conforme mostrado pela Fig. 5.10b. Estes erros de alocação de multipercursos não afetam, significativamente, a estimativa da taxa de chegada dos grupos de multipercursos, uma vez que a diferença entre os instantes de chegada dos grupos de multipercursos, calculada considerando-se as situações mostradas na Figs.5.10a e b, e levando-se em conta a situação teoricamente correta, é da ordem de poucas dezenas de nanosegundos.

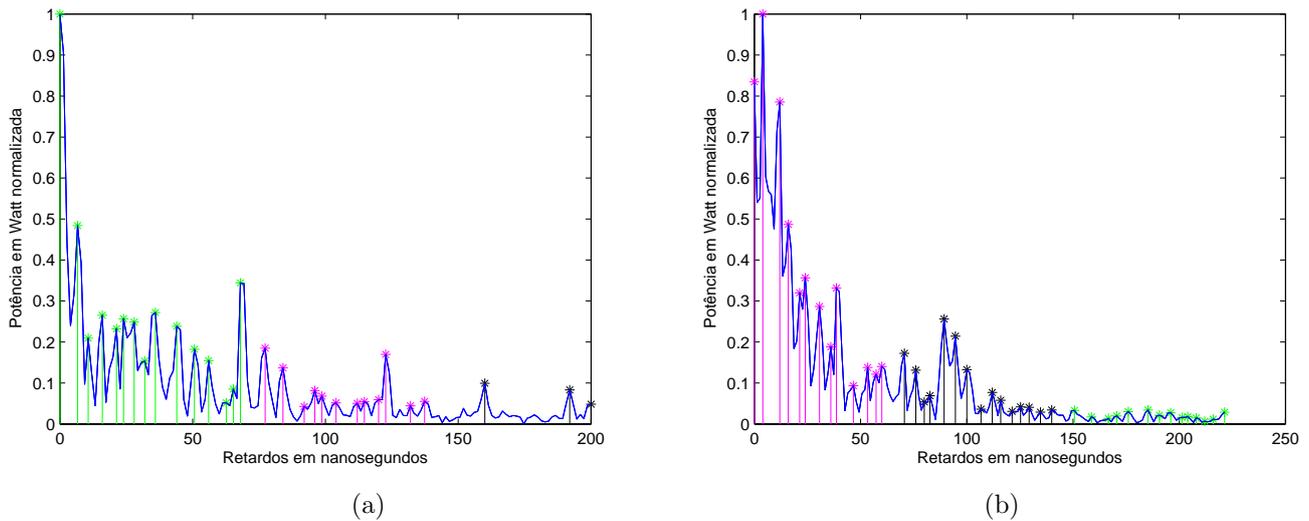


Figura 5.10: Perfis de potência com erros de agrupamento de multipercursos

Os erros de alocação de multipercursos acima descritos, podem vir a prejudicar a estimativa das taxas de queda das intensidades dos multipercursos. Quando, em um determinado perfil de potência, um multipercurso de alta intensidade é alocado pela função *K-means* no final do grupo anterior, a amplitude deste multipercurso não será computada na estimativa da taxa de queda das amplitudes dos grupos de multipercursos $\frac{1}{\Gamma}$. Tal fato faz com que as taxas da queda da intensidade dos grupos de multipercursos, para este perfil seja subestimadas. Caso este fato ocorra com frequência na caracterização de um determinado *grid* de sondagem, a taxa $\frac{1}{\Gamma}$ média obtida possuirá um alto valor relativo. Ao serem inseridas no programa de simulação, as taxas superestimadas tenderão a fornecer resultados relativos à dispersão temporal, em média, menores que aqueles observados a partir dos dados medidos. O mesmo problema de alocação descrito poderia prejudicar, também, a estimativa das taxas $\frac{1}{\gamma}$ de queda das amplitudes dentro dos grupos de multipercursos, fazendo com que estas ficassem subestimadas. Neste caso, a retirada pelo programa do(s) multipercurso (s) de alta intensidade do início de um grupo suavizaria a queda das amplitudes, superestimando, desta forma a dispersão temporal média do canal. O procedimento descrito na seção 4.3.2 procurou contornar este problema.

As figuras 5.11a e b mostram exemplos de perfis de potência onde ocorreram erros graves relativos ao agrupamento dos multipercursos. Este tipo de erro poderia prejudicar

a estimativa de todos os parâmetros relativos a um determinado *grid* de medidas, caso ocorresse com frequência na caracterização do mesmo. Foi verificado, entretanto, que este tipo de erro ocorreu em torno de 10% dos casos, na caracterização de todos os *grids* analisados.

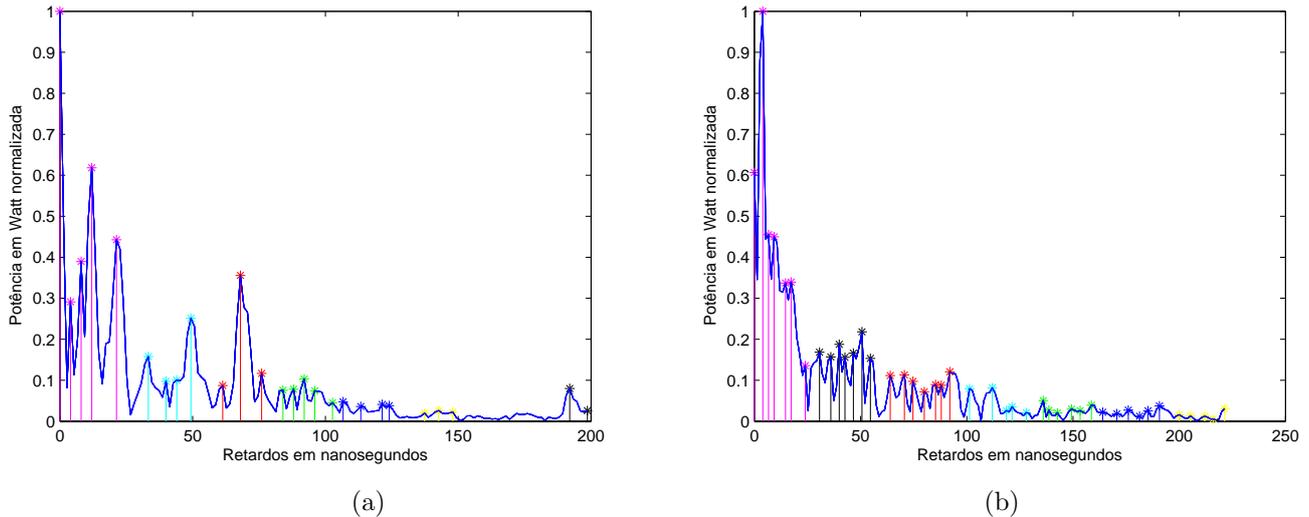


Figura 5.11: Perfis de potência com erros de agrupamento de multipercursos

Os erros de alocação explicitados pelas Figs. 5.10a e b, os quais ocorreram com maior frequência (20% dos casos) e a reduzida quantidade de amostras da resposta ao impulso, apenas 36 amostras por *grid*¹, provavelmente, fizeram com que, em termos médios, o ajuste entre os valores de espalhamento de retardo obtidos pelos perfis medidos e aqueles obtidos por meio dos perfis simulados pelo modelo de Saleh-Valenzuela ficasse prejudicado.

Ao se observar as Figs. 5.1 à 5.6, referentes à comparação dos dados obtidos pela simulação com os valores de espalhamento de retardo relativos aos perfis de potência medidos, verifica-se que a tendência destes foi de se ajustar aos intervalos de confiança referentes à simulação segundo o modelo de Saleh-Valenzuela. Verifica-se, entretanto, que, em alguns casos, os valores médios referentes aos dados medidos e aos dados simulados ficaram consideravelmente afastados e, uma quantidade significativa de pontos relativos

¹(Durante a simulação da resposta do canal foram necessárias mais de 100 simulações para que a média dos espalhamentos de retardo calculados em cada perfil simulado convergisse para um determinado valor)

aos dados experimentais ficaram fora do intervalo de confiança estabelecido pelo modelo. Particularmente, nos *gris* 4 dos ambientes A1 e A2 a estimativa dos parâmetros se mostrou consideravelmente imprecisa.

Nos trabalhos de Spencer [17] e Hunter [14] o sistema de medidas utilizado na sondagem do canal permitiu medir os ângulos segundos os quais os multipercursos chegam à antena receptora. Caso se dispusesse desta informação, poderia se aplicar à função *k-means* um espaço bi-dimensional retardo x ângulo de chegada, em vez do espaço retardos x retardos, mostrado na Fig. 4.13. A informação relativa ao ângulo de chegada dos multipercursos reduziria consideravelmente os erros de agrupamento dos mesmos. Os multipercursos oriundos de espalhadores diferentes, que chegam ao receptor em instantes de tempo próximos, seriam alocados em diferentes grupos. Seria possível, portanto, a identificação de multipercursos pertencentes a um determinado grupo que chegam antes de o grupo anterior atingir o patamar de ruído, o que otimizaria o processo de agrupamento, tornando mais precisa a estimativa dos parâmetros do canal.

Capítulo 6

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

Dentre os vários modelos existentes, foram utilizados o modelo de Turin, desenvolvido para caracterizar o canal rádio faixa larga correspondente a ambientes urbanos, o qual não leva em conta a formação dos grupos de multipercursos, e o modelo de Saleh-Valenzuela, desenvolvido com base no modelo de Turin, e utilizado para caracterizar canais faixa larga correspondentes a ambientes interiores, e cuja característica mais marcante é a caracterização da formação de grupos de multipercursos.

Partindo de dados obtidos através de sondagens do canal rádio faixa larga, em ambientes interiores e de transição, procurou-se estimar os parâmetros relativos aos dois modelos apresentados neste trabalho, em cada *grid* de medidas. Utilizando-se os parâmetros estimados em cada *grid*, a resposta ao impulso do canal referente a cada um destes foi simulada 500 vezes, segundo os dois modelos apresentados. Para cada simulação relativa a cada *grid* de medidas, foi calculado o espalhamento de retardo. A partir do conjunto de dados relativo ao espalhamento de retardo obtido via simulação, foram estabelecidos intervalos de confiança (95%) plotados em gráficos. Os dados correspondentes aos valores de espalhamento de retardo obtidos pelos perfis de potência medidos, em cada *grid*,

foram lançados no mesmo gráfico e comparados com os intervalos de confiança obtidos pela simulação da resposta do canal segundo os dois modelos. Em relação ao estudo realizado, verificou-se, conforme mencionado no trabalho de Saleh-Valenzuela [2], que seu modelo pode ser estendido a outros ambientes com características diferentes. Verificou-se, também, que, além dos canais correspondentes a ambientes *indoor*, canais *outdoor* também podem ser caracterizados pelo modelo de Saleh-Valenzuela, desde que as distâncias envolvidas permitam que multipercursos resultantes de interações sucessivas com os espalhadores presentes no ambiente de propagação, cheguem ao receptor com intensidades relativamente altas.

Foi constatado na maioria dos *grids*, que a simulação do canal a partir do modelo de Saleh-Valenzuela foi mais adequada para prever o comportamento dispersivo do canal sondado, no domínio do tempo. Duas exceções (*grid* 7 do ambiente A1 e *grid* 1 do ambiente A6) onde o modelo de Turin se mostrou mais adequado, foram devidas à geometria determinada pelo posicionamento relativo entre as antenas e os espalhadores. O presente trabalho sugere, portanto, que, caso não seja levada em consideração a formação dos grupos de multipercursos, de acordo com o modelo de Saleh-Valenzuela, o comportamento dispersivo do canal ficaria subestimado, o que conduziria a erros na determinação das taxas de dados segundo as quais um sistema pode operar.

6.2 Trabalhos futuros

São sugeridos os seguintes estudos para trabalhos futuros:

1. Estimar a dispersão temporal de canais rádio *indoor* a partir de diferentes técnicas de limpeza de perfis de potência, calculando em cada caso os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela, e efetuar a simulação do canal, comparando os resultados;
2. Realizar estudos no sentido de se desenvolver técnicas mais eficientes de limpeza de perfis;
3. Realizar um estudo comparativo entre os resultados relativos à dispersão temporal

do canal e banda de coerência obtidos a partir de diferentes técnicas de limpeza de perfis de potência;

4. Realização de uma campanha de medidas onde, além dos tempos de chegada e amplitudes, os ângulos segundo os quais os multipercursos chegam ao receptor também sejam medidos a fim de se aprimorar o algoritmo de agrupamento de multipercursos;
5. Efetuar um trabalho de caracterização do canal *indoor*, segundo o modelo de Saleh-Valenzuela, com base em uma campanha de medidas com a obtenção de várias amostras da resposta ao impulso em cada ponto dos *grids* de medidas, para que se disponha de mais dados para a estimativa dos parâmetros;
6. Efetuar campanha de medidas com movimento relativo entre as antenas transmissora e receptora, em ambiente *indoor*, verificando como a mobilidade do canal afeta os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela.
7. Realizar a análise relativa ao ajuste dos dois modelos a canais *indoor* no domínio da frequência, estimando a função correlação de frequência a partir de perfis de potência simulados segundo os dois modelos apresentados. A partir das funções correlação de frequência simular a resposta em frequência do canal, verificando qual dos dois modelos foi mais adequado aos dados experimentais.
8. Dar prosseguimento ao estudo realizado, no sentido de se obter um algoritmo que realize, a partir de outros métodos, a estimativa dos parâmetros do canal rádio de forma mais precisa.

Referências Bibliográficas

- [1] SOUZA, C. F. *Análise da dispersão temporal de canais de banda ultralarga (UWB) através de medidas realizadas em ambientes internos e externos*. Niterói, 2006. 251 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2006.
- [2] SALEH, M.; VALENZUELA, R. A. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. v. SAC-5, n. 2, p. 128-137, fev. 1987.
- [3] TURIN, G. L.; CLAPP, F. D.; JHONSTON, T. L.; FINE, S. B.; LAVRY, D. A Statistical Model of Urban Multipath Propagation. *IEEE Transaction on Vehicular technology*. v. VT-21, p. 1-9, fev. 1972.
- [4] KAILATH, J. Time-variant communication channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 9, n. 4, p. 233-237, out. 1963.
- [5] ZADEH, L. A. Frequency analysis of variable networks. *Proceedings I.R.E.*, v. 38, p. 291-299, 1950.
- [6] BELLO, P. A. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communication Systems*, v. CS-11, p. 360-393, dez. 1963.
- [7] PARSONS, J. D. *The mobile radio propagation channel*. 2 ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2000. 436 p.
- [8] BERTONI, H. L. *The mobile radio propagation channel*. 1 ed. Prentice Hall PTR, 2000. 258 p.

- [9] CHONG, C. C.; YONG, S. K. A. Generic Statistical-Based UWB Channel Model for High-Rise Apartments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. v. 53, n. 8, p. 2389-2398, aug. 2008.
- [10] FREDERIC, J. H. On the Use of Window for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, v. 66, n. 1, p. 51-83, jan. 1978.
- [11] BARROS, F. J. B. *Medidas e Análise da Dispersão Temporal do Canal de Propagação UWB Indoor em Vários Tipo de Ambientes*. Rio de Janeiro, 2005. 122 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PIC-Rio, Rio de Janeiro, 2005.
- [12] KIM, C. W.; SUN, X.; CHIAM, L. C.; KANNAN, B.; CHIN, F. P. S.; GARG, H. K. Characterization of Ultra-Wideband Channels for Outdoor Office Environment. *IEEE Communications Society/WCNC 2005*, p. 950-955.
- [13] MUQAIBEL, A.; SAFAAI-JAZI, A.; WOERNER, B.; RIAD, S. UWB Channel Impulse Response Characterization Using Deconvolution Techniques. Bradley Department of Electrical and Computer Engineering Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, VA 24061-0111, USA.
- [14] HUNTER, B. R. *Channel Probing for an Indoor Wireless Communication Channel*. Brigham, 2003. 66 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Department of Electrical and Computer Engineering, Brigham Young University, 2003.
- [15] TSAO, J.; STEINBERG, B. D. Reduction of Sidelobe and Speckle Artifacts in Microwave Imaging: The CLEAN Technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. v. 36, n. 4, p. 534-555, apr. 1988.
- [16] MARINOVIĆ, I.; ZANCHI, I.; ZORAN, B Estimation of Channel Parameters for "Saleh-Valenzuela" Model Simulation.
- [17] SPENCER, Q. H.; JEFFS, B. D.; JENSEN, M. A.; LEE SWINDLEHURST, A; Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics

- of an Indoor Multipath Channel. *IEEE Journal on selected areas in communication*, v. 18, p. 347-359, mar. 2000.
- [18] HAYKIN, S. *Communication Systems*. 5 ed. John Wiley & Sons, 2009. 440 f.
- [19] LATHI, B. P. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. 3 ed. Oxford: Oxford University Press, 1998. 800 f.
- [20] BULTITUDE, R. J. C. Estimating Frequency Correlation Function From Propagation Measurements on Fading Radio Channel: A Critical Review. *IEEE Journal on selected areas in communication* , v. 20, n. 6, p. 1133-1143, aug. 2002.
- [21] DURGIN, G. D.; KUKSHYA, V.; RAPPAPORT, T. S.; Wideband Measurements of Angle and Delay Dispersion for Outdoor and Indoor Peer-to-Peer Radio Channels at 1920 MHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 5, p. 936-944, may. 2003.