Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

CARACTERIZAÇÃO DE CANAL SEM FIO COM CORRELATOR DESLIZANTE

LUÍS ANTÔNIO R. SCUDELER

DEZEMBRO/ 2016

Caracterização de Canal Sem Fio Com Correlator Deslizante

LUIS ANTONIO RIBEIRO SCUDELER

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães.

Santa Rita do Sapucaí
2016

Scudeler, Luís Antônio Ribeiro
S436c
Caracterização de Canal Sem Fio Com Correlator Deslizante. / Luís Antônio Ribeiro Scudeler. – Santa Rita do Sapucaí, 2016.
139 p.

Orientador: Prof. PhD. Dayan Adionel Guimarães.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. Correlator deslizante 2. Caracterização de canal de comunicação sem fio 3. Sondagem de canal 4. Engenharia de Telecomunicações. I. Guimarães, Dayan Adionel. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Sidnei Bilac Pinto"

Inatel
Mestrado em Telecomunicações

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em _____ /_____ /_____,
pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
INATEL

Prof. Dr. Rodrigo Caiado de Lamare
CETUC PUC-RJ

Dr. Gabriel Fernando Pivaro Leite da Conceição
CRR INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

“O homem deve entender que depende só dele o bem viver ou o mal viver, que depende só dele estar em harmonia ou desarmonia na saúde ou na doença, que depende só dele ser ou nao ser um espírito em condições de alcançar o seu objetivo de vida ou de se deixar cair pelo desanimo”

A minha família

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus, pai de infinita bondade que sempre tem me abençoado com saúde e proteção. Sem seu apoio eu não conseguiria encontrar forças para vencer nenhuma batalha.

Aos meus pais pelo carinho, dedicação e cuidado para com seus filhos, nunca medindo esforços para nos proporcionar conforto e educação.

Aos meus irmãos João Scudeler Neto e Pedro Henrrique Ribeiro Scudeler pelo apoio e pelas conversas motivadoras e acolhedoras.

A minha companheira Lidiane Lopes pela paciência, compreensão, e apoio. Seus conselhos me ajudaram chegar até aqui.

Ao Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães por ter aceito me orientar neste trabalho, sempre me ajudando a enxergar as oportunidades de melhoria tanto profissional quanto pessoal. Muito obrigado pela confiança depositada em mim e pela amizade construída ao longo destes anos.

A todos os profissionais que trabalham na secretaria de pós-graduação, em especial à Gisele Moreira dos Santos pelos excelentes serviços prestados a toda comunidade acadêmica.

Aos professores do curso de mestrado que contribuem para um ensino de qualidade, em especial ao Prof. Rausley Adriano Amaral de Souza que tem sido meu professor desde os tempos de faculdade.

Aos amigos e colegas do mestrado, em especial aos companheiros do laboratório *Lambda* que contribuíram com valorosas sugestões e ajudaram a tornar o ambiente de trabalho saudável. Gostaria de agradecer em especial o companheiro Lucas dos Santos Costa pelos conselhos e suporte, principalmente no software Latex.

Ao INATEL pelo apoio e incentivo a área de pesquisa e por disponibilizar excelentes laboratórios para os estudos.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) por financiar este trabalho.

Índice

Lista de Figuras **xv**

Lista de Tabelas **xvii**

Lista de Siglas **xix**

Lista de Símbolos **xx**

Resumo **xxiii**

Abstract **xxv**

1 Introdução **1**

1.1 Contextualização 1

1.2 Contribuições e estrutura da dissertação 3

1.3 Artigos relacionados à dissertação 3

2 Fenômenos de Propagação no Canal de Comunicação Sem Fio **5**

2.1 Canal de comunicação sem fio externo 5

2.2 Resposta ao impulso do canal multipercurso 9

2.3 Modelo de canal com desvanecimento plano 10

2.4 Modelo de canal com desvanecimento seletivo 11

2.5 Desvio e espalhamento Doppler 12

3 Funções de Correlação e Parâmetros do Canal de Comunicação Sem Fio **15**

3.1 Função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal 15

3.2 Perfil de atraso de potência e espalhamento de retardo 16

3.3 Banda de coerência 17

3.4 Tempo de coerência 19

3.5 Espectro angular 20

3.6 Partic. do can. de com. sem fio int. e de outr. canais 22

4 Técnicas de Sondagem de Canal **25**
4.1 Sondagem por pulso de RF 25
4.2 Sondagem com analisador de rede vetorial 26
4.3 Sondagem com banco de correlatores 27

5 Sondagem com Correlator Deslizante **33**
5.1 Técnica de sondagem com correlator deslizante 33
5.2 Processamento do sinal pelo correlator deslizante 36
5.3 Influência de γ e N no processo de filtragem 43
5.4 Rel. entre o sin. filtr. e a respos. ao impul. do canal 45
5.5 Parâmetros do correlator deslizante 46
5.5.1 Resolução Doppler máxima 46
5.5.2 Ganho de processamento 47
5.5.3 Faixa dinâmica 48
5.5.4 Resolução temporal 49
5.5.5 Máximo espalhamento de retardo 50

6 Estimação de Parâmetros do Canal de Comunicação Sem Fio Utilizando a Sondagem com Correlator Deslizante **51**
6.1 Rev. das princip. característ. do correlator deslizante 51
6.2 Est. de parâmetros estatísticos temporais e derivados 54
6.2.1 Perfil de atraso de potência 55
6.2.2 Atraso de propagação 56
6.2.3 Espalhamento de retardo 59
6.2.4 Banda de coerência 59
6.2.5 Espectro de potências Doppler 60
6.2.6 Tempo de coerência 60
6.2.7 Potência recebida 61
6.2.8 Perda no percurso 62
6.2.9 Função densidade de probabilidade do desvanecimento multi-percurso 64
6.3 Estimação de parâmetros estatísticos espaciais 64
6.3.1 Perfil angular de potência 65
6.3.2 Espalhamento angular 67
6.3.3 Constrição angular 69
6.3.4 Ângulo de maior desvanecimento 69
6.3.5 Variância do espalhamento do número de onda 70

7 Simulações **73**
7.1 Simulação do sistema de sondagem 74
7.2 Estimação dos parâmetros temporais 77
7.3 Estimação dos parâmetros espaciais 81

8 Sumário e Oportunidades **89**

A Simulações de Pós Processamento para Obtenção dos Parâmetros Temporais e Espaciais **99**

Lista de Figuras

2.1 Cenário de propagação multipercurso. 6
2.2 Propagação em pequena e grande escalas. 8
2.3 Modelo TDL de canal. 12

3.1 Exemplo de perfil de atraso de potência 16
3.2 Fução de correlação do canal espaçado em frequência 18
3.3 Função de correlação do canal espaçado no tempo. 20
3.4 Espectro azimutal (*azimuth spectrum*) representando a potência recebida em função do angulo azimute de chegada. 22

4.1 Diagrama da técnica de sondagem por pulso de RF. 26
4.2 Diagrama de sondagem de canal usando sequência PN. 27
4.3 Gerador de sequência PN de comprimento $N = 7$. A soma no circuito de realimentação é em módulo 2 (OU exclusivo). 28
4.4 Espectro de frequências de uma sequência PN. 29
4.5 Função de autocorrelação de uma sequência PN. 30

5.1 Diagrama simplificado do sistema de sondagem de canal com correlator deslizante. 34
5.2 Sequências PN com taxas R_c e $R'_c = 0,99R_c$ (parte superior) e resultados de autocorrelação (parte inferior). 37
5.3 Espectro de frequências de $p(t) = x(t)x'(t)$, para $R'_c = 0.99R_c$. . . . 39
5.4 Funções de autocorrelação de uma sequência PN com $N = 31$ e $R_c = 10$ chip/s. 42
5.5 Sinais $q_d(t)$ ideal (teórico) e aproximado (obtido por filtragem), considerando $N = 31$ e $R'_c = 0{,}99R_c$. 43
5.6 Ilustração da influência de diferentes fatores de forma no ganho de filtros passa-baixas. 44
5.7 Sinais $q_d(t)$ obtidos por filtragem passa-baixas aproximadamente ideal, com frequências de corte $10R_c/\gamma$ e R_c/γ. 49

6.1 Diagrama simplificado do receptor do sistema de sondagem de canal por correlator deslizante. 52
6.2 Parâmetros temporais e espacias extraídos da resposta ao impulso do canal. 54
6.3 Respostas ao impulso na saída do correlator deslizante considerando que (a) T_p e $T_p + \tau_{\max}$ estão contidos em um mesmo período NT_c e (b) T_p e $T_p + \tau_{\max}$ estão contidos em períodos diferentes. 58
6.4 Ilustração da obtenção de η por regressão linear a partir de medidas de atenuação média local. 64
6.5 Plataforma para rotação e deslocamento linear de uma antena diretiva tipo corneta. 67
6.6 Possível cenário de propagação por multipercurso e sua influência na caracterização espacial. 68
6.7 Exemplo de distintos valores para Λ. 68
6.8 Exemplo de distintos valores de A_c. 69
6.9 Comportamento da seletividade espacial de acordo com os parâmetros Λ, A_c e $\phi_{\max}$. 71

7.1 Sistema de sondagem por correlator deslizante implementado no VisSim/Comm. 74
7.2 Interior do bloco "Canal"da Fig. 7.1. 75
7.3 Interior de um dos blocos "Desvanecimento Rice"da Fig. 7.2. 75
7.4 Interior do bloco "Correlator deslizante"da Fig. 7.1. 76
7.5 Realização de dez respostas ao impulso discretas do canal. 77
7.6 Histogramas e melhores encaixes das correspondentes funções densidade de probabilidade referentes ao desvanecimento em um único percurso de propagação (foram usadas 30720 amostras complexas no teste de aderência): (a) parte real, (b) parte imaginária, (c) magnitude e (d) fase. 78
7.7 Perfil de atraso de potência médio, construído a partir de 2048 perfis instântaneos. 79
7.8 Função de correlação do canal espaçado em frequência e o valor da banda de coerência B_C. 79
7.9 Espectro de potência Doppler do canal. 80
7.10 Função de correlação do canal espaçado no tempo e o valor do tempo de coerência T_c. 81

7.11 Magnitude da função de correlação espaçada na frequência $\Phi_H(\Delta f)$ (acima) para diferentes espalhamentos de retardo, e da função de correlação espaçada no tempo $\Phi_H(\Delta t)$ (abaixo) para diferentes espalhamentos Doppler. 82
7.12 Perfil angular de potência, $P(\theta_s)$, em coordenadas polares (esquerda) e em coordenadas retangulares (direita). 83
7.13 Acima: perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$. Abaixo: curvas de nível de $P(\tau_l, \phi_s)$ no plano azimute. . . . 84
7.14 Perfil angular de potência, $P(\theta_s)$, em coordenadas polares e em coordenadas retangulares para o cenário onde há concentração de energia em uma direção (gráficos acima) e para o cenário onde há concentração de energia em duas direções (gráficos abaixo). 85
7.15 Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$ (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 1. . 87
7.16 Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$ (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 2. . 88

Lista de Tabelas

6.1 Parâmetros do sistema que dependem das características da sequência PN. 53

7.1 Parâmetros estatísticos espaciais. 86

Lista de Siglas

5G	*Fifth Generation*
A/D	*Analog-to-Digital*
AOA	*Angle of Arrival*
AoD	*Angle of Departure*
BPSK	*Binary Phase-Shift Keying*
DC	*Direct Current*
DSSS	*Direct Sequence Spread Spectrum*
ERB	Estação Rádio Base
ESPRIT	*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*
IF	*Intermediate Frequency*
FIR	*Finite Impulse Response*
GPS	*Global Positioning System*
LFSR	*Linear Feedback Shift-Register*
LOS	*Line-of-Sight*
MDP	*Multipath Delay Profile*
MIMO	*Multiple-Input, Multiple-Output*
MIP	*Multipath Intensity Profile*
MUSIC	*Multiple Signal Classification*
NLOS	*Non Line-of-Sight*
PDP	*Power Delay Profile*
PN	*Pseudo Noise*
RX	Receptor
SLAC	*Stochastic Local Area Channel*
SNR	*Signal-to-Noise Ratio*
SUI	*Stanford University Interim*
TDL	*Tapped Delay Line*
TM	Terminal Móvel
ToA	*Time of Arrival*
TX	Transmissor
USRP	*Universal Software Radio Peripheral*
US	*Uncorrelated Scattering*
VNA	*Vector Network Analyzer*
WSS	*Wide-Sense Stationary*
WSSUS	*Wide-Sense Stationary, Uncorrelated Scattering*

Lista de Símbolos

A_{c}	Constrição angular
a_i	i-ésimo chip da sequência PN
α_l	Atenuação do l-ésimo percurso de propagação
A_{av}	Atenuação configurada no atenuador variável
A_{ref}	Atenuação de referência
B	Largura de banda do sinal transmitido
B_C	Banda de coerência
b_k	k-ésimo coeficiente da série de Fourier
c	Velocidade da luz no vácuo
d	Distância em visada direta entre transmissor e receptor
d_0	Distância de referência
$\delta(t)$	Função impulso delta de Dirac
δ	Intervalo de tempo dilatado, medido entre a primeira componente de multipercurso identificada e o primeiro pulso de gatilho à sua esquerda
D_r	Faixa dinâmica
$\mathbb{E}$	Operador esperança estatística
η	Expoente de perdas
f_c	Frequência de portadora
f_{corte}	Frequência de corte do filtro passa-baixas do correlator deslizante
f_d	Desvio Doppler
f_m	Máximo desvio Doppler
F_n	n-ésimo coeficiente de Fourier do espectro azimutal
γ	Fator de dilatação
G_p	Ganho de processamento
G_R	Ganho da antena de recepção
G_T	Ganho da antena de transmissão
$H(f;t)$	Resposta em frequência do canal variante no tempo
$h(\tau;t)$	Representação em banda base da resposta ao impulso do canal variante no tempo
$\measuredangle h(\tau)$	Fase da resposta ao impulso
$\lvert h(\tau)\rvert$	Magnitude da resposta ao impulso
$h_f(t)$	Resposta ao impulso do filtro passa-baixas

$I\left(\frac{\tau}{\gamma}\right)$	Parte real da resposta ao impulso dilatada no tempo na saída do correlator deslizante
$I(\tau)$	Parte real da resposta ao impulso
L	Número de percursos que a onda eletromagnética pode seguir
$\Lambda(\mathrm{x})$	Função triangular
Λ	Espalhamento angular
λ	Comprimento de onda do sinal transmitido
m	Número de elementos de memória
N	Comprimento da sequência PN
$p(t)$	Produto entre as sequências PN $x(t)$ e $x'(t)$
$P(\tau_l)$	Potência da l-ésima componente de multipercurso
$P(\phi_s)$	Potência na s-ésima direção do plano azimute
$P(f)$	Transformada de Fourier de $p(t)$
ϕ_s	s-ésimo ângulo no plano de azimute
$\Phi_H(f_1, f_2; \Delta t)$	Função de autocorrelação da resposta em frequência do canal
$\Phi_H(\Delta f; \Delta t)$	Função de correlação com espaçamentos em frequência e no tempo
$\Phi_h(\tau; \Delta t)$	Função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal
$\Phi_h(\tau)$	Perfil de atraso de potência
$\phi_{\max}$	Ângulo de maior desvanecimento
ϕ_{R}	Direção de movimento do receptor
$\Pi(\mathrm{t})$	Função retangular
PL	Perda no percurso
P_{R}	Potência total recebida
P_{ref}	Potência recebida de referência
ψ	Ângulo em elevação
$p_i(\tau_l)$	Amostras da i-ésima realização do perfil de atraso de potência
P_{T}	Potência de transmissão
$Q\left(\frac{\tau}{\gamma}\right)$	Parte imaginária da resposta ao impulso dilatada no tempo na saída do correlator deslizante
$q_d(t)$	Função de autocorrelação de $x(t)$ dilatada no tempo
$q_i(t)$	Parcela do sinal interferente de $p(t)$
$Q(\tau)$	Parte imaginária da resposta ao impulso
$r(t)$	Sinal recebido em banda passante
$\tilde{r}(t)$	Equivalente em banda base do sinal em banda passante $r(t)$
R_c	Taxa de chips da sequência $x(t)$
R'_c	Taxa de chips da sequência $x'(t)$
$\tilde{R}(t)$	Processo Gaussiano complexo
$R_x(\tau)$	Função de autocorrelação da sequência PN $x(t)$
$R_{xy}(\tau)$	Função de correlação cruzada entre $x(t)$ e $y(t)$
$s(t)$	Sinal transmitido genérico e real

$\tilde{s}(t)$	Equivalente em banda base do sinal em banda passante $s(t)$
$S_H(\kappa)$	Espectro de potências Doppler
σ_τ	Espalhamento de retardo rms
σ_{V}^2	Variância do espalhamento de número de onda
$S_x(f)$	Densidade espectral de potência comprimida da sequência $x(t)$
$\bar{\tau}$	Espalhamento de retardo médio
τ_l	Atraso do l-ésimo percurso de propagação
$\tau_{\max}$	Máximo espalhamento de retardo
T_c	Duração de um chip
T_C	Tempo de coerência
θ_l	Fase da l-ésima componente de multipercurso
T_p	Atraso de propagação
T_{res}	Resolução temporal
V	Tensão de pico recebida pelo elemento de sondagem
v	Velocidade de deslocamento do receptor móvel
V_0	Amplitude de pico dos pulsos da sequência PN
φ	Ângulo de incidência da onda eletromagnética no receptor em relação à direção de movimento
vm	Velocidade máxima de deslocamento do receptor móvel
$X(f)$	Transformada de Fourier de $x(t)$
$x(t)$	Sequência PN bipolar periódica com taxa de *chips* R_c
$X_1'(f)$	Transformada de Fourier do sinal não periódico $x_1'(t)$
$x'(t)$	Sequência PN bipolar periódica com taxa de *chips* R_c'
$X_1(f)$	Transformada de Fourier do sinal não periódico $x_1(t)$
$x_1(t)$	Forma de onda bipolar de um período da sequência PN com taxa R_c
$x_1'(t)$	Forma de onda bipolar de um período da sequência PN com taxa R_c'
$X'(f)$	Transformada de Fourier de $x'(t)$
$X(t)$	Processo aleatório com distribuição Gaussiana
$y(t)$	Sinal recebido admitindo que $x(t)$ foi transmitido
$Y(t)$	Processo aleatório com distribuição Gaussiana

Resumo

Scudeler, L.A.R. Caracterização de Canal Sem Fio com Correlator Deslizante [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2016.

A pesquisa e o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio são sempre precedidos pela caracterização do canal através do qual o sinal será transmitido. Tal caracterização abrange os domínios do tempo, frequência e espaço, podendo ser estocástica, empírica, determinística ou uma combinação destas. Ela fornece subsídios para que o canal seja modelado e o sistema seja dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades desse canal, podendo também fornecer dados para a elaboração de modelos de predição de cobertura. É comum que os modelos de canal sejam construídos com o auxílio de medidas em campo, as quais são obtidas por meio de técnicas de sondagem que processam o sinal recebido a partir da transmissão de um sinal de sondagem conhecido. O correlator deslizante (*sliding correlator*) é uma das técnicas mais utilizadas para sondagem, permitindo que se obtenham as informações estocásticas que caracterizarão o canal. Este trabalho aborda os fundamentos teóricos que permitem o entendimento sobre a técnica de sondagem por correlator deslizante assim como o procedimento de análise de medidas simuladas pelo correlator deslizante para a caracterização estocástica do canal.

Palavras-chave: Correlator deslizante; Caracterização de canais de comunicação sem fio; Sondagem de canal.

Abstract

Scudeler, L.A.R Caracterização de Canal Sem Fio com Correlator Deslizante [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2016.

The research and development of wireless communications systems are always preceded by the channel characterization through which the signal will be transmitted. Such characterization covers the time, frequency and space domains, and can be stochastic, empirical, deterministic or a combination of these. It provides subsidies for the channel to be modeled and the system is scaled so as to enable communication with the possible channel adversities, and can also provide data for the predictive models coverage elaboration. It is common for channel models to be constructed with the aid of field measurements, which are obtained by probing techniques which process the received signal from the transmission of a known probing signal. The sliding correlator is one of the most used probing techniques, allowing to obtain the stochastic information that will characterize the channel. This work deals with the theoretical foundations that allow the understanding of sliding correlator as well as the procedure of analysis of measures simulated by the sliding correlator for the stochastic characterization of channel

Keywords: Sliding correlator; Characterization of wireless communication channel; Channel probing.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O aumento da demanda por tráfego de dados nos sistemas de comunicações sem fio tem intensificado o problema de congestionamento do espectro de radiofrequências. Há, portanto, um esforço constante por parte dos pesquisadores na academia e na indústria no sentido de desenvolver sistemas com alta eficiência espectral ou até mesmo que consigam ocupar de forma oportunista as faixas de frequência subutilizadas, como é o caso dos sistemas de rádio cognitivo [1]. Outra solução para esse problema consiste no uso de faixas de frequência pouco exploradas pelos sistemas atuais, como é o caso da faixa de ondas milimétricas, as quais são fortes candidatas para os sistemas de quinta geração (5G) [2].

No entanto, a pesquisa e o desenvolvimento de quaisquer que sejam os sistemas de comunicação sem fio, atuais ou futuros, são sempre precedidos pela caracterização do canal através do qual o sinal será transmitido. Em outras palavras, pode-se dizer que as mais fortes restrições ou imposições com relação ao projeto de um sistema de comunicação são postas pelo canal de comunicação. A palavra de ordem é, pois, adequação: aplicam-se as tecnologias correntes almejando-se maiores eficiências espectrais, mas sempre buscando a adequação do sinal transmitido ao canal. A modelagem do canal permitirá que o sistema seja então dimensionado de forma a viabilizar a comunicação frente às possíveis adversidades desse canal, ainda podendo fornecer dados para a elaboração de modelos de predição de cobertura.

A caracterização do canal de comunicação permitirá que sejam extraídos parâmetros que então serão utilizados para a sua modelagem nos domínios do tempo, frequên-

cia e espaço [2–7]. Essa modelagem pode ser estocástica, empírica, determinística ou uma combinação destas [8, p. 175]. Os modelos empíricos são construídos a partir de observação e medidas dos parâmetros do canal por meio de técnicas de sondagem (*channel sounding*). Embora tais modelos possam ser precisos, dependendo da precisão e da quantidade dos parâmetros extraídos, eles podem estar sujeitos às variações das condições de medida e do próprio canal. Já os modelos determinísticos fazem uso da caracterização física dos fenômenos de propagação de forma que se determine matematicamente a função de transferência do canal. Obviamente, a factibilidade deste modelo está associada com a possibilidade de sua caracterização física e correspondente modelagem matemática de forma precisa, o que pode ser extremamente complexo até para os mais simples canais de comunicação sem fio. Os modelos estocásticos ou estatísticos consideram o canal como sendo representado por uma série de fenômenos aleatórios modelados por variáveis aleatórias. Como consequência, a função de transferência do canal é determinada em termos estocásticos.

O correlator deslizante (*sliding correlator*) [2, 4–7, 9–22], [23, p. 155-158] é uma técnica que vem sendo utilizada há décadas para a sondagem de canais de comunicação sem fio, permitindo que se obtenha a sua resposta ao impulso e, a partir dela, as informações estocásticas que caracterizarão o canal nos domínios do tempo, da frequência e do espaço. Tais informações incluem, mas não se limitam a: resposta ao impulso, resposta em frequência, perfil de intensidade de potência, funções de correlação nos vários domínios, banda de coerência, tempo de coerência, distribuição angular e concentração angular de potência.

Além de ter um custo de implementação relativamente baixo quando comparado a outros métodos de sondagem, o correlator deslizante pode ser utilizado para realizar medidas em canais de rádio móvel ou fixos, em ambientes internos e externos. Dentre suas características destaca-se o efeito de dilatação temporal que irá acarretar na compressão da largura de banda, fazendo com que a taxa de amostragem do conversor analógico para digital (A/D, *analog-to-digital*) não seja tão alta comparada com aquela que seria necessária na técnica de recepção por correlação cruzada, possibilitando medidas em canais com banda ultra larga. Além disso, apresenta robustez em relação a interferências por utilizar sequências pseudo aleatórias como aquelas adotadas em sistemas com espalhamento espectral por sequência direta (DSSS, *direct sequence spread spectrum*) [12].

1.2 Contribuições e estrutura da dissertação

Como resultado de uma extensa pesquisa bibliográfica, este trabalho apresenta os fundamentos teóricos sobre a técnica de sondagem com correlator deslizante e também sobre como é realizada a análise das medidas obtidas por esta técnica na caracterização estocástica de canais de comunicação sem fio. O principal objetivo do trabalho é que ele sirva como contribuição ao estudo sobre o tema, permitindo que o leitor passe a conhecer detalhes sobre uma das mais utilizadas técnicas de sondagem e entenda a importância que a caracterização do canal representa para as pesquisas e o projeto de sistemas de comunicação sem fio.

Os demais capítulos deste trabalho foram organizados da seguinte forma: Nos Capítulos 2 e 3 são apresentados alguns dos principais fundamentos que envolvem o canal de comunicação sem fio, descrevendo as métricas que possibilitam caracterizá-lo em um ambiente de propagação com múltiplos percursos. Em seguida o Capítulo 4 apresenta outras técnicas de sondagem de canal, sendo a principal delas, alvo deste trabalho, abordada com mais detalhes no Capítulo 5. O Capítulo 6 descreve como os parâmetros estatísticos temporais e espaciais do canal podem ser extraídos das medidas realizadas pelo correlator deslizante. O Capítulo 7 apresenta dois estudos de caso baseados em simulações, exemplificando a estimação dos parâmetros apresentados nos capítulos anteriores. No Capítulo 8 são apresentadas as conclusões e propostas para novas pesquisas.

1.3 Artigos relacionados à dissertação

Aqui são listados alguns artigos relacionados a esta dissertação:

1. D. A. Guimarães e L. A. R. Scudeler, "**Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante - Parte I: Fundamentos**,". *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação (RTIC)*, aceito para ser publicado em Dezembro de 2016.

2. D. A. Guimarães, R. A. A. de Souza, G. F. P. Conceição and L. A. R. Scudeler, **"Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante - Parte II: Extração de Parâmetros"**. *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação (RTIC)*, submetido em Dezembro de 2016.

3. G. F. P. L. da Conceição, L. A. R. Scudeler, D. A. Guimarães e R. A. A. de Souza, **"Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante - Parte III: Implementação"**. *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação (RTIC)*, em preparação.

4. D. A. Guimarães L. A. R. Scudeler, **"Influência das Características de Filtragem no Sistema de Sondagem de Canal por Correlator Deslizante"**. *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2017)*, em preparação.

Capítulo 2

Fenômenos de Propagação no Canal de Comunicação Sem Fio

Antes de iniciar a apresentação sobre o correlator deslizante propriamente dito, é importante revisitar alguns dos principais fundamentos sobre os fenômenos de propagação em canais de comunicação sem fio, pois assim o leitor terá mais facilidade em entender o processo de extração de parâmetros viabilizado pela técnica. Este capítulo trata das características de propagação, da resposta ao impulso do canal, de modelos de canal com desvanecimento plano e seletivo e do espalhamento Doppler.

2.1 Canal de comunicação sem fio externo

Tipicamente, o estudo sobre o canal de comunicação móvel sem fio contempla suas características de propagação em larga escala e em pequena escala. Na caracterização em larga escala são levadas em conta as variações de potência recebida média em área (*area mean*) e média local (*local mean*). Já na caracterização em pequena escala são consideradas as variações instantâneas do sinal recebido. As variações de potência média em área refletem a atenuação do sinal em função da distância entre o transmissor e o receptor, em alguns casos levando também em conta a frequência de operação. As variações de potência média local ocorrem em torno das variações de potência média em área e estão associadas à influência dos obstáculos entre transmissor e receptor. A estas dá-se comumente o nome de sombreamento (*shadowing*). As variações instantâneas de potência recebida ocorrem por conta do desvanecimento multipercurso (*multipath fading*) [8, p. 200-210]. Tanto os canais de comunicação sem

fio externos (*outdoor*) quanto internos (*indoor*) têm suas particularidades em termos da caracterização da propagação em grande e em pequena escala. No entanto, em termos conceituais tal caracterização é similar nos dois casos. Por esta razão será utilizado como exemplo o canal externo nesta revisão inicial. Mais adiante o canal interno é colocado em pauta, momento em que algumas de suas particularidades são confrontadas com aquelas referentes ao canal externo.

Para descrever o cenário de propagação em larga escala será utilizado o exemplo da comunicação entre uma estação rádio base e um terminal móvel. Além da distância entre o terminal e a base, existem diversos obstáculos naturais ou feitos pelo homem que irão atenuar a onda eletromagnética ocasionando perdas na potência média do sinal recebido. Pode-se dividir essa perda em duas partes, sendo uma delas a média em área e a outra a média local. Existem métodos conhecidos como métodos de predição de cobertura (*coverage prediction*) ou predição de propagação (*propagation prediction*) responsáveis pela estimação da potência recebida da média local ou da média em área a uma dada distância do transmissor [8, p. 201], [24]. É com o auxílio de tais métodos que se dimensionam as potências de transmissão e margens adequadas ao correto funcionamento do sistema de comunicação.

Ainda considerando o exemplo da comunicação entre o terminal móvel e a estação base, o sinal transmitido chega à antena receptora por múltiplos percursos de propagação criados principalmente pelos mecanismos de reflexão (*reflection*), difração (*diffraction*) e espalhamento (*scattering*) da onda eletromagnética, além daquele percurso direto que pode existir se houver visada direta (*line-of-sight*) entre a base e o terminal, conforme ilustrado na Fig. 2.1. A reflexão da onda eletromagnética ocorre em obs-

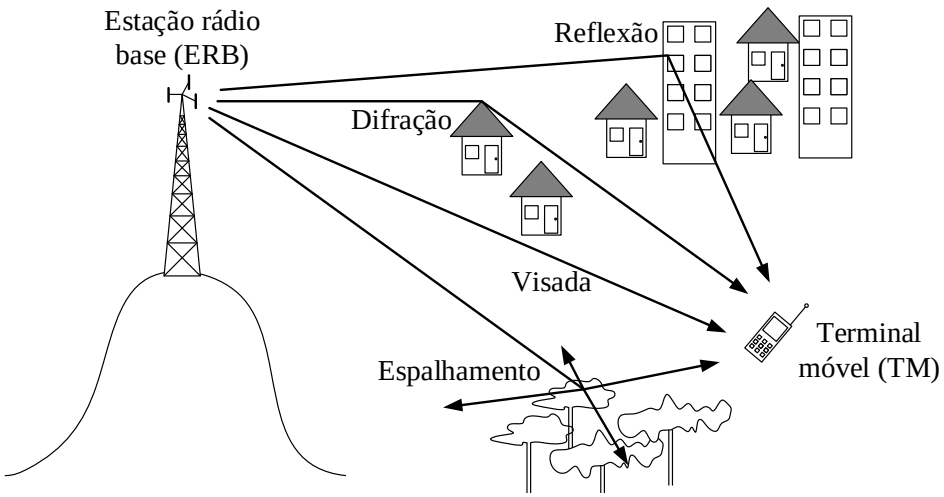


Figura 2.1: Cenário de propagação multipercurso.

táculos cujas dimensões físicas são significativamente maiores que o comprimento de

onda do sinal. A difração ocorre pela formação de novas frentes de onda que se propagam em várias direções e surgem quando o sinal encontra o canto vivo de um objeto, como as bordas de um edifício. O espalhamento, que pode ser interpretado como um conjunto de múltiplas pequenas reflexões, é causado por obstáculos com dimensões físicas comparáveis ao comprimento de onda do sinal.

A propagação por múltiplos percursos, ou propagação multipercurso (*multipath propagation*), faz com que as várias réplicas do sinal que trafegam por caminhos distintos incidam sobre a antena receptora em diferentes instantes de tempo, com diferentes amplitudes e com diferentes fases. A combinação destas réplicas irá causar interferências construtivas ou destrutivas, causando variações do sinal recebido pelo terminal móvel. Essas variações são conhecidas como desvanecimento multipercurso (*multipath fading*). A propagação por múltiplos percursos produz outros efeitos no sinal recebido, tais como a dispersão temporal, a dispersão em frequência, e o desvanecimento seletivo em frequência [8, p. 210], [13,25], os quais são também revisitados mais adiante neste trabalho.

A Fig. 2.2 apresenta um gráfico da potência recebida versus a distância entre transmissor e receptor, ilustrando as variações em grande escala (média local e média em área) e em pequena escala (desvanecimento multipercurso) [8, p. 207]. Por meio dessa figura se pode notar que as variações instantâneas, que são aquelas que fisicamente se manifestam no sinal recebido, incorporam as variações da média local e da média em área. Em outras palavras, extraindo-se por filtragem a média das variações instantâneas durante uma janela de tempo correspondente a algumas poucas dezenas de comprimentos de onda obtém-se a média local. Extraindo-se a média das variações locais utilizando uma janela de tempo correspondente a várias dezenas de comprimentos de onda obtém-se a média em área. Ao se subtrair a média local da média em área obtém-se o sombreamento de forma isolada. Ao se subtrair as variações instantâneas da média local obtém-se o desvanecimento multipercurso de forma isolada. Tipos de filtro comumente utilizados nesta separação, bem como tamanhos e tipos de janelas de filtragem podem ser encontrados por exemplo em [26–28].

Embora exista uma variedade bastante grande de modelos de predição de cobertura, nenhum é capaz de prever com precisão as variações instantâneas do sinal recebido, dada a variedade do ambiente em torno do transmissor e do receptor e de suas características, o que por sua vez torna praticamente impossível a fiel modelagem. Por esta razão, é comum que o desvanecimento multipercurso seja avaliado em termos estatísticos. Como exemplo, podem ser encontrados modelos estatísticos de desvanecimento que vão desde os mais clássicos como o desvanecimento Rayleigh, Rice

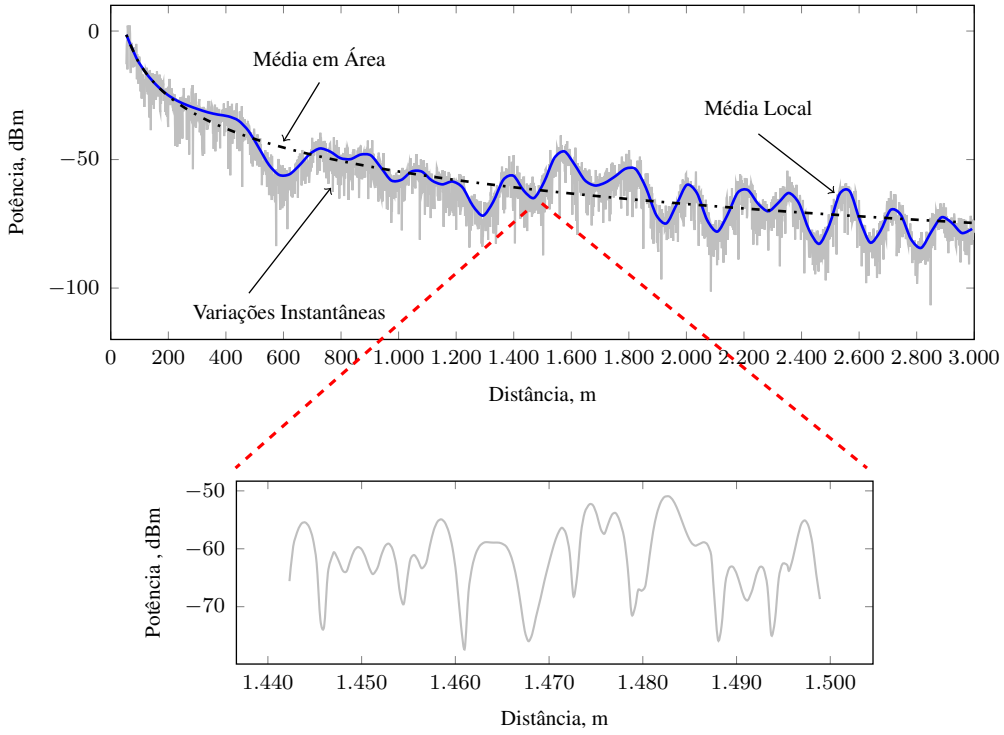


Figura 2.2: Propagação em pequena e grande escalas.
Adaptado de [8, p. 207].

e Nakagami [29, p. 18-23], até os modelos de desvanecimento generalizados como α-μ [30], κ-μ [31], η-μ [31] e extenções [32]. Ainda existem outros que combinam os efeitos de sombreamento e desvanecimento, como é o caso dos modelos de desvanecimento sombreado (shadowed-fading) [33]. Já as variações da média local podem ser estimadas com bastante precisão por alguns modelos de predição, ou apenas caracterizadas estatisticamente em outros. O sombreamento, com raras exceções, segue uma distribuição lognormal, em torno da média em área, com um desvio padrão, em dB, que é na maior parte dos casos independente da distância entre transmissor e receptor [34, p. 843]. Por outro lado, a variação de potência média em área pode ser estimada de forma bastante precisa na prática. Para este fim há vários modelos, como exemplo o simples *log-distance* [23] [8, p. 200-206], no qual a potência recebida é inversamente proporcional à η-ésima potência da distância entre transmissor e receptor, sendo η o expoente de perdas que varia com as características do ambiente. Modelos mais sofisticados e precisos incorporam além da distância outras variáveis, como a frequência de operação, caso que pode ser exemplificado pelo modelo SUI (*Stanford University Interim*) [35, 36]. Recentemente, grande atenção tem sido dirigida a modelos de propagação multi-slope, nos quais a potência média em área varia de acordo com uma função linear-em-partes (*piecewise linear*), sendo cada parte (segmento) associada a um expoente de perdas [37].

Como logo se poderá concluir, o correlator deslizante é um receptor com a função específica de sondagem de canal em termos de sua resposta ao impulso e sua caracterização estatística nos domínios do tempo, frequência e espaço. No entanto, é também possível calibrá-lo para que o sinal em sua saída possa servir como referência para se medir a potência do sinal recebido. Assim, os fenômenos de propagação ilustrados na Fig. 2.2 poderão ser também alvo de caracterização com o uso do correlator deslizante.

2.2 Resposta ao impulso do canal multipercurso

A representação em envoltória complexa (*complex envelope*) de um sinal transmitido $s(t)$ genérico e real pode ser escrita como [8, p. 210], [13]

$$s(t) = \Re\left[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\right], \tag{2.1}$$

onde $\Re(\cdot)$ é a parte real do argumento, $\tilde{s}(t)$ é a envoltória complexa do sinal em banda passante $s(t)$ e f_c é a frequência da portadora. Pode-se admitir que, quando o terminal móvel está em movimento no ambiente de propagação multipercurso, o atraso e a atenuação de cada percurso é dependente do tempo. O número de percursos também depende do tempo, pois alguns percursos podem estar obstruídos em um determinado instante, por exemplo. Assim o sinal recebido em banda passante pode ser escrito como [8, p. 210], [34, p. 832]

$$r(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) s[t - \tau_l(t)], \tag{2.2}$$

sendo $L(t)$ o número de percursos dependente do tempo (instante de observação) t, $\alpha_l(t)$ a atenuação e $\tau_l(t)$ o atraso dependentes do tempo do l-ésimo percurso de propagação. Substituindo (2.1) em (2.2) tem-se

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \Re\{\tilde{s}[t - \tau_l(t)] e^{j2\pi f_c [t - \tau_l(t)]}\} \\ &= \Re\{\sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \tilde{s}[t - \tau_l(t)] e^{j2\pi f_c t} e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)}\}, \end{aligned} \tag{2.3}$$

de onde se obtém a envoltória complexa do sinal recebido

$$\tilde{r}(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \tilde{s}[t - \tau_l(t)]. \tag{2.4}$$

Substituindo a entrada $\tilde{s}(t)$ pela função impulso $\delta(t)$ (delta de Dirac), obtém-se a representação equivalente em banda base da resposta ao impulso variante no tempo do canal

$$h(\tau; t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta[t - \tau_l(t)]. \tag{2.5}$$

2.3 Modelo de canal com desvanecimento plano

Admita que o sinal transmitido seja uma onda portadora não modulada com amplitude de pico unitária, cuja representação equivalente em banda base é $\tilde{s}(t) = 1$. Utilizando-se a equação (2.4) o equivalente em banda base do sinal recebido é obtido por

$$\begin{aligned}
\tilde{r}(t) &= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \\
&= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)} \\
&= \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \cos[\theta_l(t)] + j \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \sin[\theta_l(t)] \\
&= \sum_{l=1}^{L(t)} x_l(t) + j \sum_{l=1}^{L(t)} y_l(t).
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Nessa representação, $x_l(t)$ e $y_l(t)$ podem ser interpretadas como funções amostra [8, p. 60] dos processos aleatórios $X_l(t)$ e $Y_l(t)$, respectivamente. Desta forma pode-se escrever

$$\tilde{R}(t) = X(t) + jY(t) \tag{2.7}$$

como a representação em envoltória complexa do processo aleatório correspondente ao sinal recebido quando à entrada do canal se aplica uma portadora não modulada. Como os percursos de propagação que a onda eletromagnética pode seguir tende para um número infinito em termos práticos, aplicando-se o Teorema do Limite Central [8,

p. 37] pode-se afirmar que os processos aleatórios $X(t)$ e $Y(t)$ terão distribuição Gaussiana e, portanto, $\tilde{R}(t)$ será um processo Gaussiano complexo. Se não houver percurso dominante incidindo na antena receptora, $X(t)$ e $Y(t)$ terão média zero e o processo aleatório $\tilde{R}(t)$ terá magnitude com distribuição de Rayleigh e fase com distribuição uniforme em $[0, 2\pi]$. Diz-se que nestas condições se tem um canal com desvanecimento Rayleigh. Caso haja um percurso incidente dominante, o processo $X(t)$, o processo $Y(t)$ ou ambos deixam de possuir média nula. Nestas condições tem-se um canal com desvanecimento Rice. O modelo descrito acima é conhecido como modelo de desvanecimento multiplicativo [8, p. 212], [34, p. 833], [24], pois se pode escrever

$$\tilde{R}(t) = \tilde{S}(t)A(t)e^{j\Theta(t)}, \tag{2.8}$$

com $A(t) = |X(t) + jY(t)|$ e $\Theta(t) = \arctan[Y(t)/X(t)]$. Neste modelo, todas as componentes de frequência do sinal transmitido $\tilde{S}(t)$ estão sujeitas às mesmas variações de magnitude e de fase, configurando-se o que se denomina de desvanecimento plano.

Note que a análise do modelo de desvanecimento plano partiu de uma consideração em que o sinal transmitido é uma portadora não modulada. No entanto, este modelo se aplica também a sinais que tenham banda suficientemente pequena, tendo como referência um importante parâmetro do canal, denominado banda de coerência, o qual será explorado mais adiante. Em outras palavras, um sinal de banda estreita, ao atravessar um canal com propagação multipercurso, tem todas as suas componentes de frequência afetadas igualmente, tanto em magnitude quanto em fase. No entanto, permanece a dúvida sobre o quão deve ser estreita a banda do sinal para que este desvanecimento plano ocorra. A resposta a esta dúvida será dada mais adiante, quando a banda de coerência do canal for definida.

2.4 Modelo de canal com desvanecimento seletivo

Considere agora um sinal de banda larga aplicado à entrada do canal multipercurso, sinal este formado por uma onda portadora que é transmitida durante um curto intervalo de tempo τ, correspondente a uns poucos ciclos dessa portadora. Analogamente, pode-se interpretar que o sinal transmitido é uma portadora modulada em amplitude por um único pulso retangular de amplitude unitária que existe somente durante o intervalo τ. Neste caso a representação equivalente em banda base do sinal transmitido é $\tilde{s}(t) = 1, |t| \leq \tau$, e $\tilde{s}(t) = 0$ caso contrário. Por meio da equação (2.4) pode-se

afirmar que o sinal recebido equivalente em banda base será a combinação das réplicas do pulso transmitido $\tilde{s}(t)$. Se o atraso entre dois percursos for menor que a duração do pulso de transmissão, estas réplicas do sinal transmitido irão se fundir formando um único componente de multipercurso que será submetido à mesma variação de magnitude e de fase, como no modelo de desvanecimento multiplicativo. Caso o atraso entre os percursos seja maior que a duração do pulso, eles não serão sobrepostos. O modelo de canal para este cenário pode ser descrito como a concatenação de $L(t) = L$ subcanais multiplicativos, como ilustra a Fig. 2.3, cada um representando um percurso de propagação ou um conjunto de percursos que se fundiram em um. Este modelo é conhecido como linha de atrasos com derivações (TDL, *tapped delay line*) [8, p. 214].

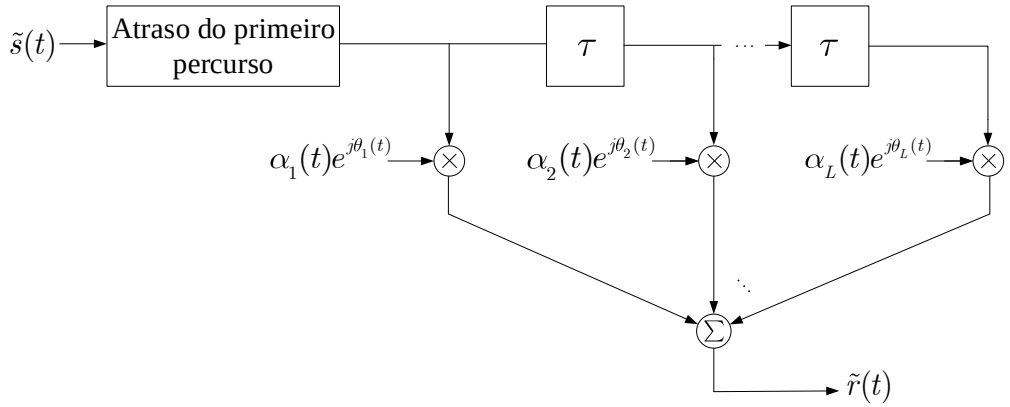


Figura 2.3: Modelo TDL de canal.

Neste modelo se pode interpretar o canal como sendo um filtro com resposta ao impulso finita (FIR, *finite impulse reponse*), cuja função de transferência é governada pelos coeficientes complexos $\alpha_l(t)e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)}$, $l = 1, \ldots L$. O efeito resultante de filtragem poderá afetar as componentes de frequência do sinal transmitido de formas diferentes, configurando o que se denomina de desvanecimento seletivo em frequência [8, p. 214], [34, p. 844], [24]. Como no caso do modelo de desvanecimento plano, permanece a dúvida sobre o quão deve ser larga a banda do sinal para que o mesmo seja submetido ao desvanecimento seletivo em frequência quando atravessar o canal. A resposta a esta dúvida será dada mais adiante, e também tomará como referência o parâmetro banda de coerência.

2.5 Desvio e espalhamento Doppler

O movimento relativo entre a fonte de sinal e o receptor causa o efeito Doppler, que é a alteração da frequência do sinal percebida no receptor. Considere, sem perda

de generalidade, que o transmissor está fixo e que o receptor está em movimento com velocidade v, em metros por segundo. Em um determinado instante, uma onda não modulada com comprimento de onda λ, em metros, incide no receptor com um determinado ângulo φ em relação à direção de movimento. Nesta situação, o desvio de frequência, em hertz, em relação à frequência real do sinal transmitido é denominado de desvio Doppler e pode ser calculado a partir de [8, p. 215], [9]

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \varphi. \tag{2.9}$$

A frequência percebida pelo receptor será então $f = f_c + f_d$. Como exemplo, se o receptor se move em direção oposta à direção de chegada da onda eletromagnética, $\varphi = \pi$ e ter-se-á o máximo desvio Doppler negativo; se o receptor se move em direção coincidente com a direção de chegada da onda eletromagnética, $\varphi = 0$ e o máximo desvio Doppler positivo será percebido.

Agora considere o ambiente de propagação multipercurso, onde na realidade o sinal recebido é a composição de réplicas do sinal transmitido chegando no receptor por diversos percursos. Pode-se interpretar que o sinal que percorre cada um destes percursos está associado a uma fonte distinta, portanto incidindo na antena receptora com um ângulo diferente dos demais em relação à direção de movimento do receptor. Assim o receptor perceberá cada réplica sujeita a um desvio Doppler diferente e a combinação de todos os desvios resultará em um espectro Doppler ao invés de um único desvio Doppler. Então, quando é considerado apenas um percurso de propagação o sinal recebido será deslocado da frequência original da portadora f_c para a frequência $f_c + f_d$ e quando são considerados os múltiplos percursos o que se tem é uma dispersão espectral conhecida como espalhamento Doppler (*Doppler spread*) [8, p. 216], [16] cuja banda ocupará $2f_m$, onde f_m é o máximo desvio Doppler, ou seja, $f_m = v/\lambda$.

Capítulo 3

Funções de Correlação e Parâmetros do Canal de Comunicação Sem Fio

Neste capítulo são apresentadas as funções de correlação da resposta do canal no domínio do tempo e da frequência. Por meio destas funções é possível realizar um estudo das características dispersivas do canal no ambiente de múltiplos percursos. É apresentado também o espectro angular que é de extrema importância na caracterização espacial do canal.

3.1 Função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal

A função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal é definida como [34, p. 762]

$$\Phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \mathbb{E}[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)], \tag{3.1}$$

em que $\mathbb{E}$ é o operador esperança estatística e $*$ denota o complexo conjugado. No modelo WSSUS (*wide-sense stationary, uncorrelated scattering*), o canal é estacionário no sentido amplo (WSS, *wide-sense stationary*) em relação a t, e as magnitudes e fases dos componentes dos múltiplos percursos são descorrelacionadas entre si (US, *uncorrelated scattering*) na variável τ. Dizer que o canal é estacionário no sentido amplo significa que a função de autocorrelação depende somente da diferença entre os instantes de observação e não do valor específico destes instantes. Sendo estacionário, implicitamente também se admite que a potência média local tem taxa de variação

muito menor quando comparada com as variações causadas pelo desvanecimento multipercurso. Então, no modelo WSSUS a função de autocorrelação (3.1) pode ser escrita como [34, p. 834], [16]

$$\Phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \Phi_h(\tau_2 - \tau_1; \Delta t) = \Phi_h(\tau; \Delta t). \tag{3.2}$$

3.2 Perfil de atraso de potência e espalhamento de retardo

Fazendo $\Delta t = 0$ na função de autocorrelação (3.2), obtém-se $\Phi_h(\tau; 0)$, ou simplesmente $\Phi_h(\tau)$. Como esta é uma função de correlação de funções de tensão na variável τ (afinal a resposta ao impulso informa a amplitude das componentes de multipercursos), ela pode ser interpretada com uma distribuição de potências nesta variável. Por esta razão recebe o nome de perfil de atrasos de potência (PDP, *power delay profile*) ou perfil de atrasos de multipercurso (MDP, *multipath delay profile*), ou ainda perfil de intensidades de multipercurso (MIP, *multipath intensity profile*) [8, p. 220-221], [34, p. 833-834], [13]. Na Fig. 3.1 são ilustrados possíveis aspectos de um PDP (normalizado em relação ao seu máximo valor) característico de um canal de comunicação sem fio externo, no qual os sinais vindos de percursos mais curtos chegam antes e são mais intensos que aqueles vindos de percursos com atrasos de propagação mais altos.

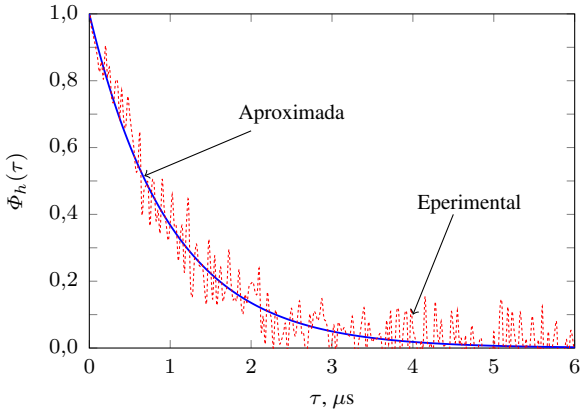


Figura 3.1: Exemplo de perfil de atraso de potência
Adaptado de [8, p. 220].

A partir do instante de chegada do sinal oriundo do primeiro percurso de propagação tem-se retardos progressivamente maiores para os ecos desse sinal. A medida estatística desses retardos é denominada de espalhamento de retardo (*delay spread*) e

é obtida a partir do PDP. Sua média e seu desvio padrão são dados respectivamente por [8, p. 220], [13, 16]

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^\infty \tau \Phi_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau}, \tag{3.3}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \bar{\tau})^2 \Phi_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau}}. \tag{3.4}$$

Nestas expressões, a divisão por $\int_0^\infty \Phi_h(\tau) d\tau$ normaliza o PDP (em relação à sua área) de tal forma que possa ser operado como uma função densidade de probabilidade. O desvio padrão σ_τ é comumente denominado de espalhamento de retardo rms (*root mean square delay spread*).

É comum que o PDP seja representado em sua forma discreta, tanto para facilitar os desenvolvimentos matemáticos que o evolvam quanto para que se adeque ao modelo de canal TDL ilustrado na Fig. 2.3. Neste caso, o espalhamento de retardo médio e rms são computados por

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l) \tau_l}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}, \tag{3.5}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{L} (\tau_l - \bar{\tau})^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}}, \tag{3.6}$$

sendo τ_l e $P(\tau_l)$ o atraso e a correspondente potência do l-ésimo componente de multipercurso do PDP, respectivamente.

3.3 Banda de coerência

Aplicando a transformada de Fourier na resposta ao impulso variante no tempo do canal, $h(\tau; t)$, encontra-se a sua resposta em frequência variante no tempo, $H(f; t)$. A função de autocorrelação dessa resposta em frequência é definida como [34, p. 763]

$$\Phi_H(f_1, f_2; \Delta t) = \mathbb{E}[H^*(f_1; t) H(f_2; t + \Delta t)]. \tag{3.7}$$

Assim como a resposta ao impulso e a resposta em frequência se relacionam pela transformada de Fourier, as correspondentes funções de correlação também formam

um par pela transformada de Fourier. Após algumas simplificações, tem-se que

$$\begin{aligned} \Phi_H(f_1, f_2; \Delta t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_h(\tau; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau} d\tau \\ &\equiv \Phi_H(\Delta f; \Delta t), \end{aligned} \tag{3.8}$$

onde $\Delta f = f_2 - f_1$. A função $\Phi_H(\Delta f; \Delta t)$ recebe o nome de função de correlação com espaçamentos em frequência e no tempo (*spaced-frequency, spaced-time correlation function*) [34, p. 763]. Na prática, para estimar (3.8) são transmitidos dois sinais não modulados com espaçamento de Δf hertz através do canal e em seguida é contabilizada a correlação cruzada entre as magnitudes dos sinais recebidos para um atraso relativo de tempo Δt. Para $\Delta t = 0$ em (3.8) tem-se

$$\Phi_H(\Delta f; 0) \equiv \Phi_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau, \tag{3.9}$$

onde se percebe que a função $\Phi_H(\Delta f)$ nada mais é do que a transformada de Fourier do PDP $\Phi_h(\tau)$. A Fig. 3.2 ilustra um possível formato para $|\Phi_H(\Delta f)|$, onde é possível observar que o canal produz alterações de magnitude altamente correlacionadas se a separação em frequência Δf for pequena, e alterações progressivamente menos correlacionadas à medida que Δf aumenta.

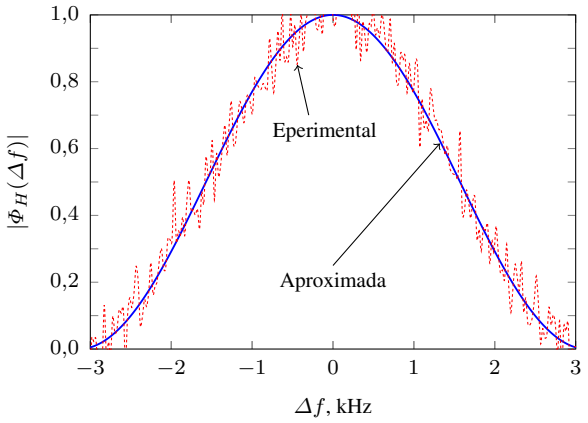


Figura 3.2: Fução de correlação do canal espaçado em frequência
Adaptado de [8, p. 222].

Estipulando uma banda B_C que contenha espaçamentos de frequência tais que $|\Phi_H(\Delta f)|$ seja maior que ou igual a um valor de referência de correlação ρ_f, se ρ_f for suficientemente elevado pode-se afirmar que um sinal transmitido com largura de banda pequena comparada com B_C será afetado aproximadamente pelo mesmo ganho do canal, caracterizando o desvanecimento plano. Por outro lado, se o sinal trans-

mitido tiver banda maior que B_C ele será afetado por ganhos descorrelacionados no domínio da frequência, caracterizando o desvanecimento seletivo. A largura de banda de referência B_C é conhecida como banda de coerência do canal.

Como $\Phi_H(\Delta f)$ e $\Phi_h(\tau)$ se relacionam pela transformada de Fourier, conclui-se por meio de (3.9) que a banda de coerência e o espalhamento de retardo são inversamente proporcionais, ou seja, $B_C \propto 1/\sigma_\tau$. Como exemplo, para desvanecimento Rayleigh e $\rho_f = 0{,}9$ tem-se [23, p. 202]

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}, \tag{3.10}$$

e para $\rho_f = 0{,}5$ tem-se

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}. \tag{3.11}$$

3.4 Tempo de coerência

Aplicando a transformada de Fourier à função de correlação (3.8) em relação à variável Δt obtém-se uma densidade espectral de potência na forma

$$S_H(\Delta f; \kappa) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_H(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\kappa\Delta t} d\Delta t, \tag{3.12}$$

em que κ é também uma variável de frequência com a mesma interpretação da variável f. Para $\Delta f = 0$, a função resultante

$$S_H(0; \kappa) \equiv S_H(\kappa) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_H(\Delta t) e^{-j2\pi k\Delta t} d\Delta t \tag{3.13}$$

é denominada de função de espalhamento em frequência do canal, mais comumente conhecida como espectro de potências Doppler (*Doppler power spectrum*) [34, p. 765], cuja largura de banda é exatamente o espalhamento Doppler do canal, $2f_m = 2v/\lambda$. A função $\Phi_H(\Delta t)$, ilustrada na Fig. 3.3 em termos de sua magnitude, tem interpretação análoga àquela aplicada à função $\Phi_H(\Delta f)$ definida em (3.9) e ilustrada na Fig. 3.2: ela determina a correlação entre duas observações da resposta do canal afastadas de Δt segundos. Assim, dois sinais transmitidos em instantes separados de Δt sofrerão alterações correlacionadas se Δt é pequeno e alterações mais descorrelacionadas à medida que Δt aumenta.

Define-se então o tempo de coerência (*coherence time*) do canal, T_C, como o intervalo durante o qual as alterações da reposta do canal, tanto no tempo quanto na

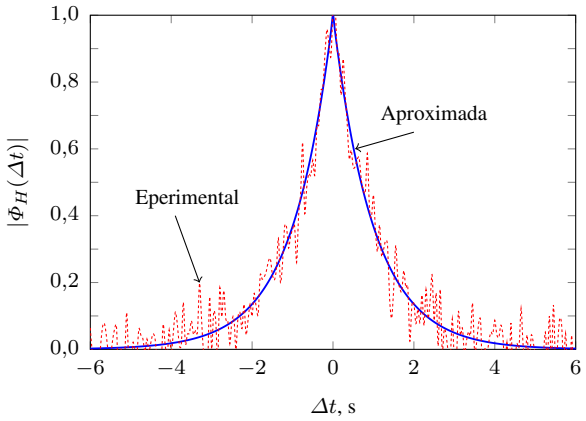


Figura 3.3: Função de correlação do canal espaçado no tempo.
Adaptado de [8, p. 223].

frequência, tem correlação maior ou igual a um valor de referência ρ_t análogo ao valor de ρ_f previamente definido na análise da banda de coerência. Observando a equação (3.13) nota-se que $S_H(\kappa)$ e $\Phi_H(\Delta t)$ se relacionam pela transformada de Fourier. Sendo assim, quanto mais largo for o espectro de potências Doppler, mais estreita será a função $\Phi_H(\Delta t)$, levando à conclusão que o tempo de coerência e o máximo desvio Doppler de frequência são inversamente proporcionais, ou seja, $T_C \propto 1/f_m$. Como exemplo, para desvanecimento Rayleigh e $\rho_t = 0{,}5$ tem-se [23, p. 204]

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v}. \tag{3.14}$$

3.5 Espectro angular

São várias as formas de caracterização espacial do canal de comunicação sem fio, algumas delas eminentemente teóricas e bastante complexas, outras mais simples e com viés prático mais acentuado. Em [13] e [38] são apresentados tratamentos detalhados e didáticos sobre essa caracterização espacial. Em [8, pp. 250-252] tem-se um texto resumido e referências sobre uma possível forma de caracterização espacial realizada com o auxílio de um arranjo de antenas na recepção, permitindo que sejam inseridas informações sobre ângulos de chegada (AoA, *angle of arrival*) dos componentes de multipercurso na resposta ao impulso do canal. Aqui aborda-se de forma resumida um parâmetro espacial de grande importância prática, denominado de espectro angular (*angle spectrum*). Tal parâmetro descreve como a potência recebida se distribui em termos de AoA dos componentes de multipercurso nos planos azimutal e de elevação, e encontra aplicação na análise da correlação espacial entre sinais recebidos por arranjos

de antenas [39], de desempenho de sistemas com arranjos de antenas e diversidade [40] e de capacidade de canais MIMO (*multiple-input, multiple-output*) [41], apenas para citar alguns exemplos.

Considere que o canal sem fio possa ser modelado como um canal estocástico em área local (SLAC, *stochastic local area channel*) [13, pp. 22-26], no qual o sinal recebido é formado pela soma de diversas ondas homogêneas e planas que incidem sobre a antena receptora dentro de uma região limitada conhecida como área local (um conceito análogo à área considerada na medida de potência média em área discutida na Seção 2.1). No contexto da caracterização espacial, a área local é definida como uma região circular de diâmetro menor que c/B, onde c é a velocidade da luz e B a largura de banda do sinal transmitido. O objetivo maior do modelo SLAC é permitir a caracterização do canal nas proximidades da antena receptora, longe dos objetos que produzem as reflexões, refrações e espalhamentos da onda eletromagnética, simplificando assim a análise por torná-la de certa forma independente das dimensões físicas desses objetos. Sob o modelo SLAC, o espectro angular é definido como [13, p. 34]

$$P(\phi;\psi) = \sum_{n=1}^{N} \frac{P_n \delta(\psi - \psi_n)\delta(\phi - \phi_n)}{\cos(\psi_n)}, \tag{3.15}$$

sendo ϕ e ψ os ângulos de chegada em azimute e elevação, respectivamente. O par (ϕ_n, ψ_n) refere-se ao ângulo de chegada da n-ésima onda plana homogênea com potência P_n. Considerado somente os componentes de multipercurso no plano horizontal (plano azimutal), ou seja, fazendo $\psi_n = 0$ em (3.15), tem-se

$$P(\phi;0) \equiv P(\phi) = \sum_{n=1}^{N} P_n \delta(\phi - \phi_n). \tag{3.16}$$

A função $P(\phi)$ é conhecida como espectro azimutal (*azimuth spectrum*), o qual possibilita representar a potência recebida em relação ao ângulo azimute de chegada em coordenadas polares, como exemplificado na Fig. 3.4. O espectro azimutal é medido em watts por grau.

O espalhamento angular (*angular spread*) [13, p. 35] é o parâmetro que caracteriza a formatação do espectro azimutal, e é definido por

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}}, \tag{3.17}$$

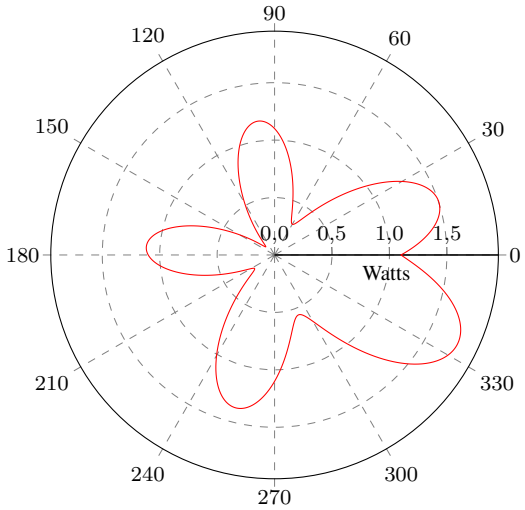


Figura 3.4: Espectro azimutal (*azimuth spectrum*) representando a potência recebida em função do angulo azimute de chegada.

em que F_n é o n-ésimo coeficiente de Fourier do espectro azimutal para $n = 0$ e $n = 1$, computado por

$$F_n = \int_0^{2\pi} P(\phi) e^{jn\phi} d\phi. \tag{3.18}$$

O espalhamento angular mede como os componentes de multipercurso se concentram nas várias direções azimutais de ângulo de chegada. Seu valor se encontra entre 0 e 1, com 0 indicando que as componentes de multipercurso incidem na antena receptora apenas em uma direção e 1 indicando que não há concentração clara das componentes de múltiplos percursos que chegam na antena receptora.

3.6 Particularidades do canal de comunicação sem fio interno e de outros canais

A propagação por múltiplos percursos também está presente em canais de comunicação sem fio internos, os quais se referem a ambientes internos de edificações. Sendo assim, todos os parâmetros anteriormente abordados no contexto de canais externos também se aplicam aos canais internos. As particularidades dos canais internos surgem nos valores dos parâmetros, principalmente devido às menores distâncias de propagação envolvidas, às menores dimensões dos objetos que circundam o transmissor e o receptor, e também às menores taxas de variação temporal desses parâmetros, as quais estão associadas, por exemplo, ao movimento de pessoas próximas às antenas, a

portas que se abrem ou se fecham e a objetos que são movidos devido a mudanças no *layout* do ambiente.

Em [8, pp. 232-239] tem-se um texto condensado sobre os aspectos de propagação em grande e pequena escalas no canal de comunicação sem fio interno, bem como são citadas várias referências sobre o tema. Destaque especial é dirigido ao modelo de canal de Saleh-Valenzuela, o qual é largamente utilizado para a modelagem da resposta ao impulso de canais internos.

Por fim, é importante ressaltar que a propagação por múltiplos percursos não é exclusiva dos canais de comunicação sem fio externos e internos, o que significa que os conceitos aqui abordados também podem se estender a outros canais, com as devidas adequações naturalmente. Como consequência, a sondagem de canal por correlator deslizante pode ser aplicada também a estes canais. Exemplos de outros canais com propagação por multipercurso são os canais de comunicação sob a água e sob o solo [8, pp. 239-258].

Capítulo 4

Técnicas de Sondagem de Canal

A sondagem de canal é uma técnica experimental de medidas para caracterização do canal sem fio. Uma típica caracterização consiste em encontrar a resposta ao impulso do canal processando o sinal na recepção a partir de um sinal transmitido conhecido [8, p. 594]. A sondagem pode ser utilizada para validar um modelo determinístico ou desenvolver um modelo estocástico de canal que descreve o comportamento de um ambiente de propagação sem fio [8, p. 175]. A sondagem pode ser realizada tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo [13]. Neste capítulo são abordadas algumas técnicas de sondagem de forma resumida, subsequentemente passando-se a detalhar a técnica de sondagem por correlator deslizante.

4.1 Sondagem por pulso de RF

Na Fig. 4.1 é apresentado um diagrama simplificado do sistema de sondagem por pulso direto de RF (*direct RF pulse channel sounding*). O transmissor é composto basicamente por um oscilador de RF utilizado para gerar uma onda contínua na frequência de interesse e um gerador de pulsos de curta duração τ_{bb} e com período de repetição τ_{rep} que irá modular o sinal de RF. Para se ter controle no nível de potência de transmissão, o sinal modulado passa por um amplificador e em seguida é enviado através do ambiente de propagação. O receptor é composto por um amplificador e um detector de envoltória. O sinal na saída desse detector é aplicado a um osciloscópio com atributos de armazenamento (*storage oscilloscope*), responsável por exibir e salvar o resultado da sondagem [23, 42]. Os pulsos de curta duração se aproximam de impulsos e, portanto, para cada pulso transmitido uma resposta ao impulso do canal é estimada.

O que definirá o mínimo atraso entre as componentes de multipercurso que o sistema é capaz de discriminar é a duração do sinal de prova, τ_{bb}. Já o período τ_{rep} definirá o máximo espalhamento de retardo que pode ser capturado pelo dispositivo [23].

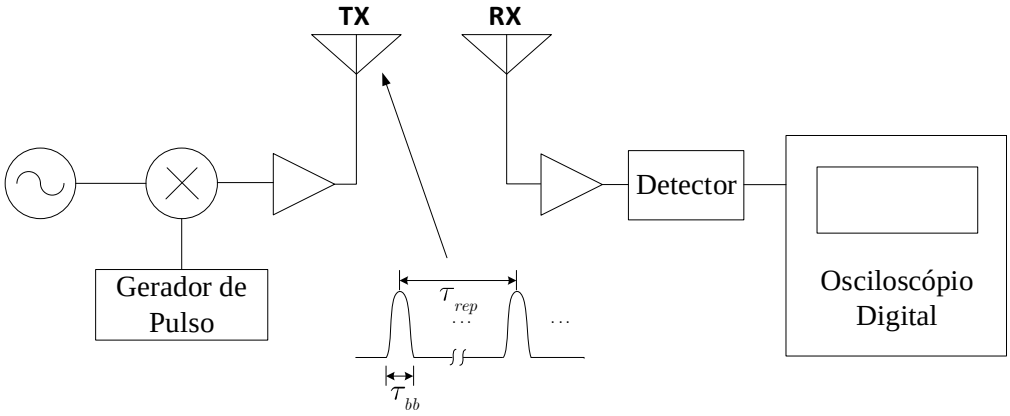


Figura 4.1: Diagrama da técnica de sondagem por pulso de RF.

Como vantagens, esta técnica é capaz de fornecer de forma instantânea o perfil de atraso de potência do canal, além de possuir baixa complexidade de implementação. Uma desvantagem, herdada do uso do detector de envoltória, é a impossibilidade de se estimar a fase dos componentes de multipercurso [23].

4.2 Sondagem com analisador de rede vetorial

No contexto de sondagem de canal, o analisador de rede vetorial (VNA, *vector network analyzer*) é utilizado como transceptor, gerando na sua porta de saída tons com níveis conhecidos e frequências que varrem a banda de interesse como sinal de entrada do canal. Esses tons, após atravessarem o canal, são aplicados à porta de entrada do VNA, permitindo que a resposta do canal em cada frequência seja analisada, tanto em termos de magnitude quanto de fase [3, 13], de forma bastante precisa. De posse da resposta em frequência variante no tempo, $H(f;t)$, pode-se obter a correspondente resposta ao impulso $h(\tau;t)$ por meio da transformada de Fourier inversa.

Um inconveniente desta técnica é o fato de transmissor e receptor estarem localizados no mesmo equipamento, limitando as distâncias entre as antenas de transmissão e recepção e demandando que uma conexão de banda larga tenha que ser utilizada para transportar o sinal recebido até a porta de entrada do equipamento. Esta conexão pode ser realizada por meio de cabo coaxial ou fibra óptica, o que leva a uma solução cara. Além disso, as características de tal conexão devem ser conhecidas a priori, para que

as alterações de resposta em frequência por ele causadas sejam corrigidas [43]. O uso de dois VNAs, um atuando como transmissor e outro como receptor evita a conexão de banda larga, mas é uma solução ainda mais cara e demanda um preciso sincronismo entre os aparelhos, normalmente por meio de sinais de relógio atômicos [44]. Outra desvantagem da sondagem por VNA está associada ao tempo de varredura da banda de interesse: bandas elevadas demandam elevados tempos de varredura, o que limita a capacidade do método de rastrear variações temporais do canal.

4.3 Sondagem com banco de correlatores

Nesta técnica um sinal modulado por uma sequência pseudo aleatória, ou sequência PN (*pseudo noise*), é transmitido através do canal sem fio e no receptor é realizada a correlação cruzada entre o sinal recebido e réplicas da sequência PN atrasadas entre si [8, p. 594], [12]. Na Fig. 4.2 é ilustrado o diagrama de um sistema de sondagem utilizando sequência PN [8, p. 595]. As etapas de modulação e translação para banda base foram omitidas por razões didáticas.

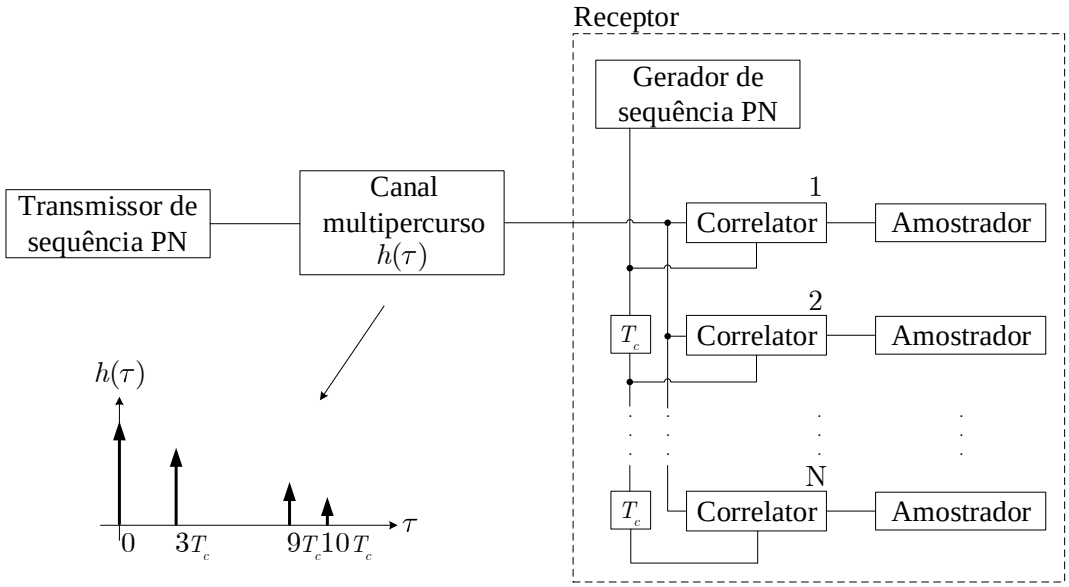
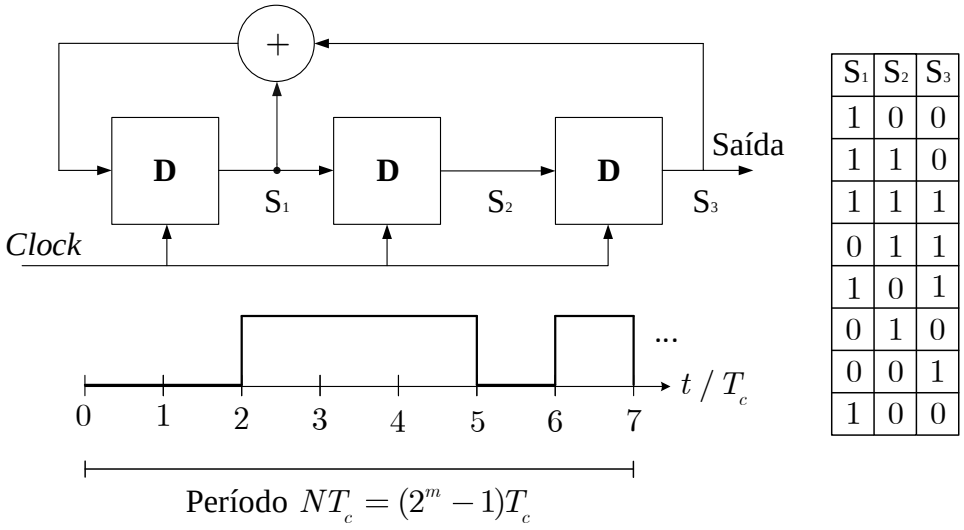


Figura 4.2: Diagrama de sondagem de canal usando sequência PN.

A sequência PN, também conhecida como sequência-m ou sequência de comprimento máximo, é uma sequência periódica gerada por meio de registradores de deslocamento com realimentação (LFSR, *linear feedback shift-register*). Cada período da sequência gerada contém $N = 2^m - 1$ chips com duração T_c, sendo m o numero de

elementos de memória (*flip-flops* tipo D) do LFSR. As realimentações dos registradores de deslocamento são feitas de tal forma que se garanta que a sequência-m tenha o comprimento máximo N [8, p. 612-618], [12]. A Fig. 4.3 ilustra um gerador de sequência PN de comprimento $N = 7$. Nesta figura são também mostrados os estados dos elementos de memória a partir do estado (1 0 0), e a forma de onda de saída do gerador durante um período de NT_c.



S_1	S_2	S_3
1	0	0
1	1	0
1	1	1
0	1	1
1	0	1
0	1	0
0	0	1
1	0	0

Figura 4.3: Gerador de sequência PN de comprimento $N = 7$. A soma no circuito de realimentação é em módulo 2 (OU exclusivo).

Seja $a_i \in \{0, 1\}$, $i = 1, 2, \ldots$ o i-ésimo chip da sequência PN. Obviamente, como a sequência é periódica tem-se $a_{i+N} = a_i$. A forma de onda bipolar de um período da sequência PN pode ser representada por [11]

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^{N} V_0(2a_i - 1)\Pi(t - iT_c), \tag{4.1}$$

onde V_0 é a amplitude de pico dos pulsos e $\Pi(t)$ é a função retangular dada por

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leqslant t < T_c \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{4.2}$$

A sequência PN bipolar periódica é então

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_1(t - nNT_c). \tag{4.3}$$

A transformada de Fourier de $x(t)$ pode ser obtida a partir dos coeficientes de sua série de Fourier [8, p. 103], resultando em [13]

$$X(f) = \frac{V_0}{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(\frac{k}{N}\right) \delta\left(f - \frac{R_c k}{N}\right) e^{j\frac{k\pi}{N}} \times \sum_{i=1}^{N} \left[(2a_i - 1)\, e^{-j\frac{k2\pi}{N}i}\right], \tag{4.4}$$

onde $\operatorname{sinc}(x) \equiv \operatorname{sen}(\pi x)/(\pi x)$. O espectro de $x(t)$ em termos de $|X(f)|$ é ilustrado pela Fig. 4.4. Uma sequência de comprimento $N = 31$ foi utilizada para a construção dessa figura. A envoltória do espectro é governada pela função sinc, com nulos em múltiplos inteiros de $1/T_c$. O espaçamento entre as raias espectrais é governado pela periodicidade da sequência PN e vale $1/(NT_c)$. Como o componente DC (*direct current*) ou valor médio da sequência PN não é nulo, há uma raia espectral em $f = 0$, cuja intensidade é inversamente proporcional a N.

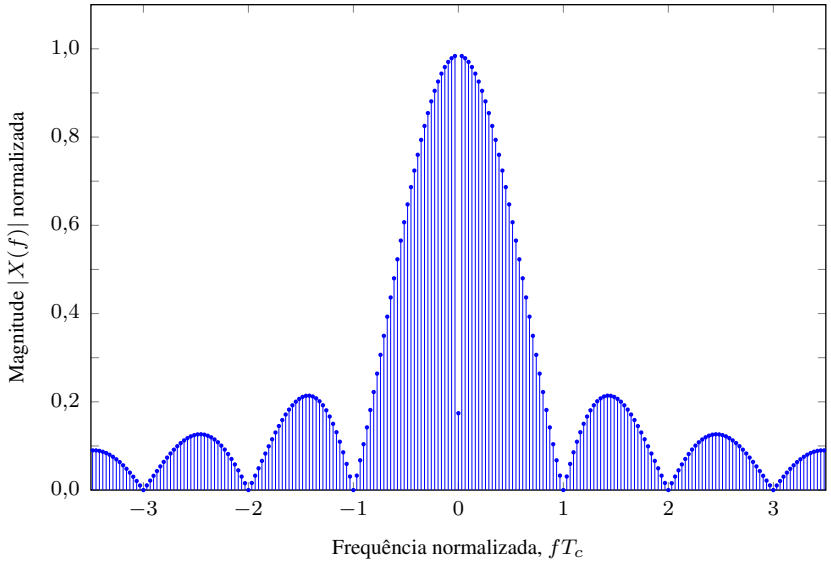


Figura 4.4: Espectro de frequências de uma sequência PN.

Como $x(t)$ é uma sequência periódica, sua função de autocorrelação também o será. Esta função pode ser calculada durante um período de $x(t)$ de acordo com [8, p. 594]

$$R_x(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} x(t)x(t+\tau)dt,\ 0 \leq \tau < NT_c, \tag{4.5}$$

o que leva à seguinte função para qualquer τ [12]

$$R_x(\tau) = V_0^2 \left[-\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \Lambda\left(\frac{\tau - iNT_c}{T_c}\right)\right], \tag{4.6}$$

em que $\Lambda(x)$ é a função triangular definida por

$$\Lambda(x) = \begin{cases} 1 - |x|, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \tag{4.7}$$

A função de autocorrelação (4.6) é ilustrada na Fig. 4.5 para uma sequência PN de comprimento N qualquer e $V_0 = 1$. A função de autocorrelação da sequência PN tem

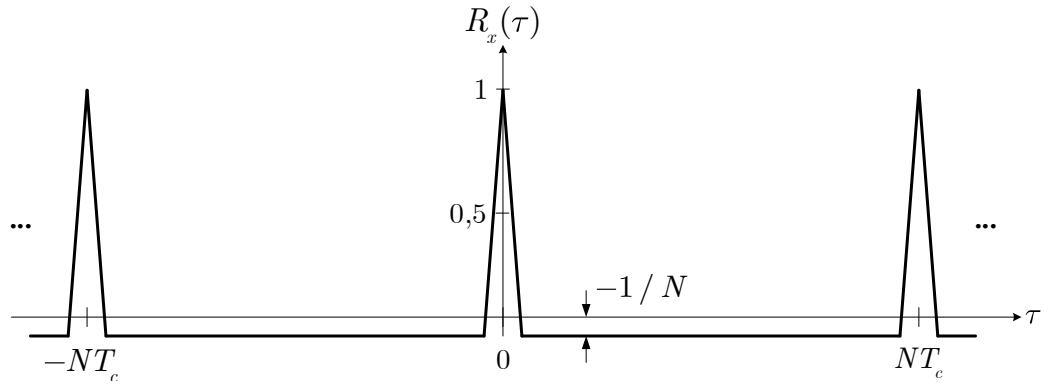


Figura 4.5: Função de autocorrelação de uma sequência PN.

um papel importante na sondagem de canal. Para que se entenda este papel, considere um canal modelado como na Fig. 2.3, com $L(t) = L$, para o qual a reposta ao impulso (2.5) observada em um instante t qualquer, para $f_c = 0$, possa ser simplificadamente reescrita como

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l \delta(\tau - \tau_l). \tag{4.8}$$

Admitindo que a sequência PN bipolar $x(t)$ seja aplicada à entrada desse canal, o sinal recebido $y(t)$ será

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l x(t - \tau_l) \tag{4.9}$$

e a função de correlação cruzada entre $y(t)$ e $x(t)$ será

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) =& \frac{1}{NT_c}\int_0^{NT_c} x(t)\sum_{l=1}^{L}\alpha_l x(t+\tau-\tau_l)dt \\ =& \sum_{l=1}^{L}\alpha_l \frac{1}{NT_c}\int_0^{NT_c} x(t)x(t+\tau-\tau_l)dt \\ =& \sum_{l=1}^{L}\alpha_l R_x(\tau-\tau_l). \end{aligned} \tag{4.10}$$

Observando a equação (4.10) nota-se que ela é equivalente à convolução entre a função de autocorrelação da sequência PN, $R_x(\tau)$, e a resposta ao impulso do canal, $h(\tau)$. Como durante um período a função $R_x(\tau)$ em (4.6) se aproxima de uma função impulso quanto maior N e menor T_c, então $R_{xy}(\tau)$ pode ser interpretada como uma estimativa da resposta ao impulso do canal em um dado instante de observação t. Especificamente, pode-se escrever [12]

$$h(\tau) \approx \frac{1}{V_0^2} R_{xy}(\tau). \tag{4.11}$$

Utilizando-se como exemplo a resposta ao impulso do canal $h(\tau)$ ilustrada na Fig. 4.2, no receptor ter-se-á o primeiro, o quarto, o décimo e o décimo primeiro correlator em sincronismo com a correspondente réplica da sequência PN que compõe o sinal recebido. Ao final dos respectivos intervalos de integração estes correlatores apresentarão valores de correlação alta, proporcionais aos ganhos do percursos correspondentes. Os demais correlatores apresentarão correlação baixa, por estarem fora de sincronismo com as réplicas de $x(t)$. Então, ao final de cada período de integração o valor na saída de cada correlator é amostrado e a combinação das amostras ao final da operação do último correlator resultará na resposta ao impulso aproximada do canal.

Os processos de correlação cruzada no receptor do sistema de sondagem por sinal espalhado são geralmente implementados por software e para isso é necessário que o sinal recebido $y(t)$ seja antes digitalizado por um conversor A/D. A digitalização será feita corretamente se a taxa de amostragem do conversor A/D for maior que ou igual a duas vezes o valor da largura de banda do sinal, quando esta digitalização é realizada em banda base. Para medidas em banda estreita a taxa de amostragem do conversor A/D não é um problema, mas para medidas em banda larga o conversor A/D necessitará ter taxa de amostragem bastante elevada, o que aumentará o custo e a complexidade do receptor.

Capítulo 5

Sondagem com Correlator Deslizante

Neste capítulo é apresentado uma análise matemática do sinal na saída do correlator deslizante bem como a relação deste sinal com a resposta ao impulso do canal de comunicação sem fio. São apresentados também os parâmetros sistêmicos desta técnica de sondagem.

5.1 Técnica de sondagem com correlator deslizante

Na técnica de sondagem com correlator deslizante, assim como na técnica de sondagem com banco de correlatores abordada na Seção 4.3, o sinal de prova é uma sequência PN transmitida através do canal. A principal diferença entre as técnicas reside na forma de processamento do sinal recebido para obtenção da resposta ao impulso do canal. Uma das principais vantagens da técnica de sondagem com correlator deslizante, herdada da forma de processamento do sinal recebido, é a redução nas exigências de hardware para medidas de canal em banda larga em relação àquelas impostas à sondagem por sinal espalhado [13]. A principal desvantagem, também herdada da forma particular de processamento do sinal recebido, é o fato da sondagem não ser em tempo real.

Na Fig. 5.1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado de um sistema de sondagem de canal com correlator deslizante em quadratura. No lado esquerdo estão os principais blocos que compõem o transmissor (TX) e no lado direito estão os principais blocos que compõem o receptor (RX). No transmissor, o bloco gerador PN é responsável por gerar uma sequência pseudo aleatória bipolar $x(t)$ com taxa R_c chips/s, a qual modula uma portadora cossenoidal com frequência intermediária (IF, *intermediate fre-*

quency) f_{IF}. A opção por realizar a modulação em frequência intermediária se deve ao fato de que o processo de calibração do sistema de sondagem se torna mais simples e menos oneroso, principalmente quando a frequência de portadora final é elevada [45]. O sinal modulado com frequência central f_{IF} é aplicado a outro *mixer* que irá transladar o espectro de f_{IF} para a frequência de portadora f_c, resultando em $x(t)\cos(2\pi f_c t)$, que é um sinal modulado BPSK (*binary phase-shift keying*) [8, p. 415]. Para se ter controle no nível de potência de transmissão, o sinal modulado passa por um amplificador, em seguida sendo aplicado à antena de transmissão.

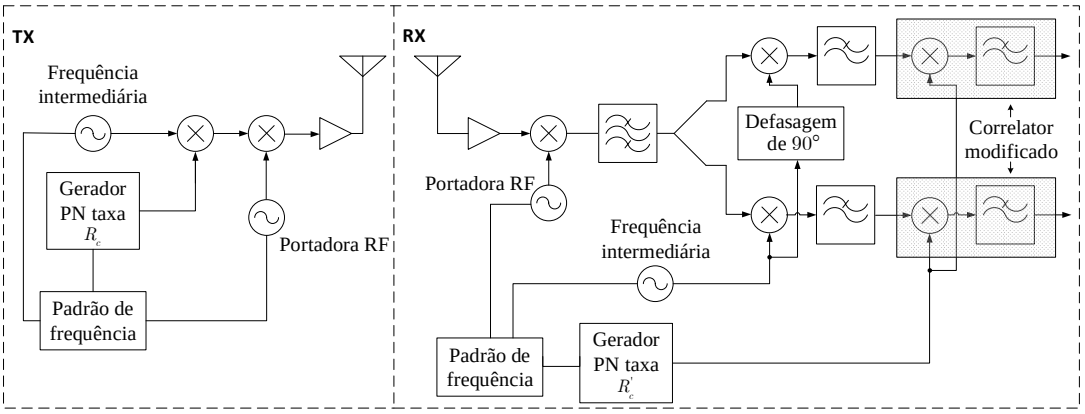


Figura 5.1: Diagrama simplificado do sistema de sondagem de canal com correlator deslizante.

O sinal recebido consiste na combinação de réplicas do sinal de sondagem transmitido, afetadas por diferentes atrasos de propagação τ_l, distintos fatores de atenuação α_l e distintas rotações de fase $\theta_l = 2\pi f_c \tau_l$, possuindo a forma $\sum_{l=1}^{L} \alpha_l x(t - \tau_l)\cos(2\pi f_c t - \theta_l)$. Após ser captado pela antena receptora, o sinal é aplicado a um amplificador e em seguida é transladado de f_c para f_{IF}, para então ser transladado para banda base. Ressalta-se que é possível a translação direta para banda base, também conhecida como conversão direta (*direct conversion*), mas embora ela seja favorável à integração do receptor em *chip*, traz problemas tais como o desbalanceamento I&Q (*I&Q imbalance*), deslocamento DC (*DC offset*) e ruído de cintilação (*flicker noise,* $1/f$ *noise*, ou ainda *pink noise*) [46]. O filtro passa-faixa em seguida atenua os componentes espectrais indesejados resultantes da multiplicação do sinal de saída do amplificador pela portadora de RF. O sinal filtrado é aplicado a um divisor de potências (*power splitter*), o qual alimenta um demodulador em quadratura que gera em suas saídas sinais em banda base em fase (*in-phase*) e em quadratura (*quadrature*). Os filtros passa-baixa em seguida atenuam os componentes espectrais indesejados resultantes da translação de frequência intermediária para banda base. Os sinais filtrados em fase e em quadratura alimentam duas das entradas do conjunto restante de blocos, os quais

compõem o correlator deslizante. As outras duas entradas são alimentadas pelo gerador da sequência PN $x'(t)$ idêntica a $x(t)$, mas com taxa de *chips* R'_c ligeiramente diferente de R_c. As saídas dos *mixers* do correlator deslizante são então filtradas, finalmente produzindo os sinais em fase e em quadratura que serão utilizados para estimação da resposta ao impulso do canal e para as demais caracterizações por meio dela obtidas.

Os blocos de padrão de frequência são responsáveis por fornecer referências estáveis para a sintetização das frequências dos osciladores utilizados tanto no transmissor quanto no receptor [2, 9, 16]. Essas referências são importantes não somente para a geração de portadoras e sinais de relógio (*clock*) estáveis, mas também servem para estabelecer a mesma base de tempo tanto no TX quanto no RX, de forma que medidas temporais absolutas sejam efetuadas como parte da caracterização do canal. Como exemplo, precisas estimativas de tempo de propagação e de tempo de chegada (ToA, *time of arrival*) podem ser viabilizadas com o uso dos padrões de frequência [9,16,47].

Observando novamente as equações (4.10) e (4.11), relembre que a resposta ao impulso do canal, $h(\tau)$, pode ser estimada realizando-se a correlação cruzada entre o sinal recebido e uma réplica da sequência PN gerada no receptor do sistema de sondagem, para diferentes atrasos relativos τ, durante um período NT_c. A realização prática deste método é justamente aquela descrita na Seção 4.3 e ilustrada de forma simplificada na Fig. 4.2. No entanto, pode-se observar na Fig. 5.1 que não há banco de correlatores no receptor, mas sim uma espécie de correlator modificado, na parte mais à direita do diagrama, com dois ramos e com integradores substituídos por filtros passa-baixas. Como mencionado, este correlator modificado é justamente o correlator deslizante. Vamos às razões das suas diferenças em relação a um correlator convencional:

- A razão para a existência de dois ramos de correlação é justificada pelo fato de que operando com as componentes em fase e em quadratura interpretadas como as partes real e imaginária do sinal de prova recebido, respectivamente, é possível estimar a resposta ao impulso complexa do canal, ou seja, podem ser estimados os ganhos do canal para cada percurso de propagação, bem como as respectivas rotações de fase.

- O uso de uma sequência PN com taxa de *chips* diferente da taxa de *chips* adotada na transmissão faz o papel da geração de sequências à mesma taxa e com diferentes deslocamentos relativos τ. Em outras palavras, à medida que o tempo passa, o atraso relativo entre os inícios de cada período das sequências de transmissão e de recepção é progressivamente aumentado devido à diferença de taxa de *chips* entre elas.

- Como pode ser observado na equação (4.5), o cômputo da correlação para cada valor de deslocamento relativo τ pressupõe que a integral seja realizada completamente, em NT_c, antes que um novo valor de τ seja estabelecido. No entanto, no correlator deslizante na Fig. 5.1 o uso de integradores é impossibilitado, posto que o valor de τ é continuamente alterado, não sendo, portanto, fixo durante qualquer intervalo maior que zero. Sendo assim, não é possível adotar integradores no correlator deslizante.

Para melhor ilustrar a impossibilidade de uso de integradores no correlator deslizante, a Fig. 5.2 mostra, na sua parte superior, duas sequências PN com taxas de *chips* ligeiramente diferentes. A sequência em linha contínua tem taxa R_c e a sequência em linha tracejada tem taxa $R_c' = 0{,}99R_c$. É possível observar que as sequências estão inicialmente alinhadas, mas à medida que o tempo passa elas se desalinham progressivamente. É esse desalinhamento que está sendo interpretado como o atraso relativo τ variável durante o período de integração de NT_c. Na parte inferior da Fig. 5.2 tem-se os resultados da operação de correlação ao longo de NT_c utilizando (4.5): em linha contínua tem-se a correlação entre a sequência de taxa R_c e ela mesma, assim implicitamente considerando-se $\tau = 0$; em linha tracejada tem-se a correlação entre a sequência de taxa R_c e a sequência de taxa R_c', portanto considerando-se τ variável durante NT_c. Neste último caso, nitidamente se nota que o valor final de correlação no instante $t = 31$ s é diferente do caso anterior, o que inviabiliza o uso de integradores. Ressalta-se, entretanto, que a substituição dos integradores por filtros no correlator deslizante não é simplesmente uma alternativa para evitar o problema de imprecisão nos valores de correlação. A multiplicação entre duas sequências com taxas diferentes atribui ao sinal resultante propriedades que, para serem exploradas em favor da sondagem de canal, pressupõem o uso dos filtros. Essas propriedades são abordadas com detalhes a seguir.

5.2 Processamento do sinal pelo correlator deslizante

A série de Fourier exponencial complexa do sinal contínuo no tempo $x(t)$ de período NT_c é dada por [8, p. 94]

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k e^{jk(2\pi/NT_c)t}, \tag{5.1}$$

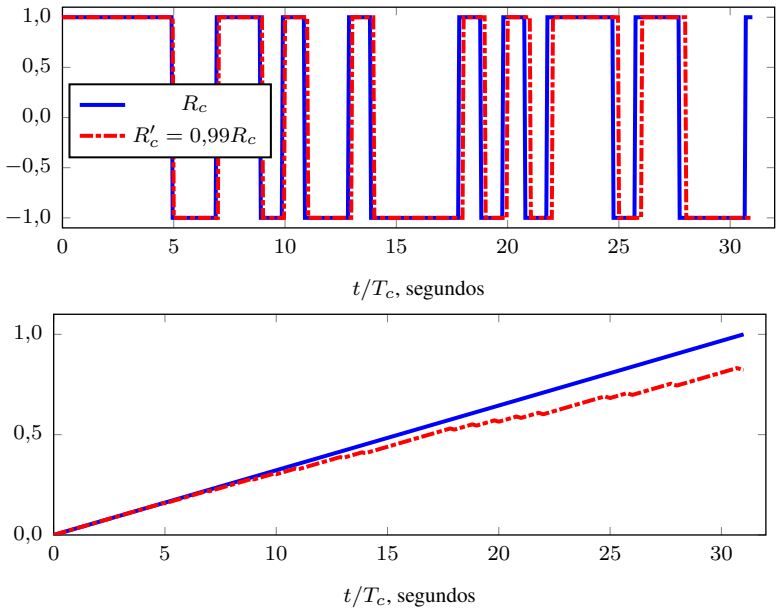


Figura 5.2: Sequências PN com taxas R_c e $R'_c = 0,99R_c$ (parte superior) e resultados de autocorrelação (parte inferior).

sendo o k-ésimo coeficiente da série calculado de acordo com

$$b_k = \frac{1}{NT_c}\int_0^{NT_c} x(t)e^{-jk(2\pi/NT_c)t}dt. \tag{5.2}$$

Por outro lado, a transformada de Fourier do sinal não periódico contínuo no tempo $x_1(t)$ de duração NT_c definido na equação (4.1) é calculada por [8, p. 103]

$$X_1(f) = \int_0^{NT_c} x_1(t)e^{-j2\pi ft}dt. \tag{5.3}$$

Note que se $X_1(f)$ for amostrada em múltiplos inteiros de $1/(NT_c)$, de (5.2) e (5.3) se estabelece a relação

$$b_k = \frac{1}{NT_c}X_1\left(\frac{k}{NT_c}\right). \tag{5.4}$$

Aplicando (5.4) a (5.1), pode-se escrever o sinal $x(t)$ como

$$x(t) = \frac{1}{NT_c}\sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1\left(\frac{k}{NT_c}\right)e^{jk(2\pi/NT_c)t}, \tag{5.5}$$

cuja transformada de Fourier é [8, p. 103]

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k \delta\left(f - \frac{k}{NT_c}\right). \tag{5.6}$$

Considere agora, por simplicidade de análise, um correlator deslizante implementado por apenas um ramo da estrutura em quadratura mostrada na parte mais à direita da Fig. 5.1, ou seja, o dispositivo é composto apenas por um multiplicador seguido de um filtro passa-baixas. Admita que às suas entradas sejam aplicadas as sequências PN $x(t)$ e $x'(t)$ bipolares e periódicas, de mesmas amplitude e comprimento, com taxas de *chips* R_c e R'_c, respectivamente. Aplicando (5.5) ao produto $p(t) = x(t)x'(t)$ pode-se escrever [10, 11]

$$\begin{aligned} p(t) =& f_1 \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1) e^{j2\pi k f_1 t} f_2 \sum_{u=-\infty}^{\infty} X'_1(uf_2) e^{j2\pi u f_2 t} \\ =& f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1) X'_1(uf_2) e^{j2\pi(kf_1+uf_2)t}, \end{aligned} \tag{5.7}$$

onde adotou-se $f_1 = 1/(NT_c)$ e $f_2 = 1/(NT'_c)$ por simplicidade de notação. A transformada de Fourier de $p(t)$ é então [10, 11, 13]

$$P(f) = f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{u=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1) X'_1(uf_2) \delta(f - kf_1 - uf_2), \tag{5.8}$$

transformada esta obtida aplicando-se a propriedade da linearidade e o par $e^{j\alpha t} \leftrightarrow \delta(f - \alpha/2\pi)$ [8, pp. 104-105] em (5.7). A Fig. 5.3 ilustra a magnitude do espectro de frequências do produto $p(t) = x(t)x'(t)$. Sequências com relação de taxas $R'_c = 0{,}99R_c$ e comprimento $N = 31$ foram utilizadas para a construção dessa figura. Note na Fig. 5.3 que a parte central de $|P(f)|$ está denotada como desejada, pois se assemelha a $|X(f)|$, o módulo do espectro de frequências da sequência PN $x(t)$ ilustrado na Fig. 4.4. No entanto, esta parte desejada está comprimida na frequência: observe na Fig. 4.4 que o primeiro nulo à direita de zero ocorre em $f = R_c = 1/T_c$, enquanto na Fig. 5.3 ele ocorre em $f = R_c - R'_c = R_c - 0{,}99R_c = 0{,}01 \times 1/T_c$.

As partes laterais similares à parte central do espectro mostrado na Fig. 5.3 são consideradas indesejadas, pois, como logo ficará claro, elas não estão associadas a nenhuma informação útil ao processo de sondagem. Essas partes serão tratadas daqui em diante como sinais interferentes, os quais terão sua influência reduzida justamente por meio do filtro colocado após o *mixer* no correlator deslizante.

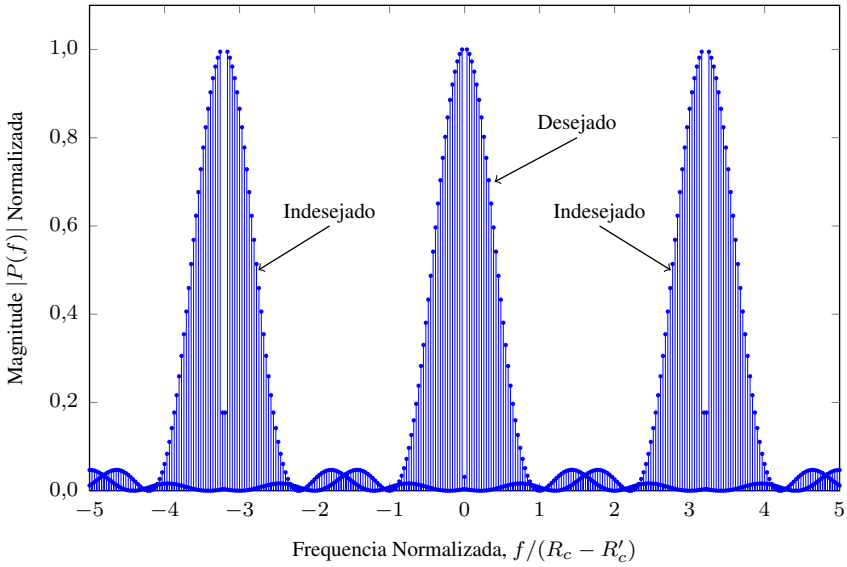


Figura 5.3: Espectro de frequências de $p(t) = x(t)x'(t)$, para $R'_c = 0.99R_c$.

De acordo com a equação (5.8), a separação entre as raias espectrais na Fig. 5.3 é de $f_1 - f_2$ hertz. O pico da envoltória espectral de $X_1(kf_1)X'_1(uf_2)$ associada à parte desejada de $P(f)$ ocorre obviamente em $f = 0$, ou seja, para $k = u = 0$. O próximo pico de envoltória, este associado à interferência, ocorre exatamente no ponto médio entre as raias espectrais localizadas em f_1 (para $k = 1, u = 0$) e f_2 (para $k = 0, u = 1$), ou seja, em $f = (f_1 + f_2)/2$, valor este muito próximo de $1/(NT_c)$. Portanto, as frequências centrais das envoltórias espectrais das parcelas interferentes estão localizadas aproximadamente em múltiplos inteiros de $1/(NT_c)$. Conforme pode ser constatado na Fig. 5.3, de fato o pico da envoltória da parcela indesejada à direita ocorre em $f/(R_c - R'_c) \approx 3{,}22$, ou seja, em $f \approx 3{,}22 \times 0{,}01R_c \approx R_c/31 = 1/(NT_c)$.

As relações de Wiener-Khintchine [8, p. 68] estabelecem que a densidade espectral de potência e a função de autocorrelação formam par na transformada de Fourier. Então, se a parte central de $|P(f)|$ puder ser associada à densidade espectral de potência de $x(t)$, a transformada inversa desta densidade será a função de autocorrelação de $x(t)$. Assim, se o sinal aplicado a uma das entradas do correlator deslizante for composto por réplicas de $x(t)$, tal transformada inversa será, conforme (4.11), uma aproximação da resposta ao impulso do canal.

Isolando os termos em $u = -k$ dos termos em $u \neq -k$ no somatório à direita na

equação (5.7), pode-se reescrevê-la como

$$\begin{aligned} p(t) &= f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_1(kf_1) X_1'(-kf_2) e^{j2\pi k(f_1-f_2)t} \\ &+ f_1 f_2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{u=-\infty \\ u\neq -k}}^{\infty} X_1(kf_1) X_1'(uf_2) e^{j2\pi(kf_1+uf_2)t} \\ &= q_d(t) + q_i(t). \end{aligned} \tag{5.9}$$

Vale lembrar que as sequências $x_1(t)$ e $x_1'(t)$ representam apenas um período das sequências $x(t)$ e $x'(t)$, respectivamente. Devido às diferentes taxas de *chips*, pode-se escrever $x_1'(t)$ como uma versão escalonada no tempo em relação a $x_1(t)$, ou seja

$$x_1'(t) = x_1\left(\tfrac{f_2}{f_1} t\right). \tag{5.10}$$

A propriedade do escalonamento temporal da transformada de Fourier [8, p. 104] estabelece o par $x_1(\alpha t) \leftrightarrow \frac{1}{|\alpha|} X_1(\frac{f}{\alpha})$, levando a

$$X_1'(f) = \tfrac{f_1}{f_2} X_1\left(\tfrac{f_1}{f_2} f\right). \tag{5.11}$$

Multiplicando-se ambos os lados dessa equação por f_2 e amostrando o resultado em múltiplos inteiros de f_2 tem-se que $f_2 X_1'(kf_2) = f_1 X_1(kf_1)$. Como $x_1(t)$ e $x_1'(t)$ são sinais reais, os módulos de $X_1(f)$ e $X_1'(f)$ são funções pares e os argumentos são funções ímpares [8, p. 105]. Portanto, o produto $f_1 X_1(kf_1) f_2 X_1'(-kf_2)$ em (5.9) nada mais é do que o módulo ao quadrado de $f_1 X_1(kf_1)$, podendo-se escrever

$$q_d(t) = f_1^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} |X_1(kf_1)|^2 e^{j2\pi k(f_1-f_2)t}. \tag{5.12}$$

Comparando esse resultado com (5.1), nota-se que $q_d(t)$ pode ser representado pela série de Fourier

$$q_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k e^{j2\pi k(f_1-f_2)t}, \tag{5.13}$$

na qual os coeficientes $d_k = f_1^2 |X_1(kf_1)|^2$ são densidades espectrais de potência, ou seja, são amostras devidamente escalonadas da densidade espectral de potência com-

primida $S_x(f)$ da sequência $x(t)$. Então, observando (5.6), nota-se que

$$S_x(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k \delta \left[f - k(f_1 - f_2) \right], \tag{5.14}$$

indicando que $q_d(t)$ e $S_x(f)$ formam par na transformada de Fourier e que, portanto, $q_d(t)$ em (5.9) é a função de autocorrelação de $x(t)$, dilatada no tempo, associada à parcela central do espectro mostrado na Fig. 5.3. Esta parcela, como antecipado, está comprimida na frequência em relação ao espectro real de $x(t)$. O termo $q_i(t)$ em (5.9) está associado às parcelas interferentes à esquerda e à direita da parcela central na Fig. 5.3, sendo, portanto, indesejado. As parcelas interferentes são conhecidas na literatura como auto-interferência (*self-interference*) ou auto-ruído (*self-noise*), já que são geradas pelo próprio correlator deslizante. A função do filtro colocado após o *mixer* no correlator deslizante é a de reduzir tanto quanto possível $q_i(t)$.

O fator de dilatação da função de autocorrelação é o quociente entre f_1, que é a frequência de repetição dos períodos da sequência $x(t)$, e $f_1 - f_2$, que é a frequência de repetição dos períodos da função de autocorrelação dilatada $q_d(t)$. Este fator de dilatação é comumente chamado de fator de dilatação (*slide factor*) [10, 12, 16, 25], sendo definido por

$$\gamma = \frac{f_1}{f_1 - f_2} = \frac{R_c}{R_c - R_c'}. \tag{5.15}$$

Assim, a relação entre $q_d(t)$ e a função de autocorrelação real de $x(t)$, $R_x(t)$, é dada por

$$q_d(t) = R_x \left(\frac{t}{\gamma} \right). \tag{5.16}$$

A Fig. 5.4 ilustra a função de autocorrelação obtida por meio de (4.6), referente a uma sequência PN com $N = 31$ e $R_c = 10$ chip/s, sobreposta à função de autocorrelação dilatada com um fator de dilatação $\gamma = 10$. Note que o período da função de autocorrelação obtida via (4.6) é de $NT_c = 3{,}1$ s, sendo igual a $\gamma NT_c = 31$ s no caso da função de autocorrelação dilatada.

Observando-se novamente a Fig. 5.3 nota-se que, mesmo utilizando-se um filtro passa-baixas ideal, não é possível obter perfeitamente a parcela $q_d(t)$ associada à parte central da figura. Isto se deve ao fato de que tanto o espectro da parcela desejada quanto das parcelas interferentes tem banda infinita, portanto se sobrepondo. Em outras palavras, o filtro passa-baixas não bloqueará a parte do sinal interferente situada na sua banda de passagem, ou seja, na banda da parcela desejada e, por outro lado, atenu-

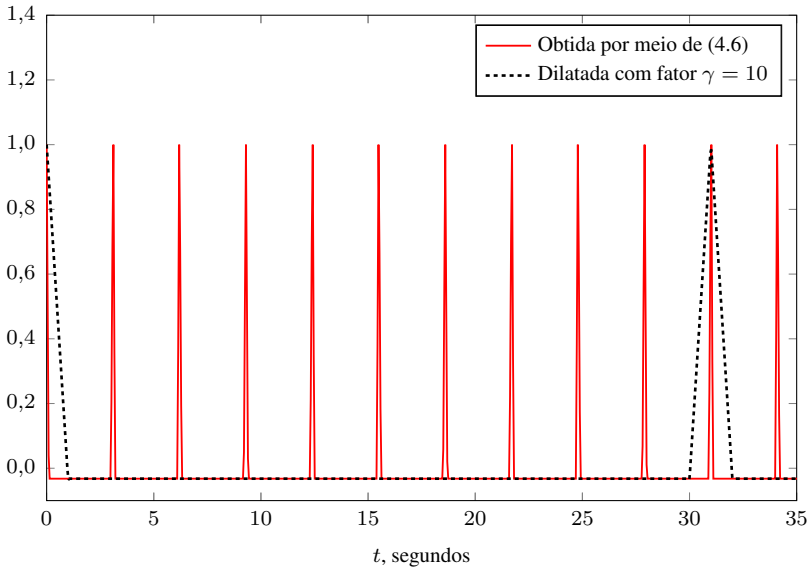


Figura 5.4: Funções de autocorrelação de uma sequência PN com $N = 31$ e $R_c = 10$ chip/s.

ará não somente as parcelas interferentes situadas em frequências fora de sua banda de passagem (na banda de rejeição), mas também parte da parcela desejada situada nessas frequências.

A Fig. 5.5 ilustra o sinal $q_d(t)$ ideal, o qual corresponde à função de autocorrelação dilatada da sequência PN, bem como o sinal $q_d(t)$ aproximado, obtido por filtragem passa-baixas do sinal $p(t)$. O filtro utilizado foi um filtro aproximadamente ideal (com resposta ao impulso ideal, mas truncada), com frequência de corte em R_c/γ hertz. Note que o sinal $q_d(t)$ aproximado se assemelha bastante do sinal $q_d(t)$ ideal.

Analisando-se agora o caso de um filtro passa-baixas real, a situação torna-se ainda mais crítica, pois o fator de queda de ganho do filtro ao longo da transição da sua banda de passagem para sua banda de rejeição também influenciará o grau de aproximação do sinal filtrado em relação a $q_d(t)$. Esse fator de decaimento é normalmente denominado de fator de forma (ou fator de *rolloff*) e é medido tipicamente em dB/oitava (o aumento de 1 oitava na frequência corresponde ao dobro do valor de referência). Fatores de forma mais altos correspondem a decaimentos mais abruptos, enquanto fatores de forma mais baixos estão associados a decaimentos menos abruptos, conforme ilustra a Fig. 5.6. Vale ressaltar que há diferentes definições sobre a medida do fator de forma; em algumas delas, fatores de forma mais altos significam decaimentos menos abruptos do ganho do filtro com o aumento da frequência.

Então, buscando tornar o sinal $q_d(t)$ obtido por filtragem similar ao sinal $q_d(t)$

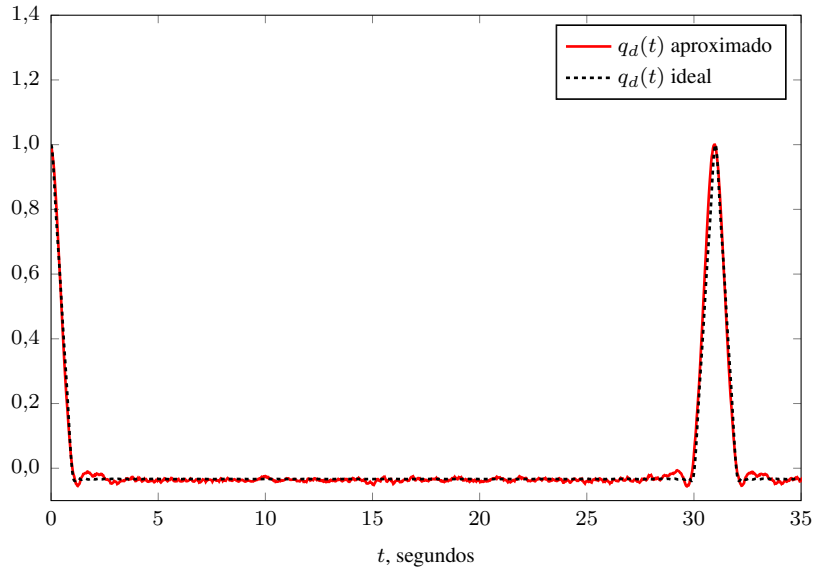


Figura 5.5: Sinais $q_d(t)$ ideal (teórico) e aproximado (obtido por filtragem), considerando $N = 31$ e $R'_c = 0{,}99R_c$.

teórico, um filtro que tenha fator de forma mais baixo demandará que as parcelas interferentes do espectro mostrado na Fig. 5.3 estejam mais separadas da parcela central desejada. Essa separação, por sua vez, é influenciada pelo fator de dilatação, γ, e pelo comprimento da sequência PN, N [11, 13], como descrito na próxima seção.

5.3 Influência de γ e N no processo de filtragem

No gráfico da Fig. 5.3, a distância da origem até o centro do primeiro lóbulo principal interferente à direita é de aproximadamente R_c/N ou $1/(NT_c)$. A análise matemática que comprova essa distância foi apresentada na Seção 5.2, logo após a referida figura. Sendo assim, aumentando-se o valor de N diminui-se o espaçamento entre as parcelas interferentes do espectro mostrado na Fig. 5.3 e a parcela central desejada, dificultando o projeto do filtro que, neste caso, terá que ter alto fator de forma. Por outro lado, também verificou-se na Seção 5.2 que o primeiro nulo da envoltória espectral central na Fig. 5.3 ocorre em $f = R_c - R'_c$, ou seja, em $f = R_c/\gamma$, de acordo com a equação (5.15). Portanto, quanto menor for γ para um dado N, maior a sobreposição em frequência entre a parcela desejada e as parcelas interferentes indesejadas do espectro ilustrado na Fig. 5.3, o que também dificulta o projeto do filtro.

Ainda tomando como referência a Fig. 5.3, considere como pior caso, em termos de limite superior de interferência, a situação em que a frequência central do lóbulo

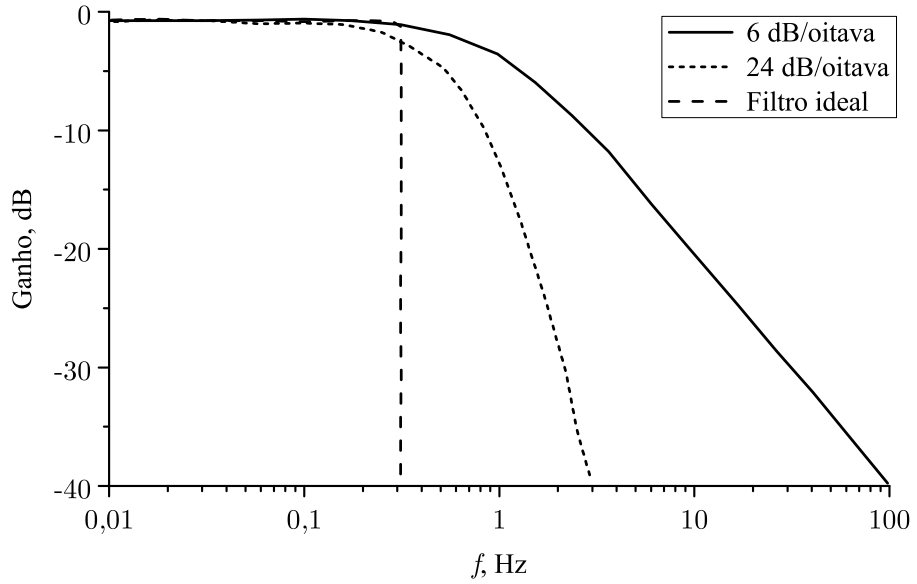


Figura 5.6: Ilustração da influência de diferentes fatores de forma no ganho de filtros passa-baixas.

principal da primeira parcela interferente, em $f = R_c/N$, coincide como primeiro nulo da envoltória espectral da parcela desejada, em $f = R_c/\gamma$. O primeiro critério de projeto a ser atendido será, então, $R_c/\gamma < R_c/N$ [10, 11], ou seja,

$$\frac{N}{\gamma} < 1. \tag{5.17}$$

Em [12] é estabelecida, de forma empírica, uma relação que define o mínimo valor de γ em função de N para que a faixa dinâmica do correlator deslizante seja ao menos 80% da faixa dinâmica ideal, considerando que o filtro passa-baixas é ideal, com frequência de corte em R_c/γ hertz. Tal valor mínimo de γ é dado por

$$\gamma_{\text{min}} = 1{,}41N^{1{,}09}. \tag{5.18}$$

A faixa dinâmica do correlator deslizante mede a capacidade do dispositivo detectar sinais de baixa intensidade. Em outras palavras, um dispositivo de sondagem com correlator deslizante que tenha faixa dinâmica de, por exemplo, 20 dB, consegue discriminar componentes de multipercurso com diferenças de nível de até cerca de 20 dB. A faixa dinâmica será descrita de maneira mais formal na Seção 5.5, que trata exclusivamente dos parâmetros do correlator deslizante.

Admitindo que $\gamma = \gamma_{\text{min}}$ permitirá eficiência no processo de filtragem do sinal

$p(t)$, então um filtro com resposta ao impulso $h_f(t)$ projetado a contento não produzirá distorção significativa no sinal desejado $q_d(t)$ e atenuará praticamente todo sinal interferente $q_i(t)$, ou seja, $q_d(t) * h_f(t) \approx q_d(t)$ e $q_i(t) * h_f(t) \approx 0$, em que $*$ denota a operação de convolução. Nesta situação o sinal de saída do filtro será

$$p(t) * h_f(t) \approx q_d(t) = R_x\left(\frac{t}{\gamma}\right). \tag{5.19}$$

Em [14] os autores propõem o uso de sequências PN filtradas, tanto no transmissor como no receptor, o que permite eliminar quase que totalmente o sinal de distorção presente em $p(t)$, tornando ainda mais acurada a aproximação (5.19). A análise matemática associada a este método torna-se bem mais complexa que aquela aqui apresentada, estando, pois, fora do escopo do presente trabalho.

5.4 Relação entre o sinal filtrado e a resposta ao impulso do canal

Ainda admitindo que o filtro do corretor deslizante praticamente não distorce o sinal desejado e elimina quase que por completo a auto-interferência, considere que o sinal $x(t)$ de entrada do dispositivo seja substituído pelo sinal de saída do canal $y(t)$ definido em (4.9). Tomado por base (4.10) e (5.19), é imediato concluir que a saída do correlator deslizante será

$$\begin{aligned}[y(\tau)x'(\tau)] * h_f(\tau) &\approx R_{xy}\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) \\ &= \sum_{l=1}^{L} \alpha_l R_x\left(\frac{\tau}{\gamma} - \tau_l\right).\end{aligned} \tag{5.20}$$

Observando a última parte dessa equação, nota-se que ela é equivalente à convolução entre a função de autocorrelação dilatada da sequência PN, $R_x(\tau/\gamma)$, e a resposta ao impulso do canal segundo o modelo TDL, $h(\tau)$ (rever a Seção 2.4). Como durante um período a função de autocorrelação da sequência PN se aproxima de uma função impulso quanto maior N e menor T_c, então $\hat{R}_{xy}(\tau/\gamma) = [y(\tau)x'(\tau)] * h_f(\tau) \approx R_{xy}(\tau/\gamma)$ pode ser interpretada como uma estimativa da resposta ao impulso do canal dilatada no tempo pelo fator γ. Sendo assim, por analogia a (4.11) a resposta ao

impulso do canal poderá ser obtida por meio de

$$h(\tau) \approx \frac{1}{V_0^2} \hat{R}_{xy}(\gamma\tau). \tag{5.21}$$

No início desta seção considerou-se, por simplicidade de análise, um correlator deslizante implementado apenas por um multiplicador seguido de um filtro passa-baixas. Considerando agora o correlator em quadratura mostrado na parte mais à direita da Fig. 5.1, conclui-se que a cada um de seus ramos se pode aplicar a análise matemática que acaba de ser apresentada. Portanto, as respostas ao impulso estimadas nesses ramos devem ser interpretadas como as partes real e imaginária da resposta complexa do canal sob sondagem.

5.5 Parâmetros do correlator deslizante

A escolha dos comprimentos N das sequências PN, taxas de *chips* R_c e R'_c e, consequentemente, do fator de dilatação γ irá ditar as características do sistema de sondagem com correlator deslizante, as quais definirão novos parâmetros sistêmicos que serão abordados nesta seção.

5.5.1 Resolução Doppler máxima

O máximo espalhamento Doppler que pode ser observado pelo elemento de sondagem de canal por correlator deslizante é conhecido como resolução Doppler máxima. Observando a Fig. 5.4, nota-se que o elemento de sondagem poderá obter uma estimativa da resposta ao impulso do canal a cada período da função de autocorrelação dilatada (5.19) ou, equivalentemente, a cada período da função de correlação cruzada dilatada (5.20), o que ocorre a cada $\gamma N/R_c$ segundos. Sendo assim, a taxa de variação do canal, a qual é diretamente proporcional ao desvio Doppler máximo, deve ser tal que possa ser devidamente registrada ao longo de sucessivas estimativas de respostas ao impulso. Na prática, amostras dessas sucessivas respostas são colhidas de forma a se obter as estatísticas de variação temporal do canal. Então, segundo o teorema de Nyquist, a taxa de $R_c/(\gamma N)$ amostras por segundo deve ser maior que ou igual a duas vezes a máxima frequência de variação do canal, a qual corresponde ao desvio Doppler

máximo f_m. Portanto, a resolução Doppler máxima é dada por [12, 16, 48]

$$f_m = \frac{R_c}{2\gamma N}. \tag{5.22}$$

Pode-se então concluir que quanto maior o desvio Doppler máximo do canal, menor deve ser o período entre sondagens. Em outras palavras, é necessário realizar uma medida da resposta ao impulso do canal antes que ele se altere. Lembrando que o desvio Doppler que um receptor em movimento experimenta é diretamente proporcional à velocidade v (reveja a equação (2.9)), note que a máxima velocidade v_m do veículo de prova que transportará o receptor do sistema de sondagem é inversamente proporcional ao tamanho a sequência PN, ou seja, $v_m = \lambda R_c/(2\gamma N)$.

5.5.2 Ganho de processamento

O ganho de processamento é a razão entre a relação sinal ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) na saída e a SNR na entrada de um receptor que utiliza o princípio de desespalhamento por multiplicação direta por uma sequência pseudo aleatória, como acontece em receptores de sistemas de comunicação com espalhamento espectral por sequência direta (DSSS, *direct-sequence spread spectrum*) [23, p. 156].

No contexto do sistema de sondagem com correlator deslizante, a melhoria na SNR é produzida devido à redução de potência de sinais interferentes causada ao se realizar a multiplicação do sinal contaminado pela sequência PN. Como exemplo, uma interferência de faixa estreita, como uma portadora não modulada presente na entrada do receptor (equivalente a um nível DC em banda base), ao ser multiplicada pela sequência PN $x'(t)$ terá sua densidade espectral de potência espalhada ao longo de uma banda aproximada de $2R'_c$ hertz (R'_c hertz em banda base), ao passo que o sinal de sondagem terá sua banda reduzida (desespalhada) para em torno de R_c/γ hertz (em banda base). Depois de passar pelo filtro passa-baixas, as componentes de frequência do sinal interferente espalhado maiores do que R_c/γ serão fortemente atenuadas. Lembrando que $R_c \approx R'_c$, o fator de redução da potência interferente será de aproximadamente γ vezes. Então, para o elemento de sondagem por correlator deslizante o ganho de processamento será igual γ ou, em dB [13],

$$G_p = 10 \log_{10} \gamma. \tag{5.23}$$

5.5.3 Faixa dinâmica

Como antecipado na Seção 5.3, a faixa dinâmica (*dynamic range*) do correlator deslizante mede a capacidade do dispositivo detectar sinais de baixa intensidade. Ela é definida como a razão entre a magnitude de pico da função do sinal $q_d(t)$ obtido por filtragem e a magnitude de pico da auto-interferência remanescente após a filtragem. Seu valor, em dB, admitindo sequências PN de amplitude de pico V_0, é dado por [13, 25]

$$D_r = 20\log_{10}\frac{\max(|Nq_d(t) * h_f(t)|)}{\max(|Nq_i(t) * h_f(t) - V_0^2|)}. \tag{5.24}$$

Na ausência de auto-interferência no sinal filtrado, ou seja $q_i(t) = 0$, e de distorção do sinal desejado no processo de filtragem, ou seja $q_d(t) * h_f(t) = q_d(t)$, tem-se idealmente [13]

$$D_{r_{\text{ideal}}} = 20\log_{10}\frac{\max(|NV_0^2|)}{\max(|0 - V_0^2|)} = 20\log_{10} N. \tag{5.25}$$

Por outro lado, note que da forma como foi definida a faixa dinâmica em (5.24), se a parcela de auto-interferência tiver o mesmo valor de pico do sinal desejado, após filtragem, ter-se-á no pior caso

$$D_{r_{\text{pior}}} = 20\log_{10}\frac{\max(|NV_0^2|)}{\max(|NV_0^2 - V_0^2|)} \approx 0. \tag{5.26}$$

A Fig. 5.7 mostra sinais $q_d(t)$ obtidos por filtragem passa-baixas aproximadamente ideal (resposta ao impulso ideal, porém truncada), com frequências de corte em R_c/γ e em $10R_c/\gamma$ hertz, admitindo-se sequências com $N = 31$ e $V_0 = 1$. Note que o pico da parcela desejada se aproxima de 1 em ambos os casos. Com a frequência de corte em R_c/γ hertz, o valor de pico absoluto da auto-interferência está próximo de $|-1/N|$, o que leva a uma faixa dinâmica de $20\log_{10}|N/(-N/N^2 - 1)| \approx 20\log_{10} N \approx 30$ dB para $N = 31$. Já com a frequência de corte de $10R_c/\gamma$ hertz, que é um valor exagerado do ponto de vista prático, mas adequado à presente análise, o pico da auto-interferência está próximo de $0{,}6$, o que leva a uma faixa dinâmica de $20\log_{10}|N/(0{,}6N - 1)| \approx 20\log_{10} 1{,}76 \approx 5$ dB para $N = 31$. Observe que este valor corresponde a uma faixa dinâmica bem menor em relação ao caso anterior, ou seja, o correlator deslizante não seria capaz de discriminar componentes de multipercurso com diferenças de amplitude maiores que 5 dB, contra 30 dB no primeiro caso.

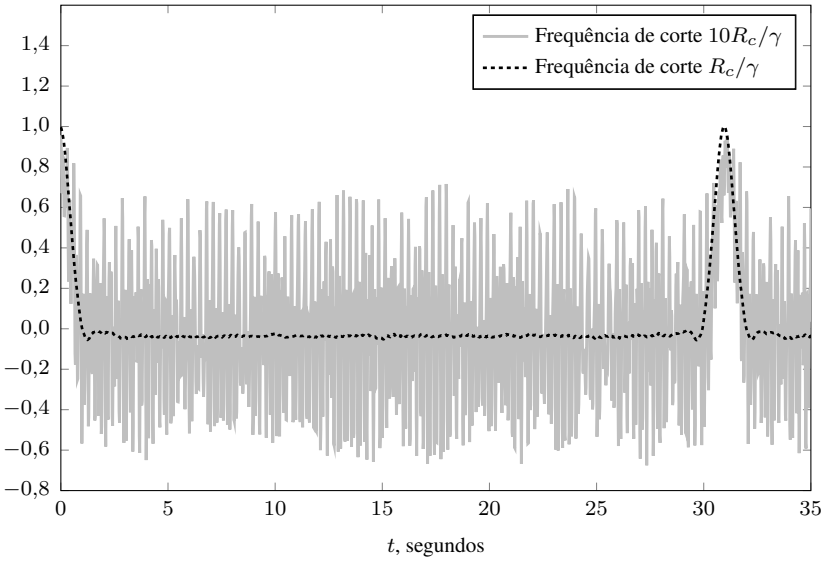


Figura 5.7: Sinais $q_d(t)$ obtidos por filtragem passa-baixas aproximadamente ideal, com frequências de corte $10R_c/\gamma$ e R_c/γ.

A descrição matemática da degradação na faixa dinâmica causada pela auto-interferência é bastante trabalhosa, como explicitado em [13]. Contudo, nessa mesma referência são apresentados resultados de simulações envolvendo a expressão (5.24) que retratam o comportamento da D_r quando o fator de dilatação aumenta. Por meio desses resultados chegou-se à relação empírica (5.18), que define um valor mínimo para o fator de dilatação de tal forma que se garanta que a faixa dinâmica seja maior ou igual a 80% do valor calculado para a condição ideal, ou seja, se $\gamma \geq \gamma_{\text{min}}$, ter-se-á $0{,}8D_{r_{\text{ideal}}} \leqslant D_r < D_{r_{\text{ideal}}}$. No limite inferior dessa faixa, portanto, $D_r \approx 16 \log_{10} N$.

5.5.4 Resolução temporal

Se o atraso entre dois componentes de multipercurso for menor do que a resolução temporal, o sistema os interpretará como uma única componente. A resolução temporal é inversamente proporcional à largura de banda do sinal transmitido e para o elemento de sondagem de canal por correlator deslizante é definida como [13, 16]

$$T_{\text{res}} = \frac{1}{R_c}. \tag{5.27}$$

Quanto menor T_{res} maior a capacidade do sistema de discriminar percursos com pequenas diferenças de atraso. Vale ressaltar que a expressão (5.27) é bastante conservadora, representando assim um limite superior para a resolução temporal. Na prática,

utilizando taxa de *chips* R_c na transmissão é possível alcançar valores para T_{res} menores que $1/R_c$ [13, 49].

5.5.5 Máximo espalhamento de retardo

O elemento de sondagem de canal por correlator deslizante tem a capacidade de realizar a medida da resposta ao impulso do canal durante a janela de tempo correspondente ao período da sequência PN transmitida. Se este período acabar antes que o espalhamento de retardo máximo do canal seja capturado, percursos remanescentes de um período de sondagem irão interferir na medida posterior. Desta forma, a periodicidade da sequência PN transmitida estabelece um limite superior para o máximo espalhamento de retardo do canal, ou seja [13, 16, 25],

$$\tau_{\text{max}} = \frac{N}{R_c}. \tag{5.28}$$

Capítulo 6

Estimação de Parâmetros do Canal de Comunicação Sem Fio Utilizando a Sondagem com Correlator Deslizante

Neste capítulo são apresentados os parâmetros estatísticos temporais, espaciais e derivados que podem ser estimados a partir das medidas realizadas pela técnica de sondagem utilizando o correlator deslizante.

6.1 Revisão das principais características do correlator deslizante

Embora a sondagem com correlator deslizante tenha sido abordada em detalhes no Capítulo 5, nesta seção são brevemente revisitadas algumas de suas principais características, enfatizando aquelas mais importantes para a obtenção dos parâmetros estatísticos do canal.

Com o intuito de facilitar a leitura, o diagrama simplificado do receptor do sistema de sondagem por correlator deslizante apresentado na Fig. 5.1 é reproduzido na Fig. 6.1, com uma ligeira modificação: um atenuador variável foi adicionado para fins de calibração do sistema de sondagem, conforme será abordado mais adiante.

O correlator deslizante utiliza sequências pseudo aleatórias, conhecidas como sequências PN (*pseudo noise*), como sinal de prova para realizar a sondagem do canal. Além

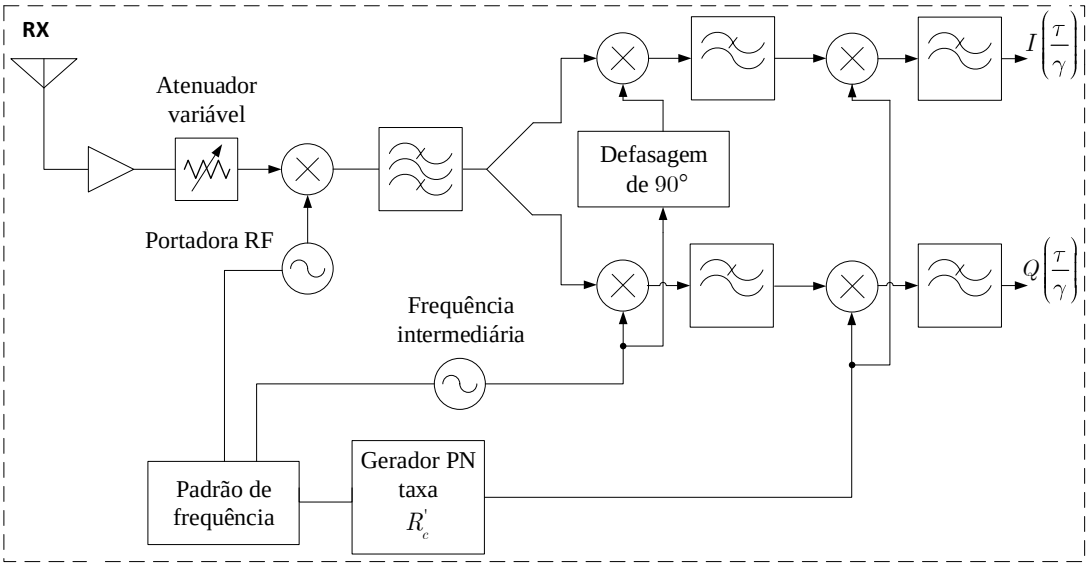


Figura 6.1: Diagrama simplificado do receptor do sistema de sondagem de canal por correlator deslizante.

desse tipo de sequência possuir uma função de autocorrelação que se aproxima de uma função impulso (dependendo do período de chip e do comprimento da sequência), trata-se de um sinal que apresenta um espectro espalhado a medida que a duração de um chip diminui. Sendo assim, este sinal de prova permite realizar medidas de canais com largura de banda bastante elevada; recentes estudos apresentam sondagens de canal na faixa de $73{,}5$ GHz com largura de banda 800 MHz [19]. Além de possuir capacidade de rejeição de sinais interferentes, a sondagem por correlator deslizante reduz as exigências de hardware para medidas em canais de banda larga devido ao efeito de compressão na frequência causado pelo processamento do sinal recebido. A maior desvantagem reside no fato da sondagem não ser em tempo real, afinal, o sistema leva $NT_c\gamma$ segundos para estimar uma realização da resposta ao impulso do canal.

A resposta ao impulso do canal é um processo aleatório complexo e, portanto, são necessários dois ramos de correlatores deslizantes para capturar sua parte real $I(\tau/\gamma)$ e sua parte imaginária $Q(\tau/\gamma)$, conforme ilustrado na Fig. 6.1. As partes $I(\tau/\gamma)$ e $Q(\tau/\gamma)$ na saída dos correlatores deslizantes podem ser expressas por

$$I\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) = \frac{1}{V_0^2}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l R_x\left(\frac{\tau}{\gamma}-\tau_l\right)\cos(\theta_l) \tag{6.1}$$

$$Q\left(\frac{\tau}{\gamma}\right) = \frac{1}{V_0^2}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l R_x\left(\frac{\tau}{\gamma}-\tau_l\right)\mathrm{sen}(\theta_l), \tag{6.2}$$

sendo f_c a frequência da portadora, τ_l o atraso, $\theta_l = 2\pi f_c\tau_l$ a fase e α_l a atenuação

da l-ésima componente de multipercurso, L o número de percursos, V_0 a amplitude da sequência PN em Volts e $R_x(\tau/\gamma)$ a função de autocorrelação dilatada da sequência PN. Assim a resposta ao impulso do canal complexa pode ser escrita conforme

$$h(\tau;t) = I(\tau) + jQ(\tau). \tag{6.3}$$

Então, a magnitude e a fase da resposta ao impulso são respectivamente

$$|h(\tau;t)| = \sqrt{I^2(\tau) + Q^2(\tau)}, \tag{6.4}$$

$$\measuredangle h(\tau;t) = \arctan\left[\frac{Q(\tau)}{I(\tau)}\right]. \tag{6.5}$$

Note que os argumentos de $I(\tau/\gamma)$ e $Q(\tau/\gamma)$ foram implicitamente multiplicados em (6.3), (6.4) e (6.5) pelo fator de dilatação γ para corrigir a dilatação causada pelo correlator deslizante.

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema que dependem das características da sequência PN.

Parâmetros do Sistema	**Dependência**	**Equação**
Resolução Doppler máxima	Taxa de chips, fator de dilatação e comprimento da sequência	$f_m = \frac{R_c}{2\gamma N}$
Ganho de processamento	Fator de dilatação	$G_p = 10\log_{10}\gamma$
Resolução temporal	Taxa de chips	$T_{\text{res}} = \frac{1}{R_c}$
Largura de banda	Taxa de chips	$B = 2R_c$
Máximo atraso de multipercurso resolvível	Comprimento da sequência e taxa de chips	$\tau_{\text{max}} = \frac{N}{R_c}$
Faixa dinâmica	Comprimento da sequência	$D_{R_{\text{ideal}}} = 20\log_{10} N$
Fator de dilatação	Taxa de chips	$\gamma = \frac{R_c}{R_c - R_c'}$
Frequência de corte do filtro passa-baixas	Taxa de chips e fator de dilatação	$f_{\text{corte}} = \frac{R_c}{\gamma}$

Foi abordado na Seção 5.4 que a função de autocorrelação $R_x(\tau)$ possui uma forma triangular que se assemelha a uma função impulso à medida que o comprimento da

sequência, N, cresce e a duração de chip, T_c, diminui. Como a análise foi feita admitindo que o canal segue o modelo linha de atrasos com derivações (TDL, *tapped delay line*), no qual o sinal recebido é composto por réplicas atrasadas e atenuadas do sinal transmitido, a resposta ao impulso será formada por réplicas desta função triangular ponderadas pelo valor da atenuação de cada percurso, α_l. É então realizado um processo de amostragem de $I(\tau)$ e $Q(\tau)$, capturando apenas os valores de pico das funções triangulares. As amostras resultantes serão utilizadas na estimação dos parâmetros estatísticos do canal. Com o objetivo de recordar os principais parâmetros do correlator deslizante que dependem das propriedades do gerador de sequência PN, eles foram listados na Tabela 6.1.

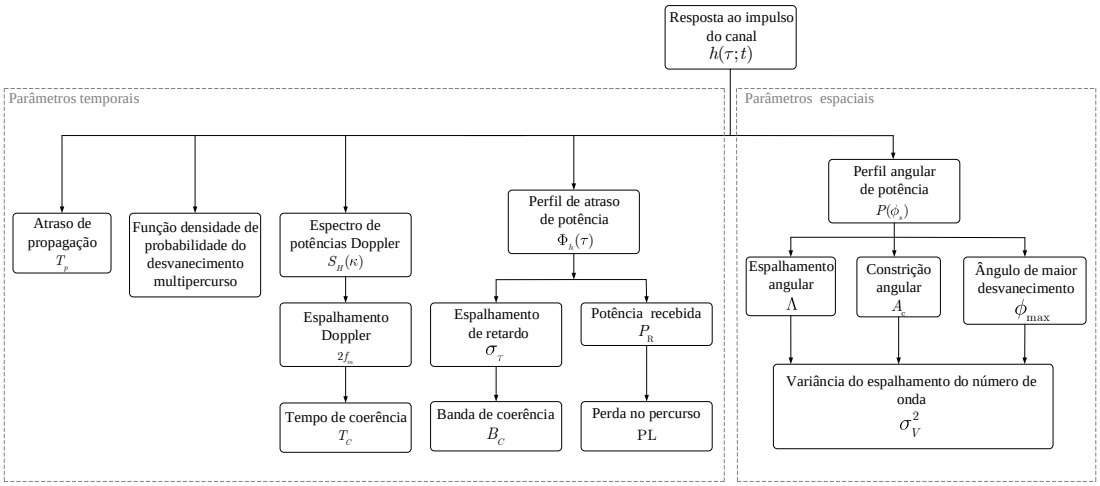


Figura 6.2: Parâmetros temporais e espacias extraídos da resposta ao impulso do canal.

Utilizando a técnica de sondagem por correlator deslizante com um sistema capaz de controlar automaticamente a posição de uma antena diretiva é possível medir a resposta ao impulso do canal em diferentes ângulos no plano azimute e de elevação. Procedendo desta maneira é possível estimar os parâmetros estatísticos temporais e espaciais do canal [50, 51]. A maneira de como obtê-los será assunto das seções seguintes. A Fig. 6.2 retrata a relação de dependência entre tais parâmetros.

6.2 Estimação de parâmetros estatísticos temporais e derivados

Nesta seção são abordados os seguintes parâmetros que podem ser extraídos da resposta ao impulso do canal medida pelo elemento de sondagem por correlator desli-

zante: perfil de atraso de potência (*power delay profile*), atraso de propagação, espalhamento de retardo rms (*root-mean-square delay spread*), banda de coerência (*coherence bandwidth*), espectro de potências Doppler (*Doppler power spectrum*), espalhamento Doppler (*Doppler spread*), tempo de coerência (*coherence time*), potência recebida (*received power*), perda no percurso (*path loss*) e função densidade de probabilidade do desvanecimento multipercurso, conforme ilustrado na Fig. 6.2.

6.2.1 Perfil de atraso de potência

O perfil de atraso de potência pode ser obtido por meio de dois procedimentos. Ambos utilizam as amostras complexas da resposta ao impulso do canal que foram obtidas após o processo de amostragem de $I(\tau)$ e $Q(\tau)$, conforme descrito na Seção 6.1.

O primeiro procedimento utiliza a função de autocorrelação da resposta ao impulso do canal $\Phi_h(\tau, \Delta t)$, definida a partir da equação (3.1) da Seção 3.1. Devido ao fato dessa equação envolver o operador média estatística $\mathbb{E}[\cdot]$, sua estimativa deve considerar um conjunto suficientemente grande de funções amostras (respostas ao impulso) que garanta precisão. De posse da estimativa de $\Phi_h(\tau, \Delta t)$ para $\Delta t = 0$ obtém-se o perfil de atraso de potência $\Phi_h(\tau)$.

Outro procedimento para se obter o perfil de atraso de potência resume-se em calcular a média em t do módulo ao quadrado da resposta ao impulso complexa, ou seja, $\Phi_h(\tau) = \mathbb{E}[|h(\tau, t)|^2]$ [9, 12–14, 17]. Esse procedimento admite que o canal segue o modelo estacionário no sentido amplo e com espalhadores descorrelacionados (WSSUS, *wide-sense stationary uncorrelated scattering*) o qual considera que a resposta ao impulso do canal terá amostras descorrelacionadas em relação aos atrasos entre os percursos, τ, e estacionariedade em relação ao instante de observação, t (rever Seção 3.1). Portanto, de posse de L amostras da i-ésima realização da resposta ao impulso complexa, $i = 1, ..., M$, calculam-se as amostras da i-ésima realização do perfil de atraso de potência através de [4, 9, 16]

$$p_i(\tau_l) \triangleq p(\tau_l; t_i) = I_i^2(\tau_l) + Q_i^2(\tau_l),\ l = 1, \ldots, L. \tag{6.6}$$

e a versão discreta do perfil de atraso de potência pode então ser estimada realizando-se

a média amostral a partir das realizações de $p_i(\tau_l)$, ou seja,

$$P(\tau_l) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} p_i(\tau_l), \tag{6.7}$$

em que $P(\tau_l)$ é a potência média da l-ésima componente de multipercurso do perfil de atraso de potência.

Um detalhe a ser enfatizado é que $I(\tau/\gamma)$ e $Q(\tau/\gamma)$ apresentadas nas equações (6.1) e (6.2) são formas de onda que contém sucessivas janelas de observação com duração $NT_c\gamma$ segundos, cada qual referente a uma realização da resposta ao impulso dilatada medida pelos correlatores deslizantes. O índice i definido anteriormente é utilizado justamente para indexar essas realizações. Vale também enfatizar que os argumentos das funções $I(\tau)$ e $Q(\tau)$ utilizadas na equação (6.6) foram implicitamente multiplicados por γ para que a dilatação temporal causada pelo correlator deslizante fosse desfeita.

Não menos importante é o cuidado que se deve ter com a escolha e a interpretação do valor de M em (6.7). Em termos de média amostral, quanto maior o valor de M mais precisa será a estimativa de $P(\tau_l)$. No entanto, deve-se atentar para o que de fato se deseja analisar a partir de $P(\tau_l)$. Por exemplo, o valor de M pode ser escolhido de forma que corresponda a medidas realizadas ao longo de uma pequena área em torno do receptor, por exemplo uma área circular com raio igual a poucas dezenas de comprimentos de onda. Os valores de $P(\tau_l)$ nesse caso irão compor um perfil de retardo de potências médio local. Por outro lado, se M for tal que corresponda a medidas realizadas ao longo de uma área circular com raio igual a várias dezenas de comprimentos de onda, um perfil de retardo de potências médio em área irá ser obtido.

6.2.2 Atraso de propagação

É importante atentar-se para a variável de atrasos, τ, pois em uma observação da resposta ao impulso do canal ela estará se referindo ao atraso relativo entre as componentes de multipercurso. O atraso absoluto somente pode ser determinado se o tempo de propagação de cada período da sequência PN transmitida até o receptor puder ser medido. Mesmo em se tratando do atraso relativo entre as componentes de multipercurso, a medida deve estabelecer o marco de referência $\tau = 0$ a partir do qual serão medidos os atrasos relativos. Uma forma de se estabelecer essa referência é admitir que a componente de multipercurso de maior intensidade corresponderá a $\tau = 0$ [47].

Embora a componente de multipercurso de maior intensidade é a que mais provavelmente chega primeiro ao receptor, isto não ocorre sempre. Como consequência, o marco de referência $\tau = 0$ poderá ser associado a uma componente de multipercurso mais intensa que chegou mais tarde que a primeira. Às componentes menos intensas que chegam antes de $\tau = 0$ são comumente chamadas na prática de pré-ecos [52]. Problema maior ocorre no momento que é preciso processar as componentes de multipercurso com os mesmos atrasos relativos, como acontece na estimação do perfil de atrasos de potência. Neste caso corre-se o risco de processar uma componente intensa que chegou mais tarde como se de fato fosse a primeira, com outra também mais intensa mas que realmente chegou primeiro. Em outras palavras, corre-se o risco de se realizar o processamento de componentes de multipercurso desalinhadas em relação às suas reais posições em termos de ordem de chegada no receptor, mascarando a medida que se deseja realizar.

Em [9] o autor propõem um método para medida de valores absolutos de atraso. São utilizados dois geradores de sequências PN no receptor, um responsável por gerar a sequência utilizada no correlator deslizante, aquela com taxa de chips ligeiramente menor que a utilizada na transmissão, e o outro responsável por gerar uma sequência PN de mesma taxa que aquela utilizada na transmissão. No entanto, para que esta última se mantenha de fato sincronizada com a sequência PN de transmissão, os correspondentes geradores devem ser sincronizados a partir de uma referência de temporização (*clock*) suficientemente estável [9, 16], obtida, por exemplo, por meio de sinais do sistema GPS (*global positioning system*). A sequência mais lenta e aquela sincronizada à sequência do transmissor são aplicadas a outro correlator deslizante, fazendo com que na saída do seu filtro apareça um pulso quando elas se alinharem. Este pulso é então utilizado como gatilho (*trigger*) para definir instantes de referência para medidas de tempo.

O atraso de propagação do canal é o tempo decorrido desde a transmissão do sinal até a chegada do primeiro componente de multipercurso no receptor. Pode ser calculado como o atraso entre a primeira componente de multipercurso identificada pelo correlator deslizante e o pulso de gatilho à sua esquerda, mais a duração dos períodos inteiros da sequência PN transmitida antes da chegada da primeira componente. Assim, o atraso de propagação pode ser calculado por

$$T_p = \frac{\delta}{\gamma} + NT_c \left\lfloor \frac{d/c}{NT_c} \right\rfloor , \tag{6.8}$$

onde δ é o intervalo de tempo dilatado, em segundos, medido entre a primeira compo-

nente de multipercurso identificada e o primeiro pulso de gatilho à sua esquerda, $\lfloor x \rfloor$ é o menor inteiro maior que ou igual a x, $c = 299.792.458$ metros por segundo é a velocidade da luz no vácuo e d é a distância em visada direta entre transmissor e receptor, esta facilmente obtida por meio das coordenadas fornecidas pelo sistema GPS.

Para melhor entendimento sobre a medida de T_p e demais tempos de interesse, a Fig. 6.3 ilustra dois intervalos de observação da resposta ao impulso do canal na saída do correlator deslizante, considerando dois possíveis efeitos que podem ocorrer devido ao atraso de propagação do meio. Na parte (a), o tempo de propagação do canal é tal que todas as componentes de multipercurso (quatro nessa ilustração) chegam antes que se inicie um novo intervalo de observação $NT_c\gamma$. Nesse caso T_p é corretamente calculado por meio de (6.8). Na parte (b) da Fig. 6.3 o tempo de propagação do canal é tal que uma parcela das componentes de multipercurso chega durante um intervalo de observação e outra parcela (a última componente nessa ilustração) chega em outro intervalo de observação $NT_c\gamma$. Como consequência, a parcela que chega fora do primeiro intervalo de observação é "rebatida"para dentro, mascarando a medida de δ. Nesse caso, portanto, T_p seria incorretamente calculado por meio de (6.8)

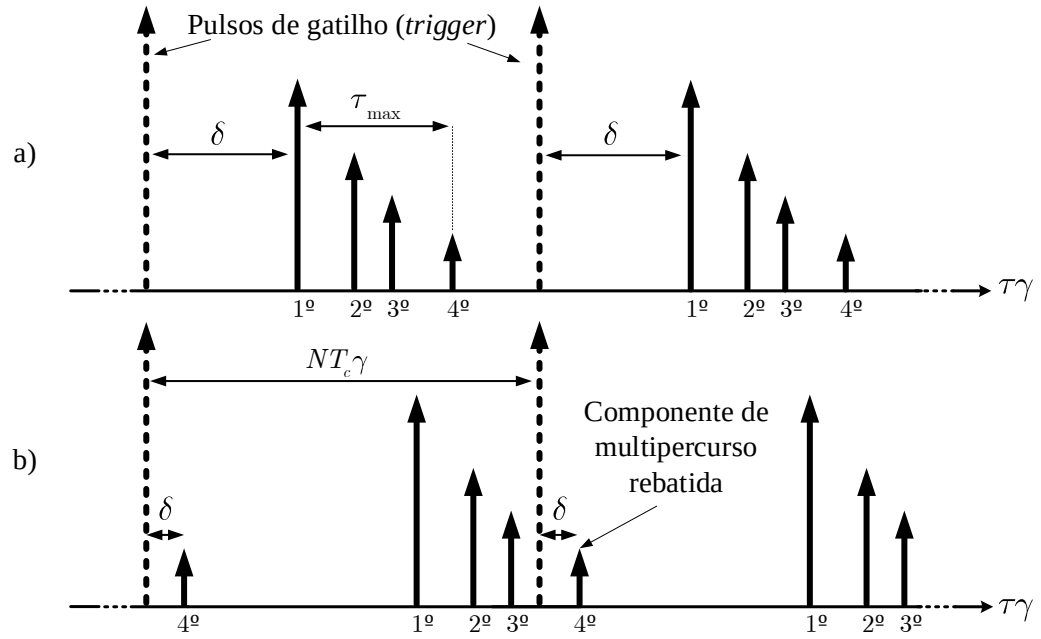


Figura 6.3: Respostas ao impulso na saída do correlator deslizante considerando que (a) T_p e T_p + $\tau_{\max}$ estão contidos em um mesmo período NT_c e (b) T_p e T_p + $\tau_{\max}$ estão contidos em períodos diferentes.

Embora seja possível reposicionar as componentes de multipercurso rebatidas, posto que elas poderiam ser identificadas, recomenda-se que se minimize a chance de ocorrência da situação ilustrada na parte (b) da Fig. 6.3 dimensionando o período da

sequência PN de forma que seja muito maior que o espalhamento de retardo máximo que se deseja medir, por exemplo $NT_c = 10\tau_{\max}$. Uma rápida busca por especificações de correlatores deslizantes implementados na prática revela valores de NT_c que vão de $2{,}73$ a 327 microssegundos [4, 17, 19, 45, 53], valores estes que podem atender à recomendação de $NT_c = 10\tau_{\max}$ para uma vasta gama de valores de $\tau_{\max}$. A chance de ocorrência da situação mostrada na parte (b) da Fig. 6.3 é naturalmente reduzida na caracterização de canais sem fio para sistemas de comunicação futuros, posto que as áreas de cobertura das células tenderão a ser pequenas, reduzindo as distâncias de linha de visada e, por consequência, reduzindo T_p e T_p + $\tau_{\max}$.

6.2.3 Espalhamento de retardo

A partir das amostras do perfil de atraso de potência podem ser calculados os valores do espalhamento de retardo médio e rms, dados respectivamente pelas equações (3.5) e (3.6), as quais são repetidas aqui por conveniência:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)\tau_l}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}, \tag{6.9}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{L} (\tau_l - \bar{\tau})^2 P(\tau_l)}{\sum_{l=1}^{L} P(\tau_l)}}. \tag{6.10}$$

6.2.4 Banda de coerência

Como abordado na Seção 3.3, a banda de coerência do canal pode ser determinada a partir da função de correlação em termos do espaçamento em frequência, $\Phi_H(\Delta f)$, a qual, conforme a expressão (3.9), é encontrada por meio da transformada de Fourier do perfil de atraso de potência. As bandas de coerência para correlações de referência de $0{,}5$ e $0{,}9$ são respectivamente dadas por

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}, \tag{6.11}$$

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}. \tag{6.12}$$

6.2.5 Espectro de potências Doppler

Como apresentado nas Seções 3.3 e 3.4, a função que descreve o espectro de potências Doppler é $S_H(\kappa)$. Em teoria ela é obtida pela transformada de Fourier da função de autocorrelação com espaçamentos em frequência e no tempo, $\Phi_H(\Delta f, \Delta t)$, na variável Δt, para $\Delta f = 0$.

Uma maneira com maior apelo de ordem prática para se obter o espectro de potências Doppler consiste em inicialmente calcular a transformada discreta de Fourier, ao longo do tempo t, das amostras complexas de uma determinada componente de multipercurso da resposta ao impulso do canal [9]. A variável t está associada com o instante de observação, o qual está associado às distintas medidas realizadas no ambiente de propagação ao longo do tempo. Portanto, para encontrar o espectro de potências Doppler da l-ésima componente de multipercurso, basta operar com as suas amostras dentro de um grupo de M medidas realizadas no canal, ou seja,

$$S_{H_l}(\kappa) = \sum_{i=1}^{M} h_i(\tau_l) e^{-j\kappa 2\pi t_i}. \tag{6.13}$$

O espectro de potências Doppler final pode ser determinado calculando-se

$$S_H(\kappa) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} S_{H_l}(\kappa). \tag{6.14}$$

6.2.6 Tempo de coerência

Conforme a equação (3.13), a transformada inversa de Fourier do espectro de potências Doppler leva à função de correlação do canal espaçada no tempo, $\Phi_H(\Delta t)$. Essa função define o tempo de coerência do canal de forma análoga à definição da banda de coerência por meio da função de correlação do canal espaçada na frequência, $\Phi_H(\Delta f)$. Especificamente, admitindo uma correlação de $0{,}5$ na função $\Phi_H(\Delta t)$, o tempo de coerência pode ser calculado como apresentado na equação (3.14), ou seja,

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v}, \tag{6.15}$$

onde f_m é o máximo desvio Doppler, em hertz, v é a velocidade do móvel em metros por segundo e λ é o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido, em metros.

6.2.7 Potência recebida

O conhecimento da potência recebida é certamente importante a todos os parâmetros que dela dependem, mas principalmente à estimação da perda no percurso (*path loss*), assunto da próxima subseção. Entretanto, para garantir que os níveis de potência medidos sejam corretos o sistema de sondagem deve passar por um processo de calibração.

A calibração leva em conta as atenuações e ganhos ao longo do sistema, tais como aquelas produzidas por amplificadores, atenuadores, cabos e conversores para cima (*up-converters*) e para baixo (*down-converters*) [16]. É normalmente realizada interligando-se o transmissor ao receptor por um meio confinado, ou mesmo via transmissão sem fio em um ambiente livre de espalhadores e obstáculos em torno dos rádios [16], como em uma câmara anecoica. Como é comum que os rádios sejam providos de subsistemas operando em frequência intermediária, a calibração pode também ser realizada nesta frequência utilizando-se um cabo coaxial para estabelecer a conexão entre transmissor e receptor [45].

No processo de calibração é necessário conhecer a potência de transmissão P_{T}, em dBm, medida na entrada da antena transmissora, e o valor de atenuação de referência A_{ref}, em dB, que corresponde à atenuação entre os pontos de conexão do transmissor com o receptor. Como exemplo, no caso da calibração via cabo coaxial A_{ref} é a soma da atenuação do cabo com a atenuação de conectores. O valor de pico da tensão recebida pelo elemento de sondagem, V, em volts, é então medido para diferentes valores de atenuação A_{av}, em dB, configurados no atenuador variável ilustrado na Fig. 6.1. Por meio de um gráfico de V versus A_{av}, ambos em escala logarítmica, é possível identificar, por inspeção visual, a região linear de operação do sistema. Então, para valores de A_{av} dentro dos limites da região linear, o valor da potência recebida de referência, em dBm, pode ser determinado por [16]

$$P_{\mathrm{ref}} = P_{\mathrm{T}} - A_{\mathrm{ref}} - A_{\mathrm{av}}. \tag{6.16}$$

Resta saber qual é a relação entre P_{ref} e os valores de tensão de pico V na saída do correlator deslizante. Esta relação pode ser obtida aplicando-se algum método de aderência de funções a valores medidos, objetivando-se encontrar a função de conversão de V em P_{ref}. Uma forma simples de realizar esta aderência é usar o fato de que a relação entre V em P_{ref} em escalas logarítmicas é linear, ou seja, se P_{ref} é expressa em

dBm, então pode-se escrever

$$P_{\text{ref}} = a \log_{10} V + b, \tag{6.17}$$

sendo a e b as variáveis a serem determinadas na equação de reta $a \log_{10} V + b$; o logaritmo pode ser em qualquer base. Então, por meio de (6.17) é possível mapear qualquer valor de tensão (dentro da faixa linear do sistema) na saída do correlator deslizante em potência recebida [16].

Tendo-se calibrado o sistema de sondagem, é recomendável que a relação estabelecida por (6.17) seja embutida no próprio circuito do sistema de sondagem (ou processada externamente) de forma que os valores de tensão de saída do correlator deslizante possam ser diretamente convertidos em potência, como é o caso de (6.6) e demais cálculos dependentes de (6.6). Por exemplo, a potência contida na l-ésima componente de multipercurso pode ser diretamente calculada por meio de (6.6) e (6.7) e a potência recebida total é então obtida por meio da área sob da curva contínua do perfil de atraso de potência ou, no caso do perfil discreto no tempo, por meio da soma de suas componentes [4, 5, 54]. Então, a partir de (6.7), a potência total recebida pode ser calculada como

$$P_{\text{R}} = \sum_{l=1}^{L} P(\tau_l). \tag{6.18}$$

Deve-se atentar para a interpretação da potência calculada dessa forma, como descrito ao final da Subseção 6.2.1. Ela poderá ser uma potência média local ou uma potência média em área, dependendo da forma como se associa o número de medidas utilizado na média com a área na qual tais medidas foram tomadas.

6.2.8 Perda no percurso

Como descrito na Seção 2.1, a determinação da perda no percurso é útil para que se conheça a cobertura do sistema de comunicação, bem como para que sejam construídos modelos de predição de cobertura. Tais modelos podem fazer uso de medidas de potência média local ou de potência média em área, sendo a primeira aquela que retrata a atenuação dependente da distância entre transmissor e receptor combinada com a influência de obstáculos, e a segunda referente somente à parcela dependente da

distância. Seja qual for, a perda pode ser computada a partir de (6.18) por meio de

$$\mathrm{PL} = P_{\mathrm{T}} + G_{\mathrm{T}} + G_{\mathrm{R}} - 10\log_{10}\left(\frac{P_{\mathrm{R}}}{10^{-3}}\right), \tag{6.19}$$

onde P_{T} é a potência de transmissão em dBm, e G_{T} e G_{R} são os ganhos em dBi das antenas de transmissão e de recepção, respectivamente.

A seguir demonstra-se como a potência recebida pode ser utilizada em um modelo de predição de cobertura. A título de exemplo será adotado o modelo *log-distance* [8, 23], o qual foi brevemente descrito na Seção 2.1. Nesse modelo, a potência recebida é inversamente proporcional à η-ésima potência da distância entre transmissor e receptor, sendo η o expoente de perdas que varia com as características do ambiente. A perda no percurso, em dB, até a distância d do transmissor, em metros, é então estimada por

$$\mathrm{PL}(d) = \mathrm{PL}(d_0) + 10\eta\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right), \tag{6.20}$$

em que $\mathrm{PL}(d_0)$ é a perda em dB à distância de referência d_0, em metros [55, 56]. Essa perda pode ser medida usando o próprio sistema de sondagem ou, se o caminho do sinal transmitido até d_0 estiver livre de obstruções, pode ser encontrada por meio de

$$\mathrm{PL}(d_0) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right), \tag{6.21}$$

sendo λ o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido, em metros. Vale ressaltar que d_0 deve ser escolhida de tal forma que esteja fora da região de campo próximo da antena transmissora [16].

Note que a utilização do modelo *log-distance* demanda o conhecimento do expoente de perdas η, o qual pode ser estimado por meio de medidas realizadas no ambiente de propagação pela técnica de sondagem por correlator deslizante. Nesse caso, várias medidas de atenuação média local são obtidas a diferentes distâncias do transmissor e em seguida encontra-se o valor de η por regressão linear [8, 16, 56], conforme ilustra a Fig. 6.4. O valor de η é simplesmente a inclinação da reta de variação da perda no percurso, em dB, em função da distância quando esta se encontra em escala logarítmica. A regressão linear calcula a reta que mais se aproxima dos valores de potência medidos, em termos do erro quadrático médio [8, p. 203].

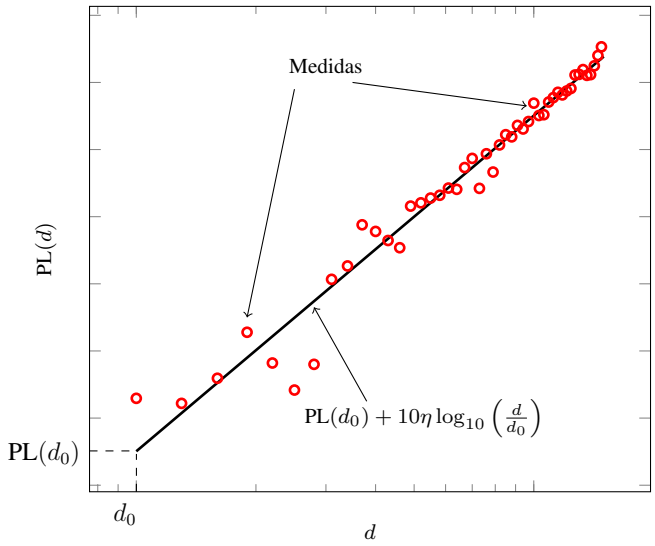


Figura 6.4: Ilustração da obtenção de η por regressão linear a partir de medidas de atenuação média local.

6.2.9 Função densidade de probabilidade do desvanecimento multipercurso

Como também descrito na Seção 2.1, é comum que o desvanecimento em pequena escala seja analisado em termos estatísticos. A caracterização mais simples desse desvanecimento consiste em se obter sua função densidade de probabilidade empírica. Para isto, os valores de magnitude e fase dos sinais oriundos de um ou mais percursos de propagação são armazenados. Esses valores são obtidos pelas amostras dos valores instantâneos de $I(\tau_l)$ e $Q(\tau_l)$ na saída do correlator deslizante para l qualquer. Em seguida, de posse de um número suficientemente grande (1000 ou mais) de valores de magnitude e fase, aplicam-se testes de aderência (*goodness of fit*) [57, Capítulo 2] de forma a se encontrar as funções densidade de probabilidade que melhor os representem. Há várias ferramentas de teste de aderência disponíveis em aplicativos de cálculo como o Matlab e o Excel e outras específicas para este fim. Um exemplo de ferramenta com um interessante apelo didático é o Easyfit [58].

6.3 Estimação de parâmetros estatísticos espaciais

Nesta seção são abordados os seguintes parâmetros espaciais que podem ser extraídos da resposta ao impulso do canal obtida pelo elemento de sondagem por correlator deslizante, os quais estão também listados na Fig. 6.2: perfil angular de potência, espa-

lhamento angular, constrição angular, ângulo de maior desvanecimento e variância do espalhamento do número de onda. Ressalta-se que esses parâmetros não são os únicos que caracterizam espacialmente o canal, mas foram escolhidos devido a sua importância na interpretação das variações espaciais de intensidade do sinal recebido produzida pelas diferentes conformações de ângulo de chegada [59], [38, Subseção 6.3.2].

Os parâmetros espaciais podem ser obtidos tanto com referência à antena transmissora quanto à antena receptora, sendo muitos deles análogos. Optou-se por considerar aqui, então, apenas a caracterização espacial em torno do receptor, para que não se estenda por demais o texto. Não foi descrito, portanto, como são obtidos parâmetros espaciais relacionados ao transmissor, como exemplo o ângulo de partida AoD (*angle-of-departure*) e outros parâmetros dele derivados. Ao leitor interessado nessas informações aqui omitidas, recomenda-se consultar, por exemplo, [7, 50, 60].

6.3.1 Perfil angular de potência

O perfil angular de potência descreve como a potência recebida distribui-se em função do ângulo de chegada (tanto no plano de azimute quanto no de elevação) das componentes de multipercurso na antena receptora. Esse parâmetro pode ser obtido basicamente através de dois métodos. O primeiro consiste em utilizar algorítimos que fazem estimação dos ângulos de chegada das componentes de multipercurso matematicamente, com base na resposta ao impulso do canal; posteriormente a distribuição de potência em função desses ângulos é determinada. Entre os algorítimos utilizados no primeiro método, merecem destaque o ESPRIT (*estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*) [61] e o MUSIC (*multiple signal classification*) [62]. Em [62], por exemplo, utiliza-se um equipamento de sondagem de canal com arranjos de antenas tanto no transmissor quanto no receptor, permitindo a caracterização conjunta do ângulo de chegada em azimute (*azimuth angle-of-arrival*) e do ângulo de chegada em elevação (*elevation angle-of-arrival*) das componentes de multipercurso via algorítimo MUSIC. O outro método consiste na simples rotação mecânica de uma antena direcional, combinada com alguma técnica de sondagem [16, 51, 63, 64]. A seguir descreve-se o método de rotação mecânica de uma antena direcional, por sua simplicidade e também por ser suficiente à estimação precisa do perfil angular de potência.

Na literatura há uma grande variedade de procedimentos para se estimar os parâmetros espaciais do canal utilizando a técnica de rotação mecânica de uma antena diretiva.

Existem trabalhos que descrevem a sondagem espacial considerando combinações angulares entre azimute e elevação na antena transmissora, enquanto a antena receptora é rotacionada sob o plano azimute para determinados ângulos de elevação, sendo capturada a potência recebida para cada passo angular no plano azimute [2, 7, 50, 60]. O procedimento adotado depende dos parâmetros que se deseja estimar. Como exemplo, o plano de elevação é desconsiderado no estudo de sistemas de comunicação em que as antenas estejam aproximadamente na mesma altura, já que a distribuição de potência que mais interessa se refere ao plano azimute [20, 65]. O método de rotação no plano azimute é bastante empregado [2, 7, 45, 50, 51], sendo portanto alvo de estudo desta subseção. Ressalta-se que este método poderia analogamente ser aplicado ao plano de elevação [6, 60].

A plataforma de medida proposta em [51] para efetuar a sondagem espacial é ilustrada na Fig. 6.5. A antena diretiva é rotacionada em incrementos angulares conhecidos do plano azimute e para cada ângulo estima-se o perfil de atraso de potência [16, 51, 64]. Assim, utilizando tal plataforma em conjunto com o elemento de sondagem por correlator deslizante é possível discriminar os diversos componentes de multipercurso no tempo e no espaço. Note ainda que o mecanismo de rotação da antena é montado sobre uma plataforma de movimentação linear, a qual permite estudar o desvanecimento de pequena escala considerando diferentes ângulos de azimute para o sinal recebido [7].

Matematicamente, pode-se interpretar o ângulo de azimute como uma nova dimensão a ser inserida nas equações (6.6) e (6.7). Assim, denotando por ϕ_s o s-ésimo ângulo no plano de azimute, pode-se escrever

$$p_i(\tau_l, \phi_s) = I_i^2(\tau_l, \phi_s) + Q_i^2(\tau_l, \phi_s),\ l = 1, ..., L, \tag{6.22}$$

de forma que a versão discreta do perfil de atraso de potência no plano azimute possa ser estimada realizando-se a média amostral a partir das realizações de $p_i(\tau_l, \phi_s)$, ou seja,

$$P(\tau_l, \phi_s) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} p_i(\tau_l, \phi_s). \tag{6.23}$$

A distribuição angular (em azimute) de potência considerando todas as componentes de multipercurso pode então ser computada por meio de

$$P(\phi_s) = \sum_{l=1}^{L} P(\tau_l, \phi_s). \tag{6.24}$$

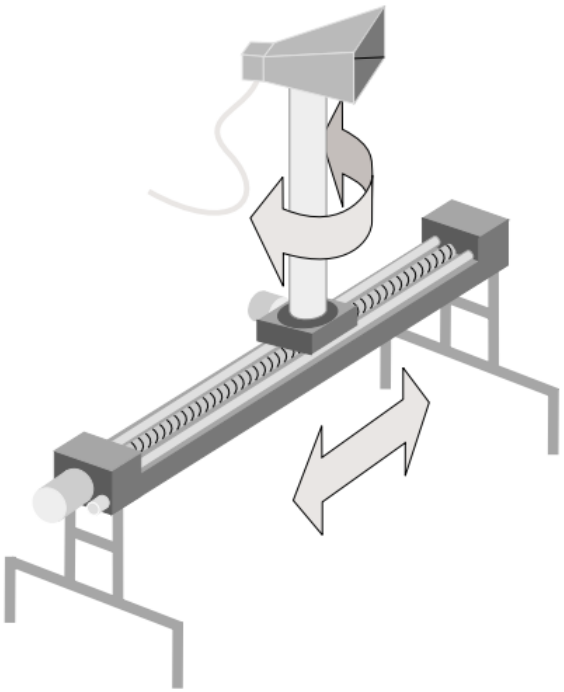


Figura 6.5: Plataforma para rotação e deslocamento linear de uma antena diretiva tipo corneta.

O conhecimento dos atrasos absolutos das componentes de multipercurso (conforme discutido na Subseção 6.2.2) é de fundamental importância à sondagem espacial do canal. Para ilustrar a influência desses atrasos quando for utilizada a técnica de rotação de uma antena direcional para a estimação dos parâmetros espaciais, a Fig. 6.6 mostra um cenário em que o sinal chega à antena receptora por quatro percursos com direções e atrasos distintos. No lado esquerdo da figura são mostrados os perfis de atraso de potência medidos em função do ângulo de chegada no plano azimute. Os valores absolutos dos atrasos estão devidamente representados nesses perfis, sendo portanto possível alinhar as componentes de multipercurso correspondentes a diferentes ângulos de chegada, permitindo assim que a distribuição angular de potência possa ser corretamente obtida para cada componente de multipercurso.

6.3.2 Espalhamento angular

O espalhamento angular foi definido na Seção 3.5 desse trabalho como sendo o parâmetro que descreve como as componentes de multipercurso se concentram nas várias direções azimutais de ângulo de chegada do sinal da antena receptora. Por analogia à seletividade em frequência do canal, a qual retrata as diferentes intensidades do sinal recebido no domínio da frequência, pode-se associar o espalhamento angular com o

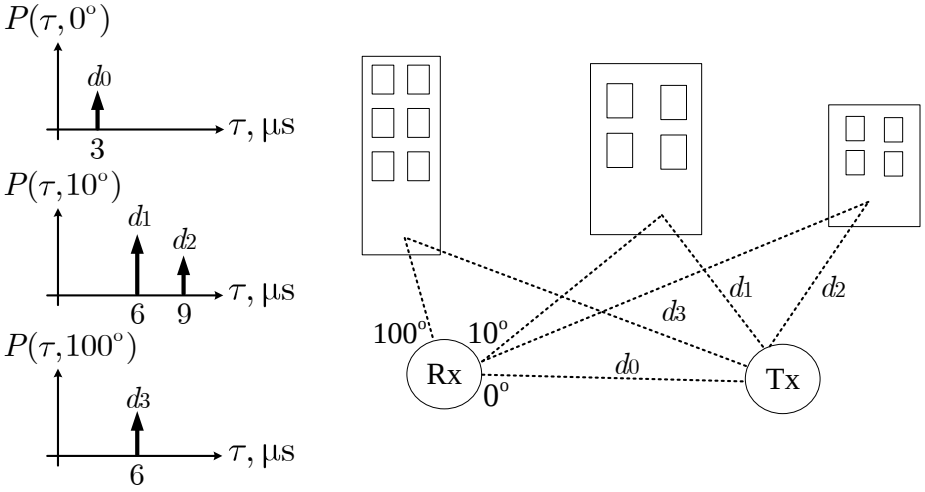


Figura 6.6: Possível cenário de propagação por multipercurso e sua influência na caracterização espacial.

que pode ser denominado de seletividade espacial [63, 66], a qual retrata as diferentes intensidades do sinal recebido no domínio espacial definido pelo ângulo de azimute. A equação (3.17), reapresentada aqui por conveniência, define o espalhamento angular como

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}}, \tag{6.25}$$

em que F_n é o n-ésimo coeficiente de Fourier do espectro azimutal, computado na forma discreta por

$$F_n = \sum_{s=1}^{A} P(\phi_s) e^{jn\phi_s}, \tag{6.26}$$

sendo A o número de amostras angulares ao longo do plano azimute. Note que (6.26) é a versão discreta da equação (3.18). A Fig. 6.7 ilustra exemplos de valores para Λ.

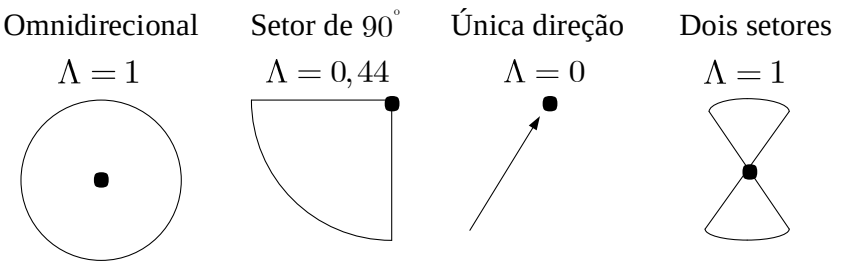


Figura 6.7: Exemplo de distintos valores para Λ.
Figura adaptada de [38, Subseção 6.3.1].

6.3.3 Constrição angular

A constrição angular (*angular constriction*) descreve a concentração de multipercursos em torno de duas direções azimutais quaisquer [63, 64]. Ela é definida como

$$A_{\mathrm{c}} = \frac{|F_2 F_0 - F_1^2|}{F_0^2 - |F_1|^2}, \tag{6.27}$$

e seu valor estará entre 0 e 1, sendo que 1 indica que a potência está igualmente distribuída em duas direções do plano azimute e 0 indica que não há concentração clara de potência. Note que a interpretação física da constrição angular é bastante similar àquela referente ao espalhamento angular, o qual também se encontra entre 0 e 1, com 0 indicando concentração de potência localizada no correspondente azimute de referência e 1 indicando que não há concentração clara das componentes dos múltiplos percursos que chegam à antena receptora, conforme apresentado na Seção 3.5. A Fig. 6.8 ilustra um exemplo numérico deste parâmetro para casos distintos de concentração de energia em torno da antena receptora. Vale ressaltar que para o caso de concentração de potência igualmente distribuída em duas direções ($A_{\mathrm{c}} = 1$) o valor de Λ será máximo ($\Lambda = 1$) se a concentração ocorrer em direções opostas.

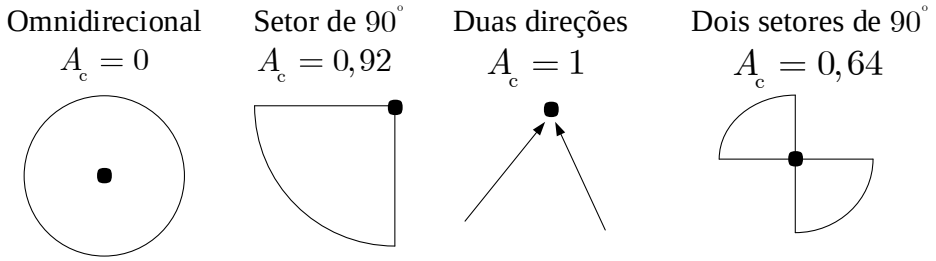


Figura 6.8: Exemplo de distintos valores de A_{c}.
Figura adaptada de [38, Subseção 6.3.1].

6.3.4 Ângulo de maior desvanecimento

O ângulo de maior desvanecimento, ϕ_{max}, representa a direção no plano azimute na qual o receptor experimentaria a maior taxa de seletividade espacial possível caso se deslocasse nessa direção [63, 64]. Ele é calculado por

$$\phi_{\mathrm{max}} = \frac{1}{2} \arg \max_{\phi} \left(F_0 F_2 - F_1^2\right). \tag{6.28}$$

6.3.5 Variância do espalhamento do número de onda

O número de onda (*wavenumber*) [38, Subseção 6.3.2] é um parâmetro físico que mede a frequência espacial de variação de um sinal, usualmente expresso em ciclos por unidade de distância. Este parâmetro está intimamente ligado à seletividade espacial do canal, pois quanto maior seu valor mais seletivo espacialmente ele é, ou seja, o receptor irá experimentar mais variações de intensidade de sinal em um dado trecho de movimentação. No entanto, o número de onda sozinho não é capaz de revelar a amplitude de tais variações, o que pode ser conseguido por meio da variância do espalhamento de número de onda (*wavenumber spread variance*) [38, Subseção 6.3.2], a qual é determinada a partir do espalhamento angular, da constrição angular e do ângulo de maior desvanecimento, de acordo com

$$\sigma_{\mathrm{V}}^2 = \frac{2\pi^2\Lambda^2 P_{\mathrm{rec}}}{\lambda^2}\left\{1 + A_{\mathrm{c}}\cos[2(\phi_{\mathrm{R}} - \phi_{\mathrm{max}})]\right\}. \tag{6.29}$$

Portanto o valor de σ_{V}^2 descreve a seletividade espacial de um canal dentro da área local (região circular de diâmetro menor do que c/B onde c é a velocidade da luz e B a largura de banda do sinal transmitido) para um receptor se movendo na direção ϕ_{R}. A equação (6.29) pode ser utilizada em qualquer canal onde as componentes de multipercurso incidem no plano horizontal [59], [38, Subseção 6.3.2].

Pode-se afirmar que a seletividade espacial torna-se menos dependente da direção de deslocamento do receptor à medida que as componentes de multipercurso tendem a chegar por todas as direções do plano azimute, afinal A_{c} tenderá para zero fazendo com que a parcela que relaciona a direção de deslocamento na equação (6.29) seja cancelada. O receptor experimentaria a máxima seletividade espacial possível caso se deslocasse na direção de ϕ_{max} considerando que haja concentração de energia em apenas duas direções (igualmente distribuída), porém opostas, no receptor, afinal os parâmetros Λ e A_{c} tenderiam a unidade maximizado σ_{V}^2. Por outro lado a seletividade espacial seria mínima para o caso onde há incidência em apenas uma direção, afinal o parâmetro Λ tenderia a zero fazendo com que σ_{V}^2 também tenda a zero. Essas relações estão ilustradas na Fig. 6.9.

Os parâmetros espaciais do canal podem ser analisados em termos de funções de correlação espaciais de maneira análoga àquela descrita no Capítulo 3, as quais também se relacionam por meio de pares de transformada de Fourier. Mais detalhes sobre essas funções podem ser obtidos em [63].

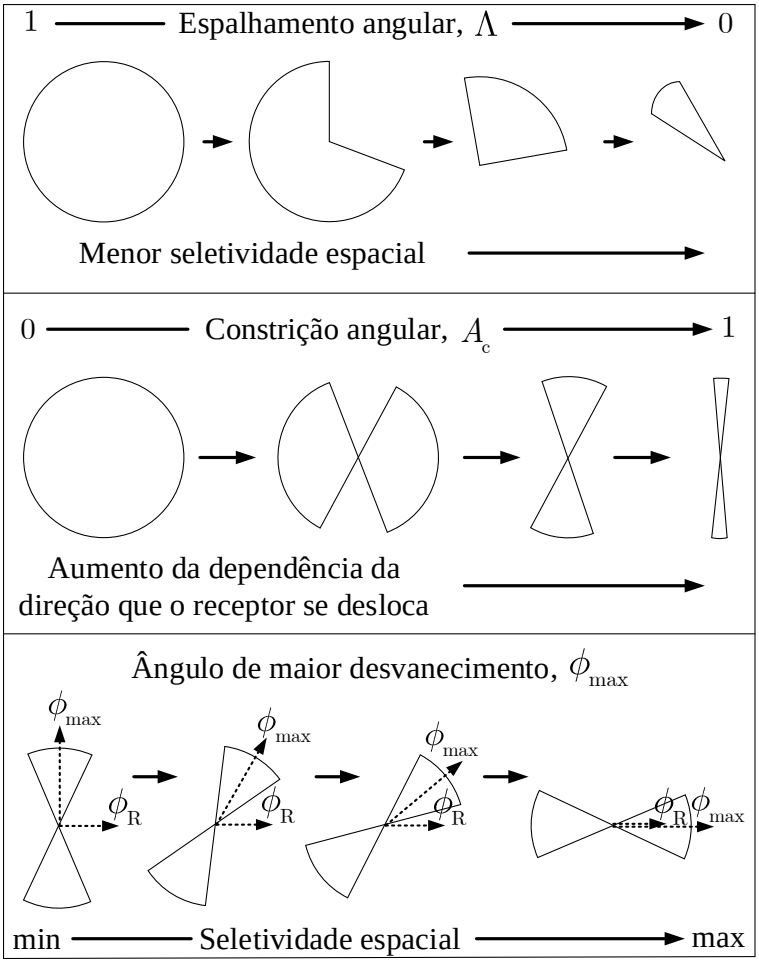


Figura 6.9: Comportamento da seletividade espacial de acordo com os parâmetros Λ, A_c e ϕ_{max}.
Figura adaptada de [38, Seção 6.4].

Capítulo 7

Simulações

Neste capítulo são apresentados alguns resultados referentes à extração de parâmetros do canal por meio do correlator deslizante. Para exemplificar um possível procedimento prático de caracterização do canal, considera-se que o equipamento de sondagem utiliza uma antena dipolo omnidirecional no transmissor e uma antena direcional (tipo corneta, por exemplo) com abertura de feixe de 7° no receptor, montada sob uma plataforma de medida semelhante àquela ilustrada na Fig. 6.5. Para um determinado ângulo do plano de elevação a antena de recepção é rotacionada de 0° a 360° no plano azimute, em passos de 5°. O perfil de atraso de potência em cada um dos 72 passos angulares é então obtido por meio do elemento de sondagem por correlator deslizante. Após completar o giro, a antena de recepção é deslocada em passos de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) ao longo da plataforma linear de comprimento 4λ, possibilitando o estudo das variações de potência em pequena escala. Esse procedimento é repetido em diversas localidades, permitindo que se realize a caracterização espacial e temporal do ambiente de propagação [5, 20, 50, 51, 64].

De forma a se ter controle sobre os parâmetros estimados, em vez de medidas reais foi utilizada uma simulação com o software VisSim/Comm [67] versão 8.0, para geração do sinal de sondagem, do canal multipercurso e do correlator deslizante. O arquivo executável correspondente a essa simulação está disponível em [68]. Os sinais de saída do correlator deslizante foram então pós-processados com o MATLAB, para a extração dos parâmetros de interesse.

7.1 Simulação do sistema de sondagem

A Fig. 7.1 apresenta o diagrama de blocos macro do sistema de sondagem, com destaque para as caixas de diálogo para configuração de cada um dos subsistemas componentes. O transmissor gera um sinal de sondagem em banda base, sendo composto por um simples gerador de sequência pseudo aleatória que é um bloco nativo do VisSim/Comm. Para esse gerador configura-se a taxa de chips R_c e o número m de elementos de memória (*flip-flops* tipo D) que compõem o seu registrador linear de deslocamento com realimentação (LFSR, *linear feedback shift-register*) [8, p. 612]. O comprimento da sequência PN gerada é então $N = 2^m - 1$.

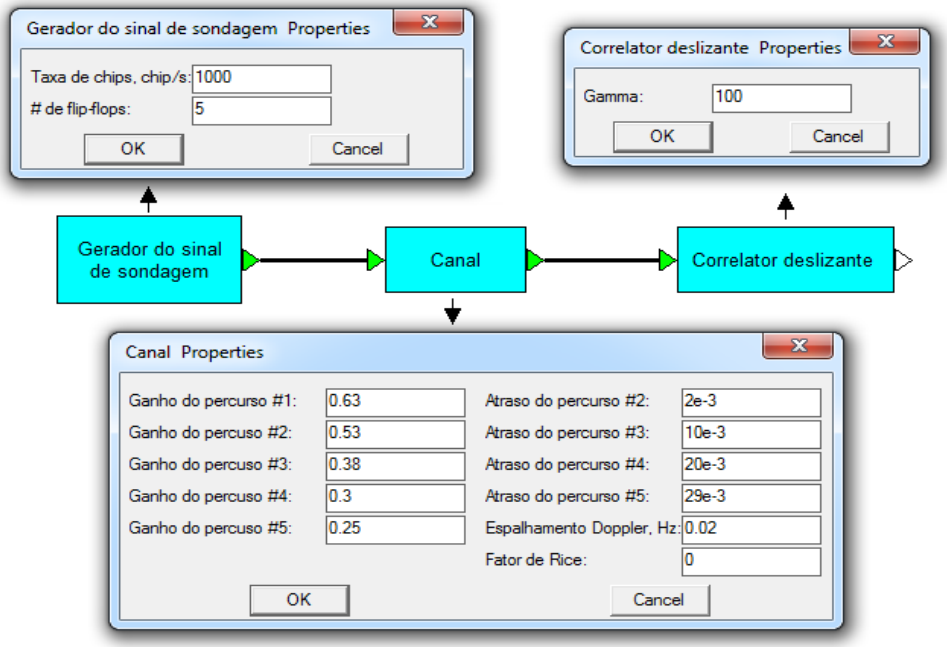


Figura 7.1: Sistema de sondagem por correlator deslizante implementado no VisSim/Comm.

O canal, cujos blocos componentes podem ser vistos na Fig. 7.2, segue o modelo de linha de atrasos com derivações abordado na Seção 2.4, simulando cinco percursos de propagação com atrasos e ganhos configuráveis, podendo-se também configurar o espalhamento Doppler (para que se estabeleça a taxa de variação do desvanecimento) e o fator de Rice do desvanecimento (0 corresponde ao desvanecimento de Rayleigh (rever Seção 2.3)). Os blocos componentes do bloco composto identificado como "Desvanecimento Rice"na Fig. 7.2 estão apresentados no diagrama da Fig. 7.3. A teoria referente à construção desse diagrama é explorada em [8, pp. 217-219]. Basicamente, o que se faz é gerar as partes real e imaginária do desvanecimento a partir da filtragem de dois processos Gaussianos de forma a se ter controle sobre sua taxa de variação. As

médias dos processos Gaussianos resultantes são então deslocadas em função do fator de Rice configurado.

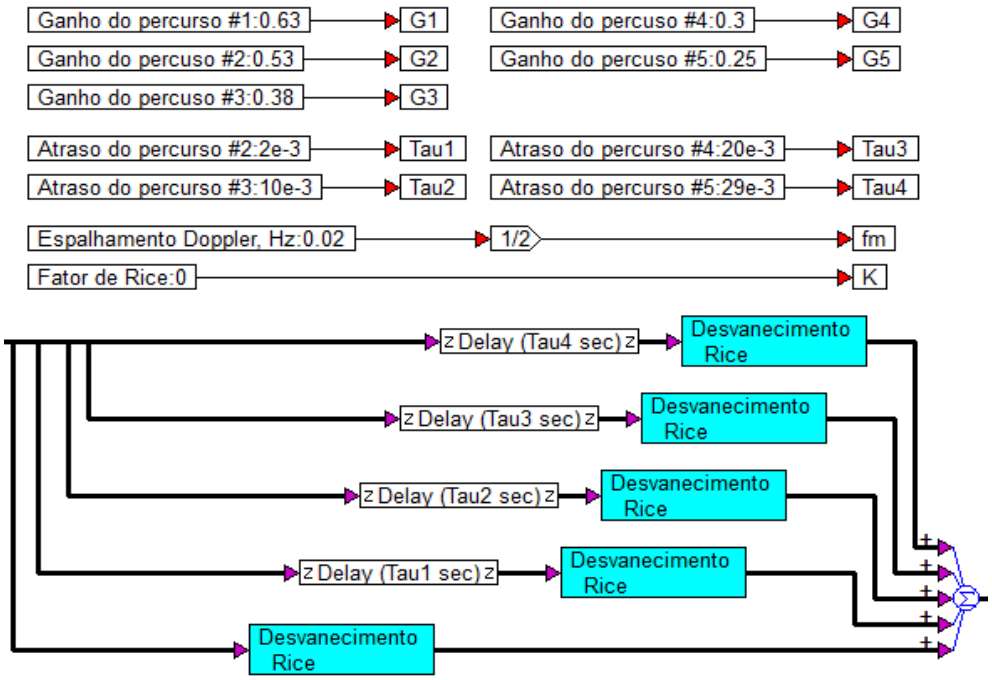


Figura 7.2: Interior do bloco "Canal"da Fig. 7.1.

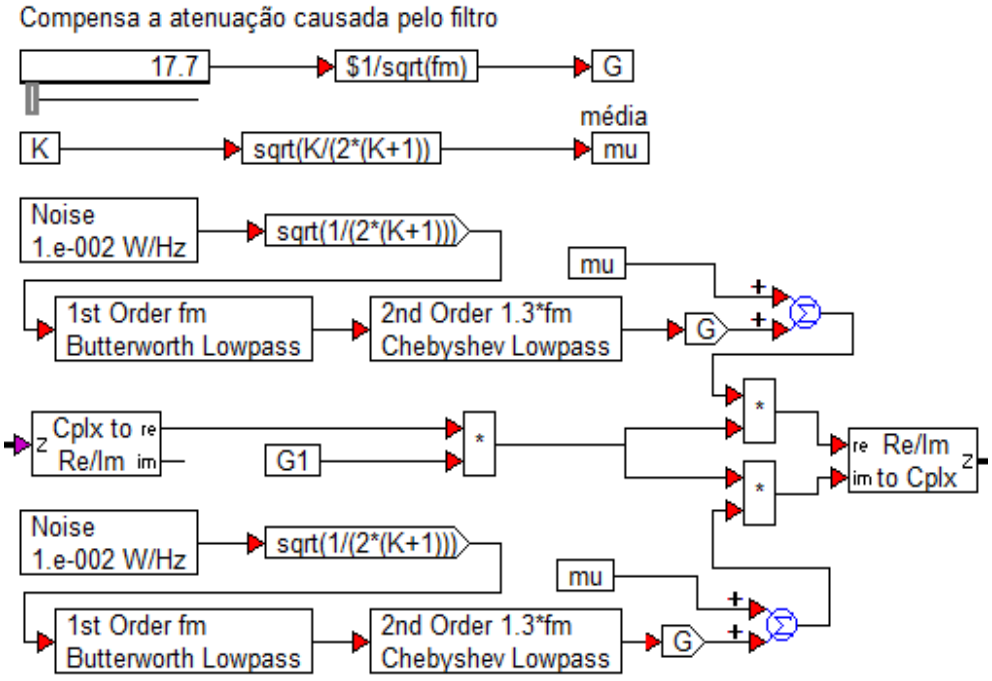


Figura 7.3: Interior de um dos blocos "Desvanecimento Rice"da Fig. 7.2.

O receptor, cujos blocos componentes podem ser vistos na Fig. 7.4, foi implementado por dois correlatores deslizantes em banda base, os quais simulam os correlatores

deslizantes em quadratura da Fig. 6.1. O único parâmetro de configuração do receptor é o fator de dilatação γ, o qual, conforme a equação (5.15) apresentada na Seção 5.2, estabelece a taxa de chips R_c' das sequências PN locais de acordo com

$$R_c' = R_c \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right), \tag{7.1}$$

e, conforme a Seção 5.3, governa a frequência de corte dos filtros passa-baixas, estas automaticamente configuradas como $f_c = R_c/\gamma$. A resposta ao impulso de cada um dos filtros utilizados na simulação é uma versão truncada da resposta ao impulso de um filtro ideal. Portanto, ambos têm resposta em frequência bastante próxima a resposta de um filtro ideal.

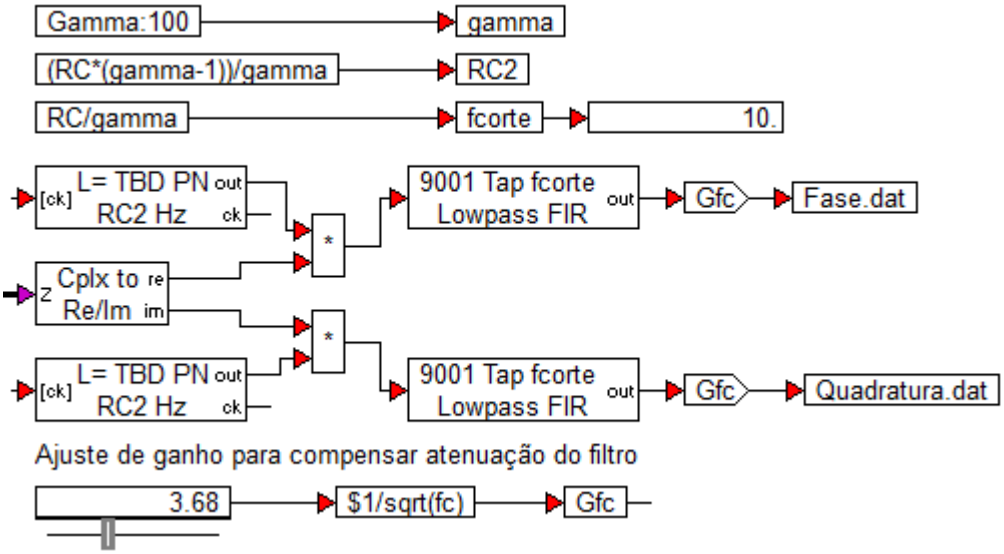


Figura 7.4: Interior do bloco "Correlator deslizante"da Fig. 7.1.

Com os parâmetros pré-configurados apresentados na Fig. 7.1, o tempo para que se estime uma resposta ao impulso do canal é de $NT_c\gamma = 3{,}1$ segundos. Note que este tempo dilatado corresponde a $\gamma = 100$ vezes o tempo real de um período da sequência PN transmitida, ilustrando a grande limitação da sondagem por correlator deslizante, que é o fato de não ocorrer em tempo real.

A duração da simulação foi configurada de forma que seja possível obter 2048 estimativas, as quais são exportadas para arquivos com extensão `.dat`. Um dos arquivos armazena a parte real e o outro armazena a parte imaginária das respostas ao impulso. No MATLAB, tais arquivos geram uma matriz complexa de ordem 2048×5, sendo que cada coluna está associada a um percurso de propagação.

7.2 Estimação dos parâmetros temporais

A Fig. 7.5 mostra um conjunto de 10 observações da magnitude da resposta ao impulso variante no tempo do canal simulado, em sua forma discreta (após amostragem das formas de onda de saída do correlator deslizante). Na simulação o atraso de propagação vale zero e, portanto, a primeira componente de multipercurso captada pelo receptor ocorre em $\tau = 0$.

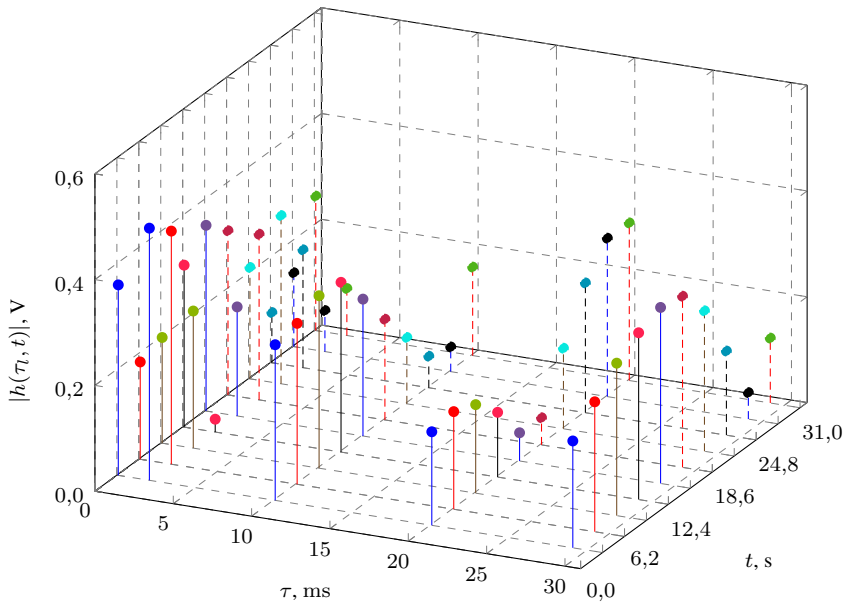


Figura 7.5: Realização de dez respostas ao impulso discretas do canal.

Como a simulação foi configurada para simular um canal com desvanecimento tipo Rayleigh, as funções densidade de probabilidade das partes real e imaginária de cada componente de multipercurso serão Gaussianas de média nula. Como consequência, a magnitude e a fase do desvanecimento terão densidades de probabilidade Rayleigh e uniforme em $(-\pi, \pi]$, respectivamente. Tais densidades podem ser estimadas a partir das amostras complexas das componentes de multipercurso ao longo do tempo por meio de testes de aderência, conforme descrito na Subseção 6.2.9. Tomando como exemplo as amostras complexas do primeiro percurso, tal como geradas por simulação, a Fig. 7.6 mostra os histogramas e as correspondentes funções densidade de probabilidade que melhor se encaixaram às amostras de acordo com o software EasyFit. Note que tais densidades de fato são aquelas supramencionadas.

A partir de 2048 realizações como aquelas ilustradas na Fig. 7.5, utilizando as equações (6.6) e (6.7) foi encontrado o perfil de atraso de potência médio mostrado na Fig. 7.7, antes e após amostragem. Deve-se atentar para o fato de que os valores das

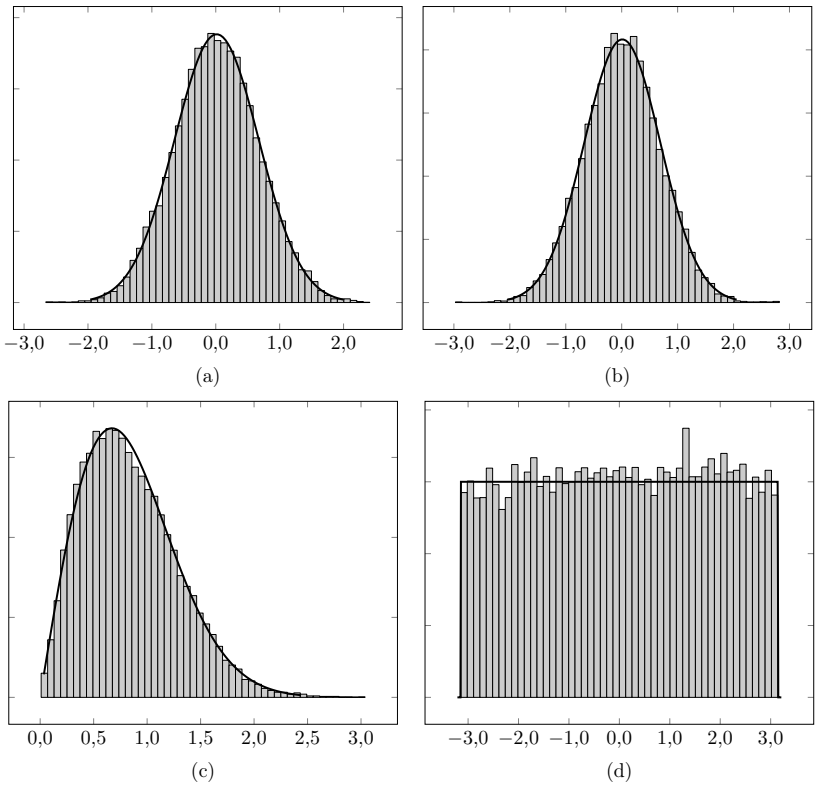


Figura 7.6: Histogramas e melhores encaixes das correspondentes funções densidade de probabilidade referentes ao desvanecimento em um único percurso de propagação (foram usadas 30720 amostras complexas no teste de aderência): (a) parte real, (b) parte imaginária, (c) magnitude e (d) fase.

amostras do perfil médio em seus picos não necessariamente correspondem aos valores de $P(\tau_l)$. Como discutido na Subseção 6.2.7, é o processo de calibração do sistema de sondagem que garantirá que a potência total no sinal recebido possa ser calculada por meio de (6.18). Na simulação em questão, a potência do sinal transmitido é de 1 watt e o ganho médio de potência do canal é unitário. Como a presença de cabos e conectores não foi simulada, a potência total do sinal recebido deve também ser de 1 watts. Perceba que ao serem somados os valores de $P(\tau_l)$ na Fig. 7.7, obtém-se aproximadamente o valor de 1 watt. As amostras do perfil de atraso de potência médio foram operadas nas equações (6.9) e (6.10) o valor encontrado para o espalhamento de retardo rms foi de $\sigma_\tau \approx 9 \times 10^{-3}$ segundos.

Como descrito na Subseção 6.2.4, a banda de coerência do canal é determinada a partir da função de correlação $\Phi_H(\Delta f)$, a qual foi computada a partir da simulação em sua configuração inicial resultando na função apresentada na Fig. 7.8. Na mesma figura destaca-se o valor da banda de coerência calculada por meio de (6.11), cujo

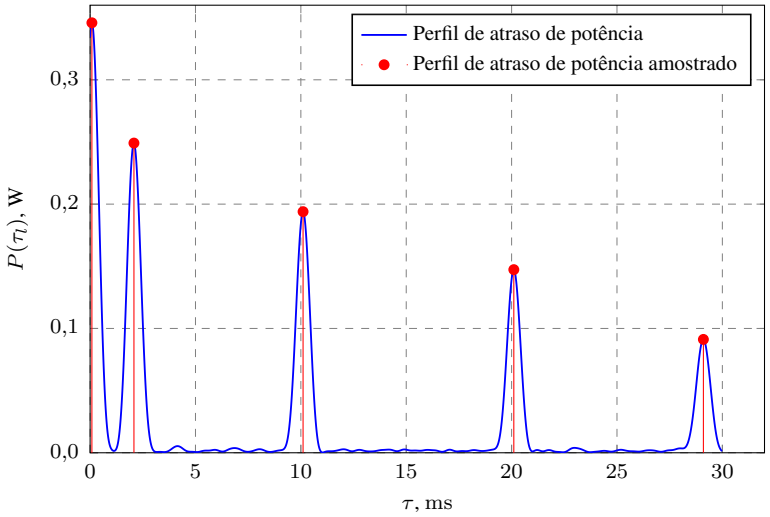


Figura 7.7: Perfil de atraso de potência médio, construído a partir de 2048 perfis instântaneos.

valor é $B_C \approx 23$ Hz. Então, se a banda do sinal transmitido através do canal for maior que 23 Hz, há grande chance de ocorrência de desvanecimento seletivo em frequência no sinal recebido. Por outro lado, se a banda do sinal foi menor que 23 Hz, mais provavelmente ocorrerá desvanecimento plano.

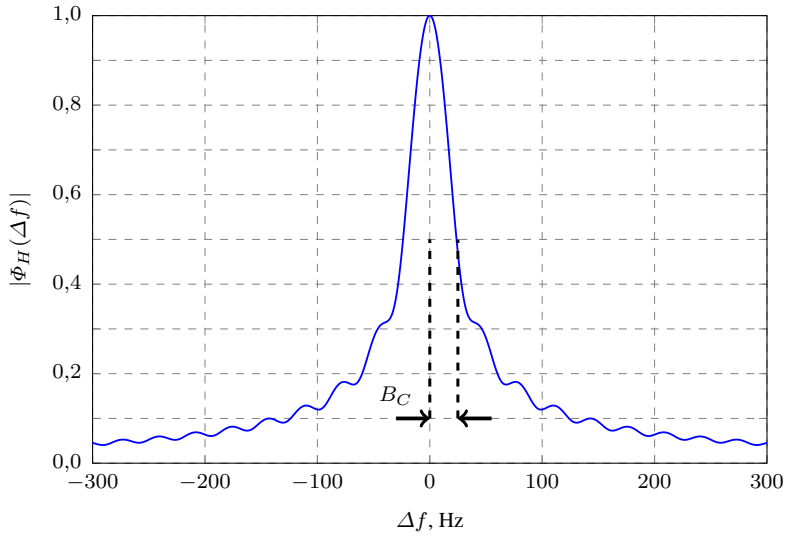


Figura 7.8: Função de correlação do canal espaçado em frequência e o valor da banda de coerência B_C.

O espalhamento de retardo e a banda de coerência estão associados à dispersão temporal causada pela propagação multipercurso, mas não revelam nada a respeito da variação temporal do canal causada por movimentos relativos entre o transmissor e o receptor. Para isso deve-se analisar o efeito Doppler e o tempo de coerência. Com base nos conceitos apresentados na Subseção 6.2.5, a partir das medidas simuladas estimou-

se o espectro de potência Doppler, $S_H(\kappa)$, o qual está ilustrado na Fig. 7.9. Na parte (a) da figura está ilustrado o espectro de potência Doppler obtido com base na plataforma de medida apresentada na Seção 7.1, cujo o interior do bloco "Desvanecimento Rice"está ilustrado na Fig. 7.3 e na parte (b) está ilustrado o espectro Doppler obtido considerando os mesmos parâmetros de entrada (ilustrado na Fig. 7.1), no entanto, ao invés do bloco "Desvanecimento Rice"foi utilizado o bloco nativo "Rice/Rayleigh Fading". Nessa figura destaca-se a medida do espalhamento Doppler, o qual está associado com a taxa de variação do canal. Seu valor está próximo de $0{,}02$ Hz, conforme configurado na plataforma de simulação do VisSim/Comm apresentada na Fig. 7.1.

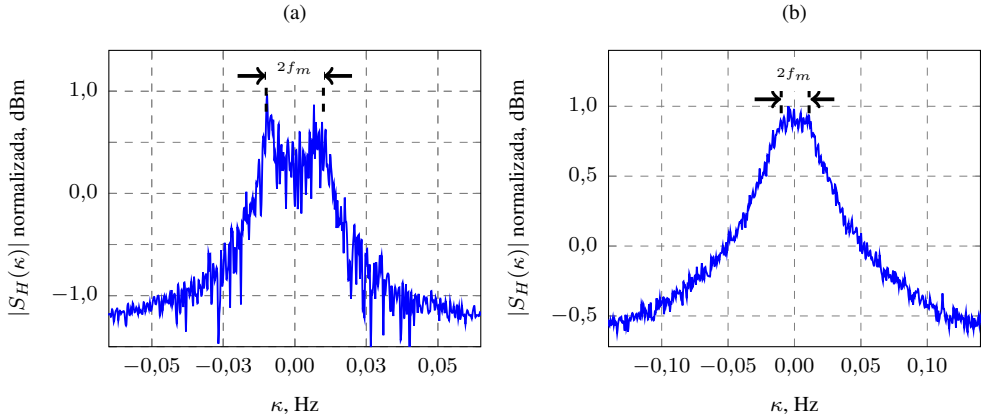


Figura 7.9: Espectro de potência Doppler do canal.

De acordo com a Subseção 6.2.6, estimou-se a magnitude da função de correlação espaçada no tempo do canal, $\Phi_H(\Delta t)$, cujo resultado é apresentado na Fig. 7.10. Na mesma figura destaca-se o valor do tempo de coerência calculado por meio de (6.15), cujo valor é $T_C \approx 18$ segundos. Isso significa que se o período de símbolo do sinal transmitido for maior que 18 segundos, caracterizar-se-á um canal com desvanecimento rápido. Caso contrário, diz-se que o canal apresentará desvanecimento lento. Destaca-se que a função $\Phi_H(\Delta t)$ ilustrada na Fig. 7.10 foi obtida considerando o espectro de potências Doppler ilustrado na parte (b) da Fig. 7.9. Optou-se pela escolha do espectro da parte (b) devido a baixa exigência na resolução para representar $S_H(\kappa)$. O máximo espalhamento Doppler que o correlator deslizante consegue medir é muito pequeno ($\approx 0{,}16$) em comparação com a taxa de chips (1000). Neste caso seria necessária uma frequência de amostragem bastante elevada para que a resolução do gráfico $S_H(\kappa)$ ilustrado na parte (a) da Fig. 7.9 fosse alta.

A Fig. 7.11 ilustra a magnitude da função de correlação espaçada no tempo, $\Phi_H(\Delta t)$, e a magnitude da função de correlação espaçada na frequência, $\Phi_H(\Delta f)$, para quatro tipos distintos de canal. Para obtenção dessas funções, os valores de ganho,

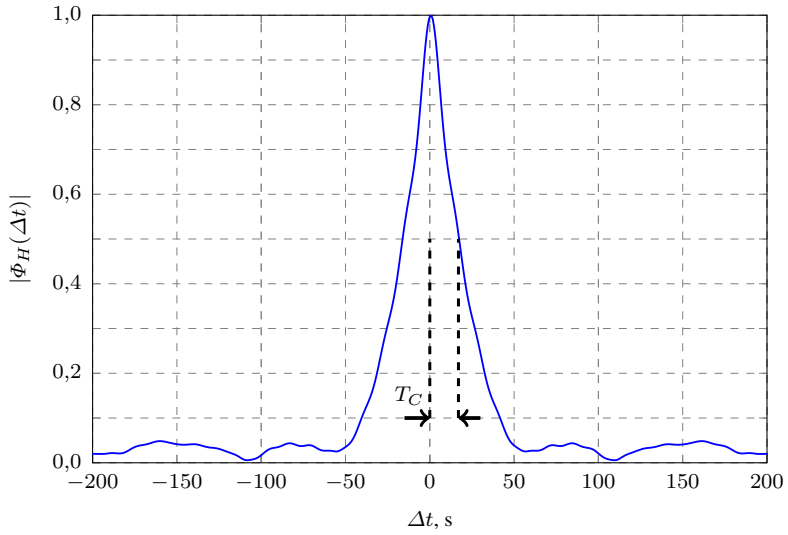


Figura 7.10: Função de correlação do canal espaçado no tempo e o valor do tempo de coerência T_c.

atrasos entre percursos e espalhamento Doppler foram alterados em relação aos valores iniciais mostrados na Fig. 7.1. Como esperado, a função de correlação espaçada na frequência se alarga à medida que o espalhamento de retardo diminui. Analogamente, a função de correlação espaçada no tempo se alarga à medida que o espalhamento Doppler diminui.

Note que os parâmetros que estão sendo obtidos a partir de medidas simuladas pela plataforma descrita na Seção 7.1 não são realistas, reflexo da forma como a simulação foi implementada, priorizando-se o aspecto didático. Em outras palavas, a simulação foi implementada e configurada sem a preocupação com a fidelidade dos resultados em relação àqueles tipicamente encontrados na prática. Caso essa fidelidade fosse almejada, o efeito colateral seria uma velocidade de processamento da simulação proibitivamente elevada. Contudo, os procedimentos e conclusões hora descritos são válidos tanto para as medidas simuladas quanto o seriam para as medidas reais.

7.3 Estimação dos parâmetros espaciais

Os parâmetros estatísticos espaciais do ambiente de propagação são estimados a partir do perfil angular de potência, conforme ilustra o diagrama da Fig. 6.2. Como descrito na Subseção 6.3.1, para a estimação do perfil angular de potência na prática pode-se adotar a técnica de rotação mecânica de uma antena direcional, sendo estimado um perfil de atraso de potência para cada passo angular no plano azimute. Entretanto, a

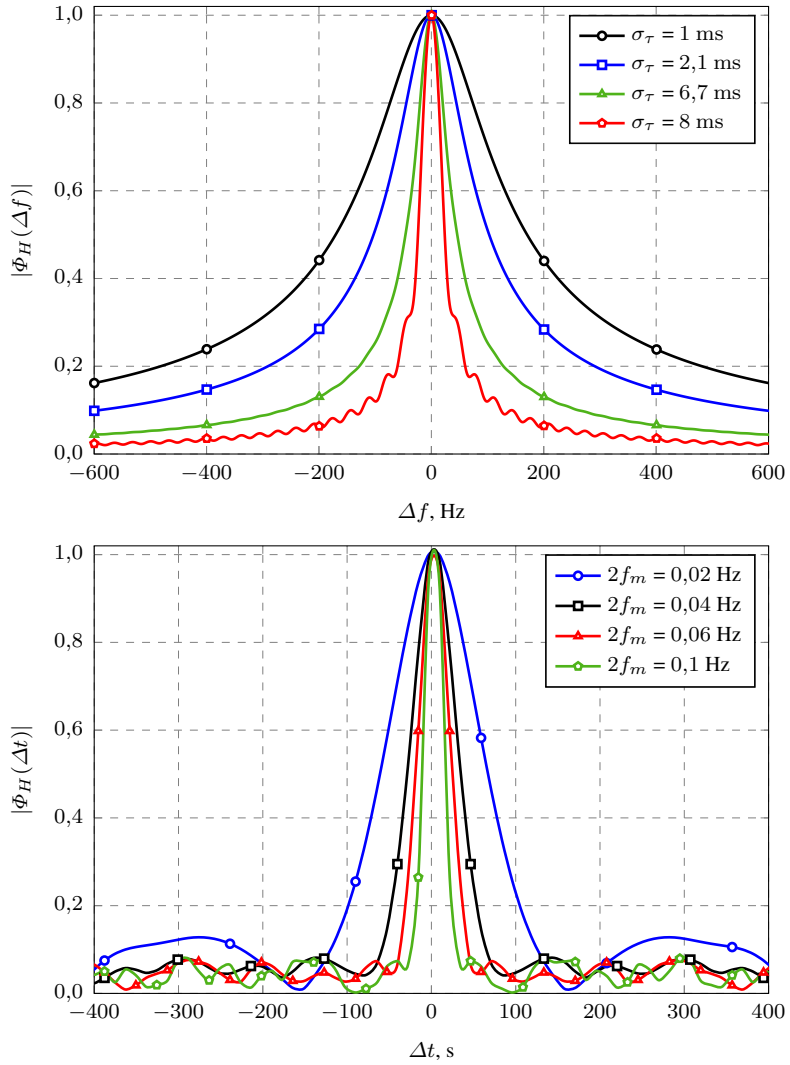


Figura 7.11: Magnitude da função de correlação espaçada na frequência $\Phi_H(\Delta f)$ (acima) para diferentes espalhamentos de retardo, e da função de correlação espaçada no tempo $\Phi_H(\Delta t)$ (abaixo) para diferentes espalhamentos Doppler.

plataforma de simulação descrita na Seção 7.1 não é capaz de simular a parte mecânica de tal técnica. Com o objetivo de produzir efeitos semelhantes àqueles proporcionados pela técnica de rotação mecânica com a plataforma da Fig. 7.1, admitiu-se que a antena de recepção foi rotacionada de 0 a 360° no plano azimute, em passos de 10°, e que para cada ângulo foi estimado um perfil de atraso de potência médio levando em conta 20 perfis instantâneos, totalizando 720 medidas. Para cada grupo de 20 perfis de atraso de potência instantâneos, os ganhos dos percursos simulados foram alterados de forma a ilustrar as variações de potência recebida que o canal pode produzir para diferentes direções de chegada do sinal na antena receptora, no plano azimute. Utilizando tal procedimento obteve-se o perfil angular de potência apresentado na Fig. 7.12, em coordenadas polares e retangulares. Recordando, esse perfil descreve a variação de

potência recebida média em função do ângulo azimute de chegada, conforme definido em (6.24).

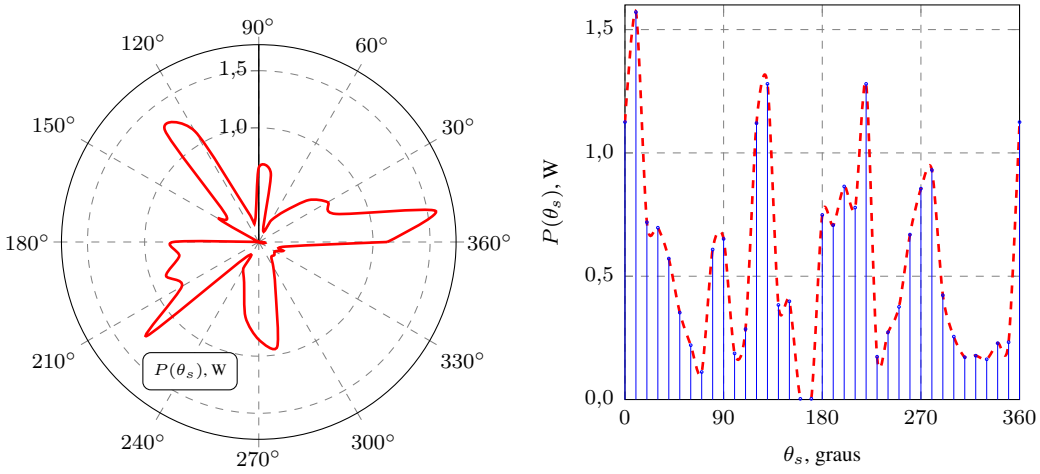


Figura 7.12: Perfil angular de potência, $P(\theta_s)$, em coordenadas polares (esquerda) e em coordenadas retangulares (direita).

Na parte superior da Fig. 7.13 estão ilustrados perfis de atraso de potência em função do ângulo de chegada em azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$, conforme definido em (6.23), e na parte inferior estão as respectivas curvas de nível de potência ao longo do plano azimutal. O gráfico na parte superior permite visualizar a potência do sinal recebido para cada componente de multipercurso, o que representa um nível de detalhamento maior em comparação com o perfil angular de potência ilustrado pela Fig. 7.12. O perfil angular de potência referente a cada percurso de propagação pode ser obtido por meio de $P(\tau_l, \phi_s)$, bastando fixar o valor de τ_l e ler os valores de potência ao longo dos valores dos ângulos ϕ_s.

As amostras do perfil angular de potência foram operadas por meio da equação (6.26) para que fossem calculados os coeficientes F_0, F_1 e F_2, os quais foram utilizados no cálculo do espalhamento angular Λ, da constrição angular A_{c}, e do ângulo de maior desvanecimento ϕ_{max}, de acordo com (6.25), (6.27) e (6.28), respectivamente. Para o caso ilustrado nas Figs. 7.12 e 7.13 foi obtido $\Lambda \approx 0{,}99$. Percebe-se que a energia não está concentrada em apenas uma direção, fazendo com que este parâmetro aproxime do valor máximo que vale 1. Como o desvanecimento espacial está relacionado com os percursos chegando em diferentes direções no receptor, um valor alto de Λ reflete em alta seletividade espacial. A potência recebida também não está concentrada em apenas duas direções, o que é revelado pelo valor relativamente baixo da constrição angular, $A_{\text{c}} \approx 0{,}14$. A direção que o receptor deve seguir para experimentar a maior seletividade espacial é de $\phi_{\text{max}} \approx 20°$. Aplicando estes resultados em (6.29) encontra-

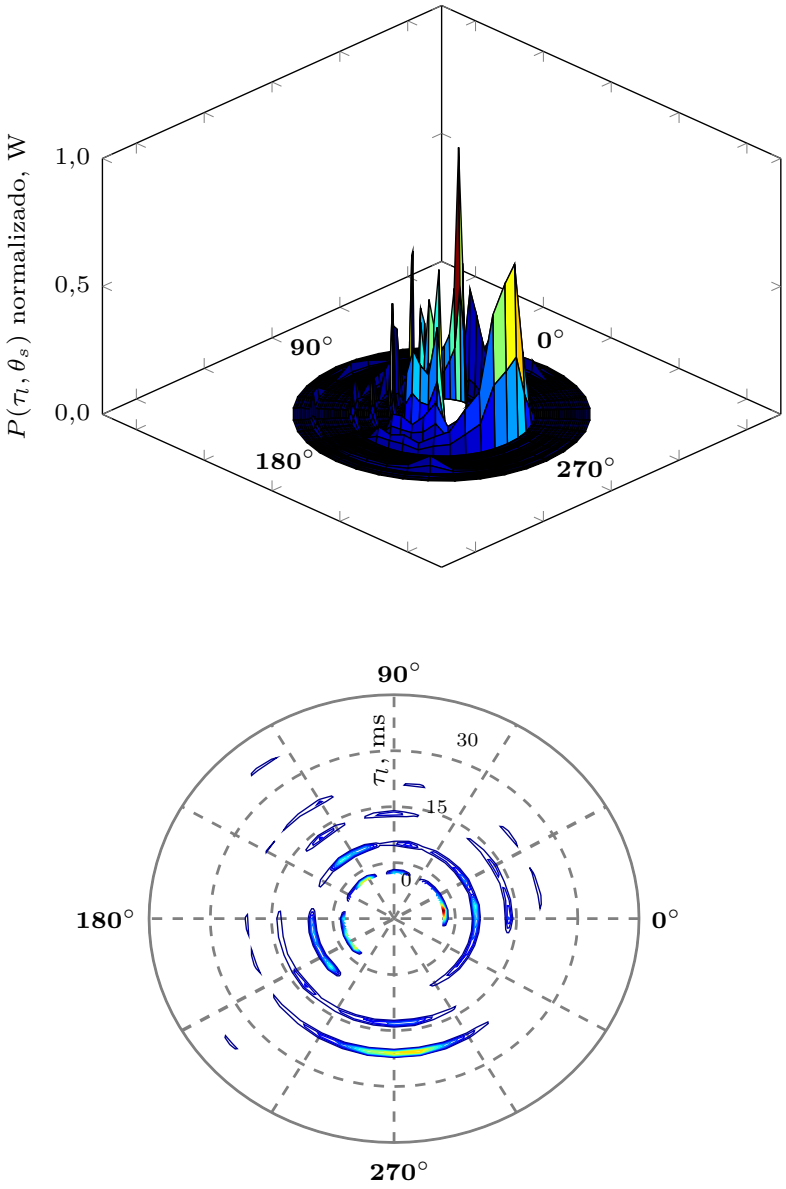


Figura 7.13: Acima: perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$. Abaixo: curvas de nível de $P(\tau_l, \phi_s)$ no plano azimute.

se o valor da variância do espalhamento de número de onda que, conforme mencionado na Subseção 6.3.5, descreve a seletividade espacial do canal. Para este caso o valor de σ_{V}^2 considerando $\phi_{\mathrm{R}} = \phi_{\mathrm{max}}$ e $\lambda = 3$ é de aproximadamente $2{,}5$.

Com o intuito de esclarecer ainda mais sobre a interpretação dos parâmetros Λ, A_{c}, ϕ_{max} e σ_{V}^2, dois novos cenários foram criados, gerando mais dois conjuntos de medidas de 720 perfis de atraso de potência, sendo 20 perfis para cada um dos 36 ângulos de

azimute (de $0°$ a $360°$ em passos de $10°$). A Fig. 7.14 ilustra o perfil angular de potência dos dois cenários, em coordenadas polares e retangulares. Como pode ser observado nessa figura, sua parte superior ilustra o cenário onde a potência está mais concentrada apenas em uma direção (cenário 1), sendo que a parte inferior ilustra o cenário onde a potência está concentrada aproximadamente em duas direções (cenário 2).

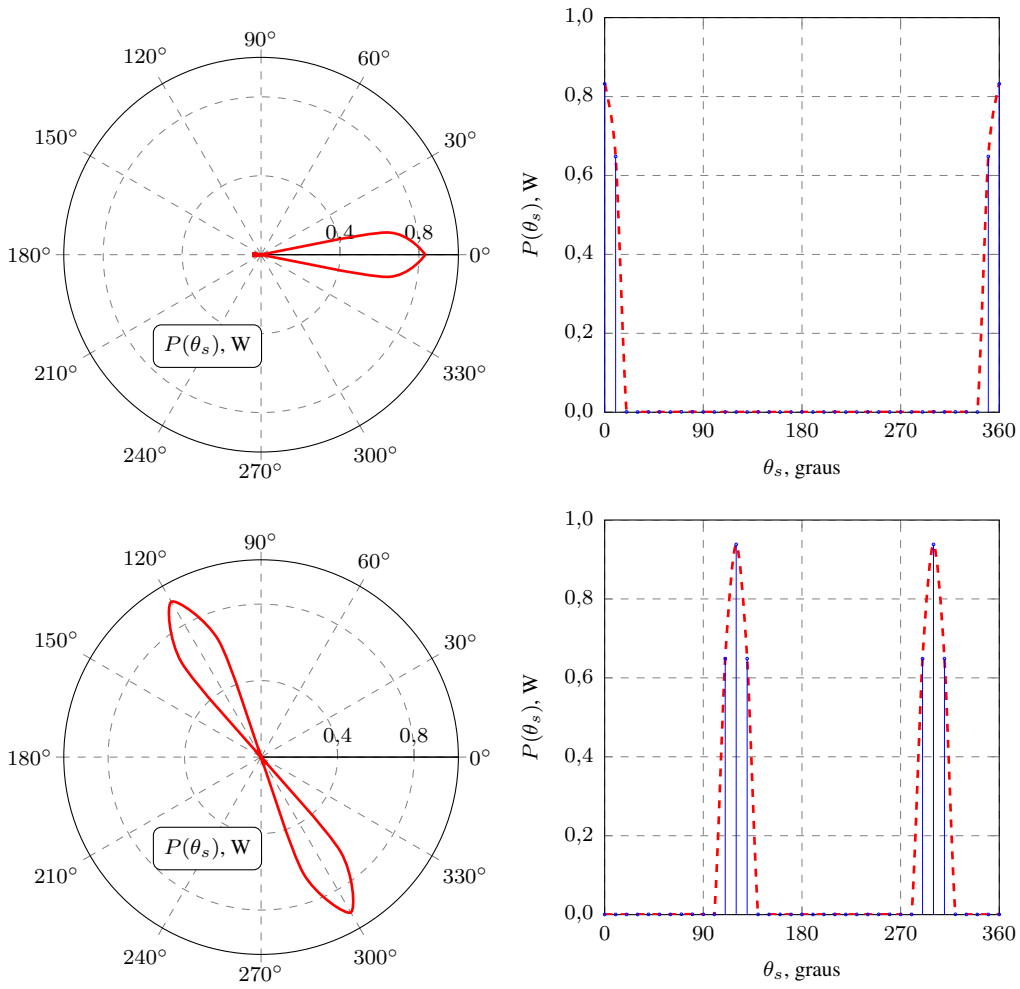


Figura 7.14: Perfil angular de potência, $P(\theta_s)$, em coordenadas polares e em coordenadas retangulares para o cenário onde há concentração de energia em uma direção (gráficos acima) e para o cenário onde há concentração de energia em duas direções (gráficos abaixo).

A Tabela 7.1 lista os valores dos parâmetros Λ, A_{c}, ϕ_{max} e σ_{V}^2 para os dois cenários descritos. Com base nos dados da tabela é possível perceber que o valor de Λ para o cenário 1 é menor do que para o cenário 2, como esperado. Afinal, $\Lambda = 0$ representa concentração de energia apenas em uma direção que é aproximadamente o caso do cenário 1. O valor de A_{c} para o cenário 1 é menor do que para o cenário 2, o que também era de se esperar, pois $A_{\mathrm{c}} = 1$ representa a energia igualmente distribuída

em duas direções, que é a situação da qual o cenário 2 se aproxima. No cenário 1 o valor de ϕ_{max} calculado por meio de (6.28) está próximo de $0°$. No cenário 2 este valor está próximo de $-60°$ (ou $300°$). Esse parâmetro informa que, caso o receptor se desloque nesta direção, ele experimentará a máxima seletividade espacial possível. Essa afirmação é feita com base no valor de σ_{V}^2, que é um parâmetro que descreve a seletividade espacial. Observando a equação (6.29), nota-se que a parcela dependente da direção atingirá seu valor máximo, que é 1, se $\phi_{\text{R}} = \phi_{\text{max}}$. Como constatado na Tabela 7.1, o valor de σ_{V}^2 do cenário 1, considerando $\lambda = 3$ e que o receptor se desloque na direção de maior desvanecimento, é menor do que para o cenário 2 como era de se esperar, afinal a seletividade espacial do cenário 1 deve ser quase nula por existir concentração de energia das componentes de multipercurso em apenas uma direção. Ressalta-se que estes exemplos são casos atípicos criados apenas com objetivo didático de ilustrar o comportamento dos parâmetros mencionados neste trabalho.

Tabela 7.1: Parâmetros estatísticos espaciais.

Parâmetros Espaciais	**Cenário 1 (concentração em uma direção)**	**Cenário 2 (concentração em duas direções)**
Espalhamento Angular, Λ	0,16	0,99
Constrição Angular, A_{c}	0,21	0,96
Angulo de maior desvanecimento, ϕ_{max}	$0{,}08°$	$-60°$
Variância do espalhamento do número de onda, σ_{V}^2	0,07	4,21

As Figs. 7.15 e 7.16 ilustram os perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute e suas curvas de nível para o cenário 1 e 2 respectivamente. Por meio dessas figuras se pode conhecer a distribuição de potência em torno da antena receptora para cada componente de multipercurso. Como exemplo, observando a Fig. 7.15 percebe-se que o primeiro e o quarto percurso possuem maiores valores de potência em comparação com os três demais. As curvas de nível auxiliam a interpretação de $P(\tau, \phi)$ através de outra perspectiva. As cores fortes, como vermelho e laranja representam altos valores de potência (menores atenuações do canal nesses percursos), enquanto as cores mais fracas como amarelo, verde e azul representam valores mais baixos de potência

(maiores atenuações do canal nesses percursos). Como exemplo, observando as curvas de nível do cenário 1, mostrada na parte inferior da Fig. 7.15, é possível verificar que há uma concentração grande de potência próximo de 0 ms e outra próximo de 25 ms na direção de $0°$.

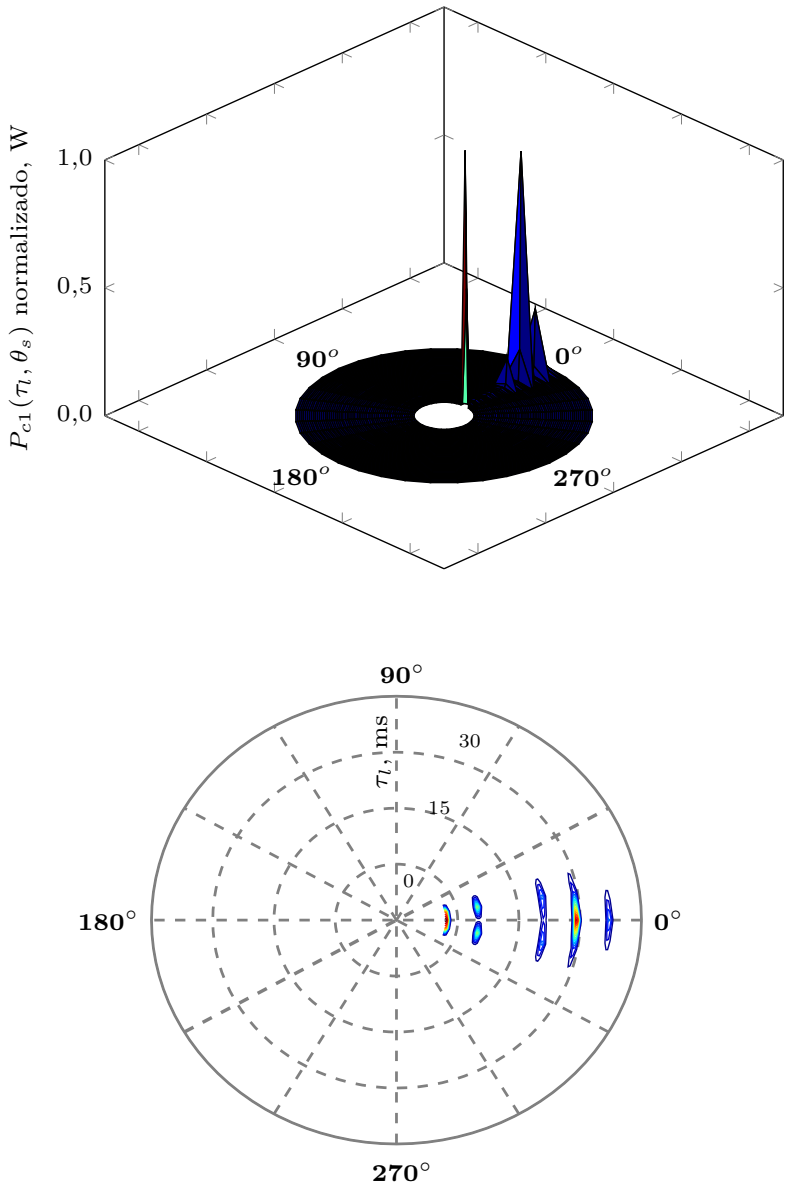


Figura 7.15: Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$ (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 1.

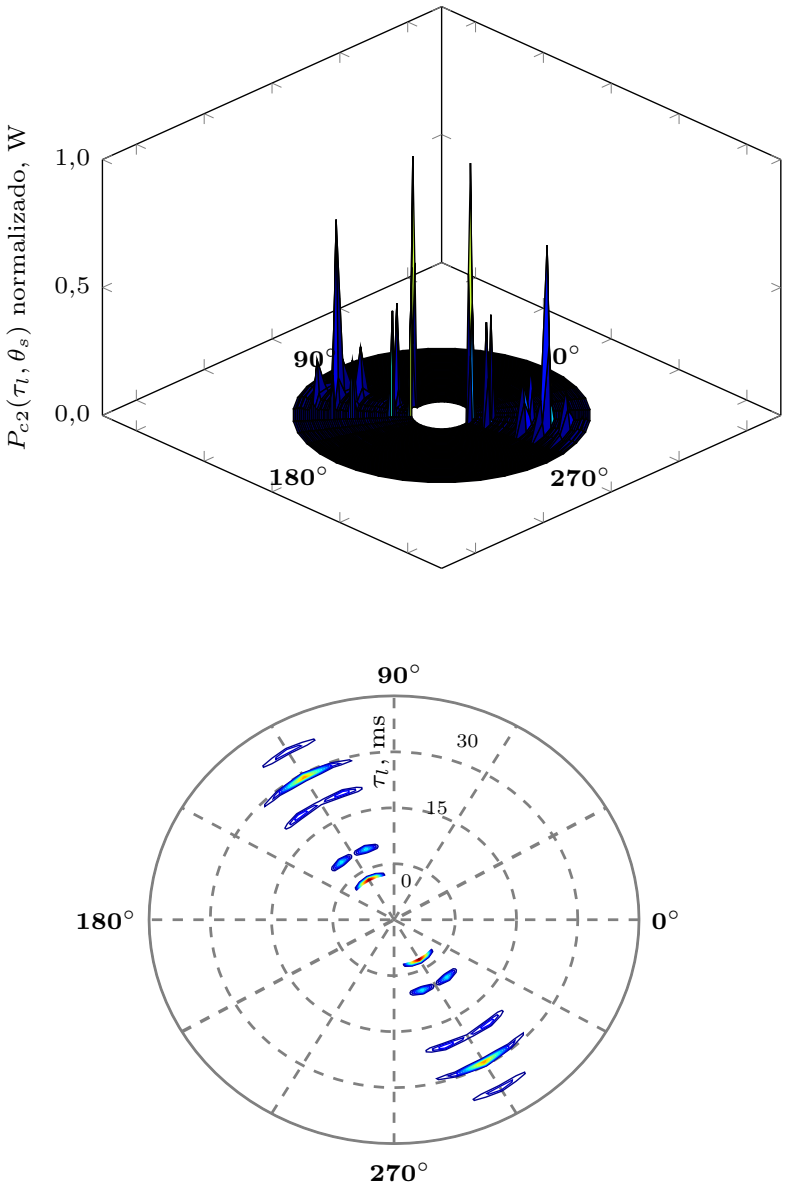


Figura 7.16: Perfis de atraso de potência em função do ângulo azimute, $P(\tau_l, \phi_s)$ (acima), e correspondentes curvas de nível (abaixo) para o cenário 2.

Capítulo 8

Sumário e Oportunidades

Nesta dissertação foi apresentado o estudo de uma das técnicas de sondagem mais utilizadas na caracterização de canais de comunicação sem fio conhecida como sondagem de canal com correlator deslizante. Antes de iniciar o estudo desta técnica foi feito uma revisão dos principais fundamentos sobre os fenômenos de propagação em canais de comunicação sem fio. Foi apresentado as características de propagação em pequena e grande escala, citando alguns tipos de modelos utilizados para prever o comportamento das variações de potência recebida média em área (atenuação do sinal em função da distância entre o transmissor e receptor), média local (associada às influências dos obstáculos entre o transmissor e receptor) e instantâneas (desvanecimento multipercurso). Foi visto que além das variações de potência e fase, a propagação no canal de multipercurso causa outros efeitos no sinal recebido como a dispersão temporal, em frequência e espacial. Para caracterizar estes efeitos, é necessário o conhecimento de alguns parâmetros do canal que podem ser obtidos com base na resposta ao impulso. Como abordado, a resposta ao impulso do canal pode ser obtida através de medições realizadas no ambiente de propagação. Essas medidas são comumente conhecidas como sondagem de canal.

Antes que iniciasse o estudo do correlator deslizante algumas técnicas de sondagem foram citadas, tais como: Sondagem por pulso de RF; Sondagem com analisador de rede vetorial; e Sondagem com banco de correlatores. Como apresentado, na técnica de sondagem com correlator deslizante uma sequência PN é transmitida através do canal. Foi visto que o sinal recebido é a combinação de réplicas do sinal de sondagem transmitido, afetadas por diferentes atrasos de propagação, distintos fatores de atenuação, e distintas rotações de fase. No receptor este sinal foi multiplicado por uma sequência PN idêntica a do transmissor porém com taxa de *chips* ligeiramente menor

e em seguida o resultado deste produto foi filtrado por um filtro passa-baixas, obtendo assim, a estimativa da resposta ao impulso do canal. Foi apresentada uma análise matemática do sinal na saída do correlator deslizante considerando que duas sequências PN, com taxas distintas, foram aplicadas em suas entradas. Foram listados também, os parâmetros sistêmicos dependentes das características dos geradores de sequência PN. Como apresentado, uma das principais vantagens da técnica de sondagem com correlator deslizante, herdada da forma de processamento do sinal recebido, é a redução nas exigências de hardware para medidas de canal em banda larga em relação àquelas impostas à sondagem por sinal espalhado. A principal desvantagem, também herdada da forma particular de processamento do sinal recebido, é o fato da sondagem não ser em tempo real.

Através dos dados obtidos pelo correlator deslizante foi possível estimar o perfil de atraso de potência, espalhamento de retardo, banda de coerência, espectro de potência Doppler, tempo de coerência, potência recebida, perda no percuro e a função densidade de probabilidade do desvanecimento multipercurso. Utilizando a técnica de rotação mecânica de uma antena diretiva em conjunto com o correlator deslizante foi possível estimar o perfil angular de potência, espalhamento angular, constrição angular e ângulo de maior desvanecimento.

Por último foram apresentadas duas simulações que exemplificam o procedimento de estimação dos parâmetros do canal de comunicação com base nos dados obtidos pela técnica de sondagem com correlator deslizante.

Este trabalho foi desenvolvido com o objetivo de facilitar o estudo da técnica de sondagem por correlator deslizante. Espera-se que após o estudo desta dissertação o leitor passe a conhecer os detalhes sobre uma das mais utilizadas técnicas de sondagem e entenda a importância que a caracterização do canal representa para as pesquisas e o projeto de sistemas de comunicação sem fio.

Como proposta para trabalhos futuros pode-se apontar algumas possibilidades de pesquisa como: Implementação do correlator deslizante na plataforma USRP (*universal software radio peripheral*); Ajuste da plataforma USRP para trabalhar na faixa de ondas milimétricas; Medidas práticas realizadas pela plataforma USRP na faixa de ondas milimétricas.

Referências Bibliográficas

[1] J. Mitola III and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.

[2] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" *Access, IEEE*, vol. 1, pp. 335–349, May 2013.

[3] M. N. Islam, B.-J. J. Kim, P. Henry, and E. Rozner, "A Wireless channel sounding system for rapid propagation measurements," *ArXiv e-prints*, Nov. 2012.

[4] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, Sep. 2015.

[5] G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388–2424, 2015.

[6] T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, "Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1850–1859, Apr. 2013.

[7] Y. Azar, G. N. Wong, K. Wang, R. Mayzus, J. K. Schulz, H. Zhao, F. Gutierrez, D. Hwang, and T. S. Rappaport, "28 GHz propagation measurements for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city," in

2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2013, pp. 5143–5147.

[8] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*, 1st ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.

[9] D. Cox, "Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, no. 5, pp. 625–635, Sep. 1972.

[10] N. Benvenuto, "Distortion analysis on measuring the impulse response of a system using a crosscorrelation method," *AT T Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 63, no. 10, pp. 2171–2192, Dec. 1984.

[11] J. Talvitie and T. Poutanen, "Self-noise as a factor limiting the dynamic range in impulse response measurements using sliding correlation," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 1994. IEEE ISSSTA '94., IEEE Third International Symposium on*, Jul. 1994, pp. 619–623 vol.2.

[12] R. J. Pirkl and G. D. Durgin, "Optimal sliding correlator channel sounder design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 9, pp. 3488–3497, Sep. 2008.

[13] R. J. Pirkl, "A sliding correlator channel sounder for ultra-wideband measurements," MSc. Dissertation, Georgia Institute of Technology, USA, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Jun. 2007.

[14] R. J. Pirkl and G. D. Durgin, "Revisiting the spread spectrum sliding correlator: Why filtering matters," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3454–3457, Jul. 2009.

[15] G. Martin, "Wideband channel sounding dynamic range using a sliding correlator," in *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 3, 2000, pp. 2517–2521 vol.3.

[16] C. R. Anderson, "Design and implementation of an ultrabroadband millimeter-wavelength vector sliding correlator cahnnel sounder and in-building multipath measurements at 2.5-60 GHz," Master's thesis.

[17] M. Anderson, G. Borg, and R. Goodwin, "Channel sounding measurements at 59.5 MHz across the Australian capital territory," in *2005 Asia-Pacific Conference on Communications*, Oct. 2005, pp. 705–709.

[18] S. Haese, C. Moullec, P. Coston, and K. Sayegrih, "High-resolution spread spectrum channel sounder for wireless communications systems," in *Personal Wireless Communication, 1999 IEEE International Conference on*, 1999, pp. 170–173.

[19] G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, "73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile and backhaul communications in New York city," in *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun. 2014, pp. 4862–4867.

[20] T. S. Rappaport, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, and Y. Qiao, "38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular amp; peer-to-peer wireless communications," in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun. 2012, pp. 4568–4573.

[21] S. Nie, G. R. Maccartney, S. Sun, and T. S. Rappaport, "72 GHz millimeter wave indoor measurements for wireless and backhaul communications," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*.

[22] A. Ghosh, T. A. Thomas, M. C. Cudak, R. Ratasuk, P. Moorut, F. W. Vook, T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, S. Sun, and S. Nie, "Millimeter-wave enhanced local area systems: A high-data-rate approach for future wireless networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1152–1163, Jun. 2014.

[23] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2002.

[24] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. i. characterization," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 9, pp. 136–146, Sep. 1997.

[25] Q. Chen, "Wideband channel sounding techniques for dynamic spectrum access networks," Doctor of Philosophy Dissertation, University of Kansas, USA, Jun. 2007.

[26] A. Kapetanovic, R. Mawari, and M. A. Zohdy, "Second-order Kalman filtering application to fading channels supported by real data," *Journal of Signal and Information Processing*, vol. 7, no. 2, pp. 61–74, May 2016.

[27] D. de la Vega, S. Lopez, J. M. Matias, U. Gil, I. Pena, M. M. Velez, J. L. Ordiales, and P. Angueira, "Generalization of the Lee method for the analysis of the signal variability," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 2, pp. 506–516, Feb. 2009.

[28] R. He, O. Renaudin, V. M. Kolmonen, K. Haneda, Z. Zhong, B. Ai, and C. Oestges, "Statistical characterization of dynamic multi-path components for vehicle-to-vehicle radio channels," in *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, May 2015, pp. 1–6.

[29] M. A. M. K. Simon, *Digital Communication Over Fading Channels*, 2nd ed. Wiley-IEEE Press, 2004.

[30] A. M. Magableh and M. M. Matalgah, "Channel characteristics of the generalized α-μ multipath fading model," in *2011 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, Jul. 2011, pp. 1535–1538.

[31] M. D. Yacoub, "The κ-μ distribution and the η-μ distribution," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 1, pp. 68–81, Feb. 2007.

[32] G. Fraidenraich and M. D. Yacoub, "The α-η-μ and α-κ-μ fading distributions," in *2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Aug. 2006, pp. 16–20.

[33] S. K. Yoo, S. L. Cotton, P. C. Sofotasios, and S. Freear, "Shadowed fading in indoor off-body communications channels: A statistical characterization using the κ-μ / gamma composite fading model," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Apr. 2016.

[34] S. M. Proakis John, *Digital Communications*, 5th ed. McGraw-Hill Education, 2007.

[35] P. D. Katev, "Propagation models for wimax at 3.5 GHz," in *ELEKTRO, 2012*, May 2012.

[36] A. I. Sulyman, A. T. Nassar, M. K. Samimi, G. R. MacCartney, T. S. Rappaport, and A. Alsanie, "Radio propagation path loss models for 5G cellular networks in the 28 GHz and 38 GHz millimeter-wave bands," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 9, pp. 78–86, Sep. 2014.

[37] X. Zhang and J. G. Andrews, "Downlink cellular network analysis with multi-slope path loss models," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 5, pp. 1881–1894, May 2015.

[38] G. Durgin, *Space-time Wireless Channels*, 1st ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press, 2002.

[39] G. D. Durgin and T. S. Rappaport, “Effects of multipath angular spread on the spatial cross-correlation of received voltage envelopes,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 996–1000, 1999.

[40] J. Luo, J. R. Zeidler, and S. McLaughlin, “Performance analysis of compact antenna arrays with MRC in correlated Nakagami fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 1, pp. 267–277, Jan. 2001.

[41] M. A. Saeed, B. M. Ali, S. Khatun, and M. Ismail, “Impact of the angular spread and antenna spacing on the capacity of correlated MIMO fading channels,” *Int. Arab J. Inf. Technol.*, vol. 6, no. 1, pp. 60–66, 2009.

[42] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.

[43] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, W. Turin, and V. Tarokh, “Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 10, pp. 1786–1796, Oct. 2004.

[44] X. H. Mao, Y. H. Lee, and B. C. Ng, “Comparison of wideband channel sounding techniques,” in *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Moscow, Russia*, Aug. 2009, pp. 400–404.

[45] E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger, “Millimeter-wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder,” in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*, Dec. 2011, pp. 1–6.

[46] D. A. Guimarães and R. A. A. de Souza, “Implementation-oriented model for centralized data-fusion cooperative spectrum sensing,” *Communications Letters, IEEE*, 2012.

[47] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, “3-D statistical channel model for millimeter-wave outdoor mobile broadband communications,” in *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun. 2015, pp. 2430–2436.

[48] J. Kivinen, T. O. Korhonen, P. Aikio, R. Gruber, P. Vainikainen, and S. G. Haggman, “Wideband radio channel measurement system at 2 GHz,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 1, pp. 39–44, Feb. 1999.

[49] R. G. Vaughan and N. L. Scott, “Super-resolution of pulsed multipath channels for delay spread characterization,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 3, pp. 343–347, Mar. 1999.

[50] M. Samimi, K. Wang, Y. Azar, G. N. Wong, R. Mayzus, H. Zhao, J. K. Schulz, S. Sun, F. Gutierrez, and T. S. Rappaport, "28 GHz angle of arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city," in *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th*, Jun. 2013, pp. 1–6.

[51] G. D. Durgin, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, "Wideband measurements of angle and delay dispersion for outdoor and indoor peer-to-peer radio channels at 1920 MHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 5, pp. 936–944, May 2003.

[52] J. S. Baek and J. S. Seo, "Improved CIR-based receiver design for DVB-T2 system in large delay spread channels: Synchronization and equalization," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 57, no. 1, pp. 103–113, Mar. 2011.

[53] R. Rood and F. Morehouse, "Channel sounder testing for tactical communications," in *Military Communications Conference, 1993. MILCOM '93. Conference record. Communications on the Move., IEEE*, vol. 2, Oct. 1993, pp. 369–373 vol.2.

[54] W. G. Newhall, K. Saldanha, and T. Rappaport, "Using RF channel sounding measurements to determine delay spread and path loss," *Mobile Portable Radio Research Group, Virginia Tech*, pp. 82–88, Jan. 1996.

[55] M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, and H. H. Xia, "Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 487–498, Aug. 1994.

[56] A. Affandi, G. E. Zein, and J. Citerne, "Investigation on frequency dependence of indoor radio propagation parameters," in *Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th*, vol. 4, 1999, pp. 1988–1992 vol.4.

[57] J. E. Gentle, *Random Number Generation and Monte Carlo Methods*, 2nd ed. Springer, 2005.

[58] MathWave Technologies, Inc., "EasyFit – distribution fitting software," Nov. 2016. [Online]. Available: http://www.mathwave.com/easyfit-distribution-fitting.html

[59] G. D. Durgin and T. S. Rappaport, “Theory of multipath shape factors for small-scale fading wireless channels,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 5, pp. 682–693, May 2000.

[60] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, “3-D millimeter-wave statistical channel model for 5G wireless system design,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2207–2225, Jul. 2016.

[61] P. L. Kafle, A. Intarapanich, A. B. Sesay, J. Mcrory, and R. J. Davies, “Spatial correlation and capacity measurements for wideband MIMO channels in indoor office environment,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 5, pp. 1560–1571, May 2008.

[62] J. Wang, R. Zhang, W. Duan, S. X. Lu, and L. Cai, “Angular spread measurement and modeling for 3D MIMO in urban macrocellular radio channels,” in *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, Jun. 2014, pp. 20–25.

[63] G. D. Durgin, “Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications,” Doctor of Philosopy, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Dec. 2000.

[64] H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, “Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 620–630, Apr. 2002.

[65] N. Patwari, “Measured and modeled time and angle dispersion characteristics of the 1.8 GHz peer-to-peer radio channel,” Master of Science Dissertation, Virginia Polytechnic Institue and State University, USA, 1999.

[66] G. Durgin and T. S. Rappaport, “Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels,” *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 2431–2432, Dec. 1998.

[67] Altair Engineering, Inc. (former Visual Solutions, Inc.), “VisSim: A graphical language for simulation and model-based embedded development,” Nov. 2015. [Online]. Available: http://www.vissim.com/products/vissim/comm.html

[68] L. A. R. Scudeler, “Simulação no VisSim/Comm para sondagem de canal com correlator deslizante,” 2016. [Online]. Available: http://www.inatel.br/lambda/downloads/resources-s221253-1/9-sounder

[69] K. Garrard, “Função do Matlab que permite plotar gráficos 3D com coordenadas polares,” 2006. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/13200-3d-polar-plot

Apêndice A

Simulações de Pós Processamento para Obtenção dos Parâmetros Temporais e Espaciais

A seguir, estão disponíveis as linhas de código comentadas de dois softwares desenvolvidos no MATLAB para realizar o pós processamento dos dados exportados pelo VisSim, conforme mencionado no Capítulo 7. Um deles é responsável em estimar os parâmetros estatísticos temporais do canal e o outro os espacias.

Para o Software de estimação dos parâmetros espaciais do canal foi utilizada uma função do Matlab que está disponível em [69].

```
%%% Simulação responsável pela estimação dos parâmetros temporais
    do canal de comunicação

%% Inicialização da Simulação
clear;
clc;

% Parâmetros Definidos de Acordo com o Vissim
N = 31; %Comprimento da sequência PN
RC = 1000; %Taxa de chips
fact = 100; %Fator de alargamento
num_medidas = 2048;
tempo_simulacao = 6350.6; %Tempo total da simulação
```

```
13 tempo_amostragem_Vissim = 5e-4; %Tempo de uma amostra do VisSim
14 atraso_filtro = 2.24; %Atraso imposto pelo filtro passa-baixas
15 val_piso_ruido_inerente = 0.05; %Valor do piso de ruído inerente
16
17 %% Leitura dos Dados do VisSim
18 m1 = dlmread('FaseP2048002_pot1.dat')';
19 m2 = dlmread('QuadraturaP2048002_pot1.dat')';
20 tempo_medida = N*1/RC*fact; %Tempo de uma estimativa da resposta ao
       impulso
21 t = linspace(0,tempo_simulacao,numel(m1)); %Definindo a var.
      temporal.
22
23 %%  Corrigindo o Atraso que o Filtro Impôs na Medida
24 posicao_atraso_filtro = find(t == atraso_filtro);
25 t = 0:tempo_amostragem_Vissim:tempo_medida*num_medidas;
26 m1 = m1(posicao_atraso_filtro:numel(m1)); %Realiza o corte do vetor
       da posição do atraso até o final
27 m2 = m2(posicao_atraso_filtro:numel(m2));
28 m1=[m1 zeros(1,numel(t)-numel(m1))]; %ajuste do tamanho do vetor m1
29 m2=[m2 zeros(1,numel(t)-numel(m2))]; %ajuste do tamanho do vetor m2
30
31 %% Transformando os Vetores m1 e m2 em Matrizes
32 % Cada linha representa uma estimativa da resposta ao impulso. Por
      se tratar de um processo aleatório
33 % complexo na matriz h_real teremos a parcela em fase e na matriz
      h_imaginario a parcela em quadratura (haverão 2048 linhas)
34 m1 = m1(1:numel(m1)-1);
35 m2 = m2(1:numel(m2)-1);
36 h_real = reshape(m1',numel(m1)/num_medidas,num_medidas)'; %Matriz
      com 2048 linhas
37 h_imaginario = reshape(m2',numel(m2)/num_medidas,num_medidas)';  %
      Matriz com 2048 linhas
38
39 %% Cálculo do PDP Médio
40 t = 0:tempo_amostragem_Vissim:tempo_medida;
41 t = t(1:numel(h_real(1,:))); %Ajuste do tamanho do vetor t
42 PDP_inst = h_real.^2+h_imaginario.^2; %Cálculo do PDP
```

```
43 PDP_medio = sum(PDP_inst)./num_medidas; %Cálculo do PDP médio
       levando em conta 2048 PDPs instantâneos
44
45 figure
46 plot(t,PDP_inst(1,:)) %Visualização de uma realização do PDP
47 % plot(t,PDP_inst); %Comando que permite visualizar todos os PDPs
       em uma única janela gráfica
48 hold on
49 plot(t,PDP_medio,'--r')
50 hold off
51 title('Perfil de Atraso de Potência')
52 legend('PDP instantaneo','PDP médio')
53
54 %% Amostragem
55 % Amostragem do PDP para se obter apenas as amostras de pico da
       função de
56 % autocorrelação de x(t). O valor dessas amostras é proporcional ao
        ganho
57 % de cada percurso de propagação
58 [valores_de_pico, indices_pico] = findpeaks(PDP_medio); %Comando
       para capturar os picos
59 vetor_amostra = zeros(1,numel(PDP_medio));
60 vetor_amostra(indices_pico) = valores_de_pico; %Estes dois ultimos
       comandos estão criando um vetor do mesmo tamanho do pdp_medio
       com as amostras de pico identificadas a partir do comando
       findpeaks. Os demais elementos desse vetor são igual a zero
61
62 % Corrigindo o efeito de dilatação
63 figure
64 t_normal=t./fact; %Desfazendo o efeito de dilatação causado pelo
       correlator deslizante
65 stem(t_normal,vetor_amostra) %Plota as amostras
66 hold on
67 plot(t_normal,PDP_medio,'--r')
68 legend('amostragem do PDP médio','PDP médio com escala de tempo
       real')
69 hold off
```

```
70 title('PDP amostrado')
71
72 amostras = valores_de_pico(find(valores_de_pico>
       val_piso_ruido_inerente)); %Amostras referentes aos ganhos dos
       multipercursos. Esse comando só salva as amostras de potência
       que são maiores que o limiar definido no início do código
73
74 indices_tau = indices_pico(find(valores_de_pico>
       val_piso_ruido_inerente)); %Comando para encontrar os índices
       das amostras de potência que são maiores do que o piso de ruído
       inerente
75 atrasos = t_normal(indices_tau); %atrasos referentes aos
       multipercursos
76 figure
77 stem(atrasos,amostras,'r')
78 title('PDP amostrado')
79
80 %% Resposta ao Impulso Discreta
81 resposta_impulso = h_real(:,indices_tau)+1j.*h_imaginario(:,
       indices_tau); %Comando que captura somente as amostras de pico
       das componentes de multipercurso dentro da matriz h_real e
       h_imaginario
82
83 % Visualização em 3D de 10 observações da resposta ao impulso
84 figure
85 for tap = 1:10
86 stem3(atrasos,tap*tempo_medida*ones(1,numel(indices_tau)),abs(
       resposta_impulso(tap,:)))
87 hold all
88 end
89 xlabel('\tau')
90 ylabel('tempo de observação')
91 zlabel('|h(\tau,t)|')
92
93 %% Calculando o Espalhamento de Retardo
94 val_med = sum(atrasos.*amostras)/sum(amostras)
95 delay_spread = sqrt(sum(((atrasos-val_med).^2).*amostras)/sum(
```

```
   amostras))
96 figure
97 stem(atrasos,amostras,'r')
98 hold on
99 stem(val_med,1,'g--.')
100 stem(delay_spread,1,'k--.')
101 hold off
102
103 %% Espectro Doppler
104 magnitude=sum(sqrt(amostras)); %fator de normalização
105 amostras_complexas=resposta_impulso./magnitude;
106
107 freq=linspace(-(1/tempo_medida)/2,(1/tempo_medida)/2,size(
   amostras_complexas,1)); %Definição do eixo de frequência -fs/2 a
    fs/2
108 figure
109 doppler=(fft(amostras_complexas(:,1))+fft(amostras_complexas(:,2))
   ...
110 +fft(amostras_complexas(:,3))+fft(amostras_complexas(:,4))...
111 +fft(amostras_complexas(:,5)))/5; %Computa o espectro de potência
   Doppler
112
113 plot(freq,(10*log10(abs(fftshift(doppler)))),'r');
114 grid
115 title('S_H(k) - Sem fazer a média')
116 xlabel('Frequencia [Hz]')
117 % Para melhorar o aspecto do gráfico:
118 %Este for está servindo para salvar os espectros de potência
   Doppler médio
119 %de cada componente de multipercurso na variável transformada_norm
120 for aa=1:size(amostras_complexas,2)
121 matriz_transformada=fft(reshape(amostras_complexas(:,aa),512,4)); %
   Quebra da matriz para se ter 4 grupos de 512 amostras, onde será
    feita a média desses 4 grupos. Isso é feito para melhorar o
   aspecto do gráfico do espectro de potência Doppler
122 transformada_norm(:,aa)=sum(abs(matriz_transformada),2)./size(
   matriz_transformada,2);
```

```
123 end
124 transformada=sum(transformada_norm,2)./size(transformada_norm,2); %
       Faz a média dos espectros de potência Doppler considerando o
       espectro de cada componente de multipercurso
125
126 freq=linspace(-(1/tempo_medida)/2,(1/tempo_medida)/2,numel(
       transformada)); %Definição do eixo de frequência -fs/2 a fs/2
127 figure
128 plot(freq,(10*log10(abs(fftshift(transformada)))),'r');
129 grid
130 title('S_H(k) - Fazendo a média')
131 xlabel('Frequencia [Hz]')
132
133 %% Tempo de coerencia
134 func_espa_tempo=abs(ifft(abs(fftshift(doppler)),10*numel(doppler)))
       ; %transformada inversa do espectro Doppler
135 temp = linspace(-(tempo_simulacao-atraso_filtro),(tempo_simulacao-
       atraso_filtro),numel(func_espa_tempo)); %Definição do eixo tempo
136 figure
137 plot(temp,fftshift(func_espa_tempo)/max(func_espa_tempo))
138 hold
139 grid
140 T_C = 9/(16*pi*0.01);
141 stem(T_C,1,'r*')
142 axis([-600 600 0 1])
143 xlabel('tempo [s]')
144 title('\Phi(\Delta t)')
145
146 %% Banda de coerencia
147
148 %Encontrando uma função exponencial que melhor se aproxima das
       amostras do PDP (isso foi feito para ser possível o cálculo da
       transformada discreta de Fourier em relação a tau da função de
       autocorrelação da resposta ao impulso)
149 n_pontos=1000;
150 t  = linspace(0,tempo_medida/fact,n_pontos);
151 parametros = fit(atrasos',amostras', 'exp1');
```

```
fi_hc = (parametros.a).*exp((parametros.b).*t);
numel(fi_hc)

Fi_Hc = fft(fi_hc,10*n_pontos); %Transformada de Fourier discreta
    do PDP
fs = n_pontos*fact/tempo_medida; %Frequencia de amostragem
f_ams=linspace(0,fs,numel(Fi_Hc)); %Definindo o eixo de frequência
    sabendo que a fft é calculada de 0 a fs

plot(f_ams-max(f_ams)/2,abs(fftshift(Fi_Hc))./max(abs(Fi_Hc)));
hold on;
grid

Banda_coer = 1/(5*delay_spread) %Correlação 0.5

stem(Banda_coer,1,'r*')
xlabel('Frequencia [Hz]')
title('\Phi(\Delta f)')
axis([-300 300 0 1])
```

```
%%% Simulação responsável pela estimação dos parâmetros espaciais
    do canal de comunicação

%% Inicialização da Simulação
clear;
clc;

%% Parâmetros Definidos de Acordo com o Vissim
N = 31; %Comprimento da sequência PN
RC = 1000; %Taxa de chips
fact = 100; %Fator de alargamento slider factor
tempo_simulacao = 63.8; %Tempo total da simulação (#medidas*N*Tc*
    gamma + atraso o filtro)
tempo_amostragem = 5e-4; %Tempo de uma amostra do VisSim
atraso_filtro = 2.24; %Atraso imposto pelo filtro passa-baixas

% leitura dos dados externos(Para simular efeitos semelhantes a de
    uma medida prática, para cada ângulo do plano azimute foi gerado
```

```
    20 respostas ao impulso)
m1 = dlmread('Fase_Angulo0.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo0.
    dat');
m2 = dlmread('Fase_Angulo10.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo10
    .dat');
m3 = dlmread('Fase_Angulo20.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo20
    .dat');
m4 = dlmread('Fase_Angulo30.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo30
    .dat');
m5 = dlmread('Fase_Angulo40.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo40
    .dat');
m6 = dlmread('Fase_Angulo50.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo50
    .dat');
m7 = dlmread('Fase_Angulo60.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo60
    .dat');
m8 = dlmread('Fase_Angulo70.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo70
    .dat');
m9 = dlmread('Fase_Angulo80.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo80
    .dat');
m10 = dlmread('Fase_Angulo90.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo90.dat');
m11 = dlmread('Fase_Angulo100.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo100.dat');
m12 = dlmread('Fase_Angulo110.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo110.dat');
m13 = dlmread('Fase_Angulo120.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo120.dat');
m14 = dlmread('Fase_Angulo130.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo130.dat');
m15 = dlmread('Fase_Angulo140.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo140.dat');
m16 = dlmread('Fase_Angulo150.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo150.dat');
m17 = dlmread('Fase_Angulo160.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo160.dat');
m18 = dlmread('Fase_Angulo170.dat') + 1j*dlmread('
    Quadratura_Angulo170.dat');
```

```
34 m19 = dlmread('Fase_Angulo180.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo180.dat');
35 m20 = dlmread('Fase_Angulo190.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo190.dat');
36 m21 = dlmread('Fase_Angulo200.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo200.dat');
37 m22 = dlmread('Fase_Angulo210.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo210.dat');
38 m23 = dlmread('Fase_Angulo220.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo220.dat');
39 m24 = dlmread('Fase_Angulo230.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo230.dat');
40 m25 = dlmread('Fase_Angulo240.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo240.dat');
41 m26 = dlmread('Fase_Angulo250.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo250.dat');
42 m27 = dlmread('Fase_Angulo260.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo260.dat');
43 m28 = dlmread('Fase_Angulo270.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo270.dat');
44 m29 = dlmread('Fase_Angulo280.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo280.dat');
45 m30 = dlmread('Fase_Angulo290.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo290.dat');
46 m31 = dlmread('Fase_Angulo300.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo300.dat');
47 m32 = dlmread('Fase_Angulo310.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo310.dat');
48 m33 = dlmread('Fase_Angulo320.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo320.dat');
49 m34 = dlmread('Fase_Angulo330.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo330.dat');
50 m35 = dlmread('Fase_Angulo340.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo340.dat');
51 m36 = dlmread('Fase_Angulo350.dat') + 1j*dlmread('
       Quadratura_Angulo350.dat');
52 m37 = dlmread('Fase_Angulo0.dat') + 1j*dlmread('Quadratura_Angulo0.
```

```
    dat');
53
54 %% Agrupamento dos Dados:
55 m = [m1';m2';m3';m4';m5';m6';m7';m8';m9';m10';m11';m12';m13';m14'
    ...
56 ;m15';m16';m17';m18';m19';m20';m21';m22';m23';m24';m25';m26';m27'
    ...
57 ;m28';m29';m30';m31';m32';m33';m34';m35';m36';m37'];
58
59 t = linspace(0,tempo_simulacao,numel(m1)); %Configurando o tempo
60
61 %  Corrigindo o Atraso que o Filtro Impôs na Medida
62 posicao_atraso_filtro = find(t==atraso_filtro);
63 m = m(:,posicao_atraso_filtro:end); %Cortando o vetor
64
65 tempo_medida = N*1/RC*fact; %Tempo de estimação de uma resposta ao
    impulso
66
67 %  Descobrindo Quantas Medidas pode-se Fazer com o Restante do
    Vetor m  Cortado
68 amostra_em_uma_medida = round(tempo_medida/tempo_amostragem); %
    Quantidade de amostras em uma medida
69 num_medidas = floor(numel(m(1,posicao_atraso_filtro:end))/
    amostra_em_uma_medida) %Numero inteiro de medidas considerando o
     vetor m1 cortado
70 m = m(:,1:num_medidas*amostra_em_uma_medida); %Ajuste do tamanho do
     vetor
71
72 %% Criando a Matriz da CIR (linhas=nºmedidas | colunas=amostras dos
     percursos)
73 h = [];
74 for a=1:size(m,1)
75 h = [h;reshape(m(a,:)',numel(m(a,:))/num_medidas,num_medidas)'];
76 end
77
78 %% Cálculo do PDP
79 PDP_inst = real(h).^2+imag(h).^2;
```

```
80 t = 0:tempo_amostragem:tempo_medida;
81 t = t(1:numel(h(1,:))); %Ajuste de elementos de t(numero de
      elementos de t deve ser igual ao numero de elementos do PDP_inst
      )
82
83 figure
84 plot(t,PDP_inst(1,:)) %Visualização de uma medida do pdp
85 figure
86 plot(t,PDP_inst); %Todos os PDPs
87
88 %% Calculando o PDP Médio em Função do Ângulo
89 I = 1;
90 F = num_medidas;
91 for a=1:size(m,1)
92 PDP_medio_angular(a,:) = sum(PDP_inst(I:F,:))/num_medidas;
93 I = F+1;
94 F = (a+1)*num_medidas;
95 end
96
97 %% Descobrindo os Índices das Amostras de Pico do PDP.
98 PDP_medio = sum(PDP_inst)/size(PDP_inst,1); %Cálculo do PDP médio
99 val_piso_ruido_inerente = 0.001;
100 [valores_de_pico,indices_pico] = findpeaks(PDP_medio); %Este
      comando econtra os valores e os índices dos picos do PDP_medio
101
102 vetor_amostra = zeros(1,numel(PDP_medio));
103 vetor_amostra(indices_pico) = valores_de_pico; %Estes dois comandos
      servem para criar um vetor do mesmo tamanho do PDP_medio com as
      amostras retiradas dos picos. Os demais elementos desse vetor
      são igual a zero
104
105 % Corrigindo o efeito de alargamento da escala temporal
106 t_normal = t./fact;
107
108 figure
109 stem(t_normal,vetor_amostra)
110 hold on
```

```
111 plot(t_normal,PDP_medio,'--r')
112 legend('amostragem do PDP médio','PDP médio com escala de tempo
       real')
113 hold off
114 title('Escala temporal corrigida')
115
116 %% Amostragem
117 amostras = valores_de_pico(find(valores_de_pico>
       val_piso_ruido_inerente)); %Amostras referentes aos ganhos dos
       multipercursos
118 indices_tau = indices_pico(find(valores_de_pico>
       val_piso_ruido_inerente));
119 atrasos = t_normal(indices_tau); %Atrasos dos multipercursos
120
121 %% Plot do PDP em função do Ângulo (utilizando a função '
       polarplot3d')
122 P = PDP_medio_angular(:,1:50:end-150)'; %A indexação (1:50:end-150)
        foi feita arbitrariamente de acordo com a aparência do gráfico
123 [a,b,c] = polarplot3d(P,'PlotType','surf','PolarGrid',{4 24},'
       TickSpacing',8,...
124 'AngularRange',[0 360]*pi/180,'RadialRange',[.8 4],...
125 'RadLabels',0,'RadLabelLocation',{180 'max'},'RadLabelColor','red')
       ;
126 title('P(\tau_n , \theta_s)')
127
128 %% Curvas de Nível
129 h = polar([0 2*pi], [0 4]); %Criando o eixo polar
130 delete(h)
131 hold on
132 contour(a,b,c)
133 hold off
134
135 %% Obtenção do PAP
136 PAP = sum(PDP_medio_angular(:,indices_tau),2)';
137 angulo = 0:10:360;
138
139 subplot(2,1,1)
```

```
140 stem(angulo,PAP)
141 title('PAP cartesiano')
142 xlabel('Ângulo em graus')
143 ylabel('Potência total em Watts')
144 subplot(2,1,2)
145 polar(angulo*pi/180,PAP)
146 title('PAP Polar')
147
148 %% Calculo do Espalhamento Angular
149 F0 = sum(PAP);
150 F1 = sum(PAP.*exp(1j*(angulo*pi/180)));
151
152 Lambida = sqrt(1-(abs(F1)^2)/(F0^2))
153
154 %% Calulo da Constrição Angular
155 F2 = sum(PAP.*exp(2j*(angulo*pi/180)));
156
157 CA = abs(F2.*F0-F1^2)/(F0^2-abs(F1)^2)
158
159 %% Calculo do Ângulo de Maior Desvanecimento
160 phi = (1/2*angle(F2.*F0-F1^2))
161 phi_graus = phi*180/pi
162
163 %% Variância do Espalhamento do Número de Onda
164 phi_r = 0:0.001:2*pi;
165 lamb = 3e8/10e6;
166 sigma = (2*pi^2*Lambida^2)/lamb^2*(1+CA*cos(2*(phi_r-phi)));
167 sigmamax = (2*pi^2*Lambida^2)/lamb^2*(1+CA)
```