

Caracterização Espaciotemporal
de Canais de Comunicação Sem
Fio Utilizando Arranjo de Antenas

THIAGO ALENCAR MOREIRA DE BAIROS

JULHO/2010

Caracterização Espaciotemporal de Canais de Comunicação sem Fio utilizando Arranjo de Antenas

THIAGO ALENCAR MOREIRA DE BAIROS

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações
como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador: PROF. DR. DAYAN ADIONEL GUIMARÃES

Santa Rita do Sapucaí
2010

Dissertação defendida e aprovada em 09/07/2010, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães
Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL

Prof. Dr.-Ing. André Noll Barreto
Universidade de Brasília, UNB

Prof. Dr. Carlos Alberto Ynoguti
Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins
Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado
Dr. José Marcos Câmara Brito

Aos meus pais.

Agradecimentos

A Deus por me dar ânimo e força para enfrentar as dificuldades ao longo desta etapa em minha vida. Aos meus pais Jorge Alencar Paixão de Bairros e Rosane Maria Moreira de Bairros, minha irmã Ângela de Fátima Moreira de Bairros e as minha avós Lilia de Mello Moreira e Eponina Paixão de Bairros pelo incentivo e apoio nas horas difíceis.

Ao meu orientador, professor Dayan Adionel Guimarães pelo suporte oferecido para a realização deste trabalho e pela confiança em mim depositada.

Ao professor Carlos Nazareth Motta Marins também pelo suporte oferecido ao longo deste trabalho e ao professor José Antônio Justino Ribeiro cujos ensinamentos vistos em aula, me ajudaram significativamente na compreensão do trabalho proposto.

Aos meus colegas de mestrado em especial a Fábio Rodrigues Silva e Matheus Cardoso Moraes pelo apoio prestado e pelo convívio durante estes anos de mestrado.

Índice

Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	xi
Lista de Abreviaturas e Siglas	xiii
Lista de Símbolos	xiv
1 Introdução	1
1.1 Contextualização do tema	1
1.2 Proposta e contribuições do trabalho	4
1.3 Estrutura da dissertação	4
2 Propagação no Canal de Comunicação sem Fio Terrestre	6
2.1 Desvanecimento em grande escala	8
2.1.1 Atenuação com a distância	8
2.1.2 Modelo de sombreamento log-normal	8
2.2 Desvanecimento em pequena escala	9
2.2.1 Resposta ao impulso de um canal com multipercurso	10
2.3 Modelo de propagação temporal	11
2.3.1 Perfil de potência temporal	13
2.3.2 Parâmetros de dispersão temporal	13

2.3.3	Parâmetros de dispersão em frequência	14
2.4	Classificação dos fenômenos de desvanecimento em pequena escala	17
2.4.1	Classificação com relação ao espalhamento de atrasos	18
2.4.2	Classificação devido ao espalhamento Doppler	19
2.5	Modelo de propagação espacial	20
2.5.1	Perfil de potência angular	20
2.5.2	Parâmetros de dispersão espacial	21
2.6	Modelo de propagação espaciotemporal	22
2.6.1	Perfil de potência em função do ângulo de chegada e dos atrasos	22
2.7	Densidades de probabilidade em ângulo e tempo de chegada	23
2.7.1	Perfil de potência temporal exponencial	23
2.8	Perfil de potência angular	24
2.8.1	Perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos	26
2.8.2	Correlação espacial da diversidade na recepção	26
2.9	Modelos de propagação para canais em interiores	29
2.9.1	Modelo de Saleh-Valenzuela	29
2.9.2	Modelo de Spencer	31
3	Sondagem do canal	34
3.1	Sondagem do canal em banda larga	34
3.1.1	Sondagem no domínio da frequência	35
3.1.2	Sondagem no domínio do tempo	35
3.1.3	Sondagem por compressão de pulsos	36
3.2	Técnicas de sondagem do canal	39
3.2.1	Varredura espacial com antena diretiva de alto ganho	39
3.2.2	Sondagem com arranjo de antenas	39

3.3	Arranjo de antenas	40
3.3.1	Modelo de sinal captado por um arranjo de antenas do tipo linear .	41
3.3.2	Aplicação de um arranjo de antenas na caracterização de um canal de comunicação	46
3.4	Considerações sobre a sondagem conjunta dos espectros espacial e temporal usando arranjo de antenas	47
3.5	Processamento dos sinais em um arranjo de antenas	47
3.5.1	Matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado	48
3.5.2	Suavização espacial	49
4	Estimação de direção e tempo de chegada	54
4.1	Algoritmos de estimação da direção de chegada	54
4.1.1	Métodos convencionais	56
4.1.2	Métodos baseados em subespaço	58
4.2	Considerações relacionadas ao desempenho dos algoritmos de estimação da direção de chegada para o arranjo linear uniforme	61
4.2.1	Ângulos de chegada simétricos em relação à linha normal ao arranjo de antenas	61
4.2.2	Amostragem espacial	62
4.2.3	Resolução angular	63
4.3	Limitante de Cramér-Rao	64
4.4	Estimação de tempo de chegada	65
4.4.1	Métodos de medida de intervalo de tempo	65
4.5	Medida de intervalo de tempo	65
4.6	Técnicas para implementação da máquina de contagem para a medição de intervalo de tempo	66
4.6.1	Medição por contagem direta	67
4.6.2	Medição por contagem direta e fases opostas	69

4.6.3	Medição pelo método de Vernier	69
4.6.4	Medição de intervalo de tempo com o uso de linhas de retardo e circuitos combinacionais	71
4.6.5	Medição com linhas de retardo e contadores independentes	73
5	Simulações e conclusões	78
5.1	Descrição do ambiente de simulação	78
5.2	Resultados obtidos	84
5.2.1	Configuração do ambiente de simulação	84
5.2.2	Validação da simulação	87
5.3	Análise gráfica das informações de TOA, DOA e amplitude	87
5.4	Análise das informações de TOA, DOA e amplitude através do erro médio quadrático	95
5.5	Conclusões	98
5.6	Sugestões para trabalhos futuros	99
A	Programas	102
A.1	Programas em Mathcad	103
A.2	Programas em Matlab	123

Lista de Figuras

1.1	Representação de um sistema de comunicação.	1
1.2	Representação de um ambiente de comunicação móvel terrestre.	2
2.1	Classificação dos fenômenos de desvanecimento.	7
2.2	Desvanecimento em grande e em pequena escala.	7
2.3	Ilustração modelo de sombreamento log-normal.	9
2.4	Ambiente de propagação multipercurso.	10
2.5	Representação de um canal de comunicação segundo o modelo de propagação temporal.	12
2.6	Resposta ao impulso na forma discreta.	12
2.7	Perfil de potência temporal.	13
2.8	Parâmetros de dispersão temporal.	14
2.9	Representação dos elementos envolvidos no movimento relativo entre a estação móvel e a rádio base.	15
2.10	Espectro de potência Doppler.	17
2.11	Classificação dos fenômenos de desvanecimento em pequena escala.	17
2.12	Ilustração do fenômeno de desvanecimento plano.	18
2.13	Ilustração do fenômeno de desvanecimento seletivo.	19
2.14	Resposta ao impulso na forma discreta do ponto de vista espacial.	20
2.15	Perfil de potência angular.	21

2.16	Parâmetros de dispersão espacial.	22
2.17	Representação do perfil de potência em função dos atrasos e dos ângulos de chegada (PDAP).	23
2.18	Perfil de potência temporal.	24
2.19	Distribuição normal.	25
2.20	Distribuição Laplaciana.	25
2.21	Perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos.	26
2.22	Ilustração do cenário de análise dos efeitos de correlação espacial.	27
2.23	Coeficiente de correlação espacial em função da variação de $\frac{d_z}{\lambda_e}$ e de $\frac{r_a}{r}$ para $\varepsilon = 90^\circ$	28
2.24	Coeficiente de correlação espacial em função da variação de $\frac{d_z}{\lambda_e}$ e de ε para $\frac{r_a}{r} = 0.01$	28
2.25	Modelo de Saleh-Valenzuela.	31
3.1	Sondagem no domínio da frequência.	35
3.2	Sondagem no domínio do tempo.	36
3.3	Ilustração de um período da função de autocorrelação da sequência PN.	37
3.4	Sondagem pelo método de convolução por filtro casado.	37
3.5	Sondagem pelo método de varredura por tempo de retardo.	38
3.6	Ilustração do método de varredura espacial com antena diretiva de alto ganho.	39
3.7	Tipos de Estruturas de arranjo de antenas.	40
3.8	Representação dos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas.	41
3.9	Representação dos ângulos diretores sobre os eixos.	42
3.10	Representação dos eixos em um sistema de coordenadas esféricas.	43
3.11	Ilustração dos parâmetros que podem ser extraídos, da utilização de arranjo de antenas na caracterização de um canal de comunicação.	46

3.12	Ilustração do processamento dos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas.	48
3.13	Ilustração da divisão de um arranjo de antenas em L subarranjos.	50
4.1	Representação do subespaço de sinais.	55
4.2	Divisão de um arranjo de antenas em 2 subarranjos de M elementos.	60
4.3	Ilustração de dois sinais incidindo em direções simétricas a linha do arranjo de antenas.	62
4.4	Representação de duas frentes de onda incidindo sobre um arranjo de antenas com ângulos de chegada diferentes.	63
4.5	Princípio de medida de intervalo de tempo.	65
4.6	Método por contagem direta.	67
4.7	Formas de onda da estrutura empregada no método de contagem direta.	67
4.8	Intervalos de medida iguais e de mesma duração, porém com resultados de obtenção de medida de tempo diferentes.	68
4.9	Contagem direta utilizando dois contadores alimentados com fases opostas.	69
4.10	Ilustração do método de Vernier.	70
4.11	Formas de onda obtidas com o método de Vernier.	70
4.12	Ilustração do método de contagem através de linhas de retardo e interpolação.	72
4.13	Representação das formas de onda na saída de cada elemento de retardo.	72
4.14	Método de contagem através de linhas de retardo e contadores independentes.	73
4.15	Formas de onda de saída de cada linha de retardo.	74
5.1	Diagrama de blocos do ambiente de simulação.	79
5.2	Componentes do Bloco 1.	79
5.3	Componentes do Bloco 3.	80
5.4	Componentes do Bloco 3A.	80
5.5	Componentes do Bloco 3B.	81

5.6	Componentes do Bloco 4.	82
5.7	Componentes do Bloco 4B.	82
5.8	Componentes do Bloco 4C.	83
5.9	Estruturas dos contadores utilizados no bloco 4C.	84
5.10	Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	88
5.11	Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	88
5.12	Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	89
5.13	Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$	89
5.14	Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$	90
5.15	Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$	90
5.16	Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$	91
5.17	Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$	91
5.18	Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$	92
5.19	Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	93
5.20	Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	94
5.21	Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	94

Lista de Tabelas

5.1	Parâmetros do simulador VisSim/comm.	85
5.2	Parâmetros de configuração do Bloco 1	85
5.3	Parâmetros de configuração do Bloco 2	86
5.4	Parâmetros de configuração do Bloco 3	86
5.5	Parâmetros de configuração do Bloco 4	86
5.6	Parâmetros de configuração do Bloco 5.	87
5.7	Dados da simulação considerando um ambiente sem ruído.	87
5.8	Análise do ruído.	95
5.9	Dados da simulação considerando um ambiente sem ruído.	95
5.10	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$	96
5.11	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-4} V^2$	96
5.12	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$	96
5.13	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-3} V^2$	96
5.14	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 3 \times 10^{-3} V^2$	97
5.15	Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 6 \times 10^{-6} V^2$	97

Lista de Abreviaturas e Siglas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - ruído branco aditivo com função densidade de probabilidade Gaussiana.
DC	Detector de coincidência.
DOA	<i>Direction of Arrival</i> - direção de chegada.
ERB	Estação rádio base.
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i> - estimação dos parâmetros do sinal via técnicas de invariância rotacional.
LS	<i>Least Square</i> - método por mínimos quadrados.
MS	<i>Mobile Station</i> - estação móvel.
MSE	<i>Mean Square Error</i> - erro médio quadrático.
MUSIC	<i>MUltiple SIgnal Classification</i> - classificação múltipla de sinais.
OM	Operador matemático do sistema.
PAD	<i>Power Angular Profile</i> - perfil de potência angular.
PDP	<i>Power Delay Profile</i> - perfil de potência temporal.
PDAP	<i>Power Delay Angular Profile</i> - perfil de potência em função dos atrasos e dos ângulos de chegada.
PN	<i>Pseudo Noise</i> - sequência pseudo aleatória.
RMS	<i>Root Mean Square</i> - valor médio quadrático.
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i> - raiz quadrada do erro médio quadrático.
R_x	Antena receptora.
TLS	<i>Total Least Square</i> - método total por mínimos quadrados.
T_x	Antena transmissora.
ULA	<i>Uniform Linear Array</i> - arranjo linear uniforme.
UWB	<i>Ultra-Wideband</i> - banda ultra larga.

Lista de Símbolos

$\overline{\overline{P_L}}$	Atenuação com a distância (média em área - <i>area mean</i>).
$\overline{P_L}$	Atenuação com a distância (média local - <i>local mean</i>).
r	Distância entre o transmissor e o receptor em metros.
ρ	Coefficiente de atenuação do meio de transmissão.
r_o	Distância de referência próxima ao receptor.
r_c	Distância crítica entre o transmissor e o receptor.
h_t	Altura da antena transmissora (Tx).
h_r	Altura da antena receptora (Rx).
λ_c	Comprimento de onda da portadora.
X_σ	Variável aleatória de média zero e distribuição normal (Gaussiana).
P_R	Potência do receptor.
P_T	Potência do transmissor.
t	Tempo.
τ, τ_i	Atraso de propagação do sinal e atraso de propagação em função do i -ésimo percurso.
f	Frequência.
θ_t	Ângulo de transmissão (azimute).
θ_r	Ângulo de recepção (azimute).
$h(t, \tau, f, \theta_r, \theta_t)$	Resposta ao impulso do canal de comunicação em função do tempo t , ângulo de transmissão θ_t e ângulo de recepção θ_r .
φ, φ_i	Deslocamento de fase de um sinal e deslocamento de fase em função do i -ésimo percurso.
$a_i(t, f)$	Ganho complexo (amplitude complexa) do canal em função do i -ésimo percurso, tempo t e frequência f .
δ	Função impulso.

$\Delta\tau$	Intervalo de tempo (diferença de atraso entre dois percursos consecutivos igualmente espaçados).
$E[.]$	Operador esperança (valor esperado).
$P(\tau)$	Perfil de potência temporal.
$\overline{\langle \rangle}$	O traço sobrescrito indica o valor médio de uma variável.
$\bar{\tau}$	Atraso médio.
σ_τ	Espalhamento por atraso <i>rms</i> dos múltiplos percursos que chegam ao receptor.
τ_M	Máximo atraso.
b_j, b_l	Raiz quadrada do valor médio quadrático da amplitude complexa em função do j -ésimo ou l -ésimo percurso.
B_c	Banda de coerência do canal (Hz).
v	Velocidade de um objeto em movimento.
d	Distância.
Δt	Intervalo de tempo.
Δr	Diferença entre duas trajetórias de um sinal em diferentes instantes de tempo devido ao movimento relativo entre a estação rádio móvel e a estação rádio base.
$\Delta\varphi_d$	Diferença de fase dos sinais devido ao movimento relativo entre a estação rádio móvel e a estação rádio base (Efeito Doppler).
f'	Frequência recebida no receptor devido ao desvio em frequência (Efeito Doppler).
f_c	Frequência da portadora.
f_m	Máximo desvio Doppler em frequência.
c	Velocidade da luz (3×10^8 m/s).
θ	Ângulo de azimute de um sinal incidente sobre o receptor (θ_r).
ϕ	Ângulo de elevação de um sinal incidente sobre o receptor.
B_d	Espalhamento Doppler.
T_c	Tempo de coerência.
$S_d(f)$	Espectro de potência Doppler.
B_w	Largura de faixa do canal.
T_s	Tempo de símbolo.
$P(\theta)$	Perfil de potência angular.
$\bar{\theta}$	Ângulo médio.
θ_M	Máximo ângulo de chegada.

θ_{ref}	Ângulo de referência.
σ_θ	Êspalhamento angular <i>rms</i> .
$P(\tau, \theta)$	Perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos.
$f(\tau)$	Função densidade de probabilidade em função do atraso τ .
$f(\theta)$	Função densidade de probabilidade em função ângulo θ .
$f(\tau, \theta)$	Função densidade de probabilidade em função dos ângulos e dos atrasos.
θ_{MS}	Ângulo (azimute) na direção da estação móvel.
r_a	Distância dos objetos espalhadores em relação ao transmissor (raio do anel de espalhamento).
d_z	Distância entre duas antenas.
λ_e	Comprimento da onda eletromagnética.
ε	Ângulo formado entre a posição do transmissor e a reta que une as duas antenas no receptor.
J_0	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.
ρ_p	Coefficiente de correlação espacial.
φ_{kl}	Deslocamento de fase em função do k -ésimo <i>cluster</i> e da l -ésima raia.
β_{kl}	Ganho em função do k -ésimo <i>cluster</i> e da l -ésima raia.
T_l	Tempo de chegada médio (atraso) dos <i>clusters</i> .
τ_{kl}	Tempo de chegada (atraso) das raias em função do k -ésimo <i>cluster</i> e da l -ésima raia.
Λ	Taxa média de chegada dos <i>clusters</i> .
λ	Taxa média de chegada das raias.
$G(r)$	Atenuação do sinal obtida através da equação de Friis.
γ	Constante de decaimento de potência das raias.
Γ	Constante de decaimento de potência dos <i>clusters</i> .
ω	Frequência Angular.
$p(\beta_{kl})$	Distribuição tipo Rayleigh para geração de β_{kl} .
$p(\varphi)$	Função densidade de probabilidade com distribuição uniforme para a geração de φ_{kl} .
Θ_l	Ângulo médio dos <i>clusters</i> (azimute) seguindo distribuição uniforme.
θ_{kl}	Ângulo de chegada em função do k -ésimo <i>cluster</i> (azimute) em função da l -ésima raia seguindo uma distribuição Laplaciana.
ω_c	Frequência Angular da portadora.

$\Delta\omega$	Variação de frequência angular.
\mathcal{F}	Transformada de Fourier.
\mathcal{F}^{-1}	Transformada inversa de Fourier.
T	Período do sinal.
$N(t)$	Ruído branco.
R_{zn}	Correlação cruzada entre o sinal de saída $Z(t)$ de um sistema linear com o sinal de entrada $N(t)$.
N_0	Densidade espectral de potência de ruído.
t_0	Atraso mínimo (resolução de medida sequência pseudo aleatória).
d_r	Distância entre dois elementos consecutivos de um arranjo de antenas.
ϑ	Ângulo diretor entre o sinal incidente e o arranjo de antenas.
r_m	Distância entre o m -ésimo elemento de um arranjo de antenas em relação a um ponto P de referência.
$X_m(t)$	Sinal resultante sobre o m -ésimo elemento do arranjo de antenas.
$X(t)$	Sinal resultante sobre o arranjo de antenas.
β	Fator de fase (rad/m).
τ_m	Atraso da frente de onda sobre o m -ésimo elemento do arranjo de antenas.
k	Representa o k -ésimo instante de amostragem.
$S(t)$	Sinal incidente sobre arranjo de antenas.
T_a	Intervalo de amostragem.
f_a	Frequência de amostragem.
ω_a	Frequência angular de amostragem.
K	Número de amostras.
M	Número de elementos de um arranjo.
D	Número de sinais incidentes sobre os elementos do arranjo.
S	Vetor sinal incidente sobre o arranjo de antenas sob a forma matricial de dimensões $D \times K$.
X	Vetor sinal resultante sobre o arranjo de antenas sob a forma matricial de dimensões $M \times K$.
$\mathbf{a}(\theta, \phi)$	Vetor posição (<i>steering vector</i>) em função dos ângulos de azimute θ e elevação ϕ de $1 \times D$ dimensões.
$\mathbf{A}(\theta, \phi)$	Matriz coletora de sinais (<i>array manifold</i>) de dimensões $M \times D$.

N	Vetor ruído de um arranjo de antenas sobre a forma matricial de $M \times K$ dimensões.
R	Matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado de $M \times M$ dimensões.
σ_n^2	Variância do ruído (V^2).
$\langle . \rangle^H$	Transposta complexa conjugada da matriz (Hermitiano).
$\langle . \rangle^*$	Conjugado complexo da matriz.
$\langle . \rangle^T$	Operador de transposição da matriz.
$\langle . \rangle^{-1}$	Operador de inversão da matriz (matriz inversa).
I	Matriz identidade de $M \times M$ dimensões.
diag[.]	Representação de uma matriz diagonal.
X_l	Vetor sinal resultante referente ao l -ésimo subarranjo de antenas sob a forma matricial de dimensões $M \times K$.
Δ_l	Distância entre o 1 ^o e o l -ésimo subarranjo de antenas.
Φ_l	Matriz diagonal de $D \times D$ dimensões que representa os deslocamentos de fase de um l -ésimo subarranjo em relação ao 1 ^o .
L	Número de subarranjos contidos dentro de um arranjo de antenas.
E	Subespaço vetorial onde estão contidos todos os sinais.
E_S	Subespaço vetorial onde estão contidos somente os sinais.
E_N	Subespaço vetorial onde está contido somente o ruído.
v_i	Corresponde ao i -ésimo autovalor da matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado R .
ν_i	Corresponde ao i -ésimo autovetor da matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado R .
$P_s(\theta)$	Espectro de potência angular.
U_m	Vetor base da m -ésima coluna da matriz identidade de ordem $M \times M$.
C_j	Corresponde a j -ésima coluna do inverso da matriz de autocorrelação.
Δ	Distância entre dois subarranjos.
Φ	Matriz diagonal de $D \times D$ dimensões que representa os deslocamentos de fase entre 2 subarranjos.
Ψ	Matriz de ordem $D \times D$ dimensões denominada de operador de invariância rotacional.
T	Matriz de $D \times D$ dimensões que contém todos os autovalores de Ψ .
f_s	Frequência espacial.

ω_s	Frequência espacial angular.
$\Delta\theta$	Resolução angular.
Δf_s	Resolução espacial.
$\arg(\cdot)$	Argumento de um valor.
$\log(\cdot)$	Função logaritma de base 10.
$\arcsen(\cdot)$	Função arco-seno.
T_{IC}	Intervalo de medida.
T_{cont}	Tempo de contagem (medido).
r_{cont}	Resolução incremental do sistema de contagem.
T_{clk}	Tempo de um período de relógio. (método de linha de retardos e contadores independentes).
F_{clk}	Frequência de relógio (método de linha de retardos e contadores independentes).
N_{cont}	Número de contadores utilizados (método de linha de retardos e contadores independentes).
$Tr_{m,1}$	Número de transições do primeiro contador (método de linha de retardos e contadores independentes).
B_i	Comando de codificação de contadores (método de linha de retardos e contadores independentes).
σ^2	Variância.
N_c	Número de experimentos realizados.
Vt_i	Corresponde ao i -ésimo valor estimado durante um processo de obtenção de medidas.
Vs	Valor esperado dentro de um processo de obtenção de medidas.

Resumo

A presente dissertação aborda a caracterização espaciotemporal de um canal de comunicação sem fio utilizando arranjo de antenas. Além da abordagem teórica é proposta uma estrutura de simulação em que pulsos de sondagem UWB (*ultra wideband*) do tipo monociclo Gaussiano são transmitidos através de um canal de comunicação sem fio interno, este representado por uma combinação dos modelos de Saleh-Valenzuela e Spencer, e recebidos por meio de um arranjo linear de antenas. A partir do sinal recebido são estimadas as magnitudes, as direções de chegada (DOA - *direction of arrival*) e os instantes de chegada (TOA - *time of arrival*) de cada componente de multipercurso e os resultados são exportados ou apresentados em gráficos tridimensionais para análise. A estimação de magnitudes é extraída de um processo de detecção de energia, as direções de chegada são estimadas pelo algoritmo MUSIC (*multiple signal classification*) e os instantes de chegada são estimados utilizando-se uma recente técnica de medição precisa de intervalos de tempo.

Palavras-chave: Caracterização espaciotemporal de canal, tempo de chegada, direção de chegada, sondagem de canal, simulação, VisSim/Comm, Mathcad.

Abstract

This dissertation deals with the space-time characterization of wireless communication channels using an antenna array. Besides a theoretical approach, the work also suggests a simulation structure in which ultra wideband (UWB) Gaussian monocycle sounding pulses are transmitted through an indoor wireless channel, represented via a combination of the Saleh-Valenzuela and the Spencer models, and received by a linear antenna array. Magnitude, direction of arrival (DOA) and time of arrival (TOA) are then estimated from the received signal for each multipath component, and the results are exported or presented in a three-dimensional graph for analysis. Magnitudes are estimated from an energy detection process, DOA estimation makes use of the MUSIC (multiple signal classification) algorithm and TOA estimation uses a recently proposed technique for accurate time interval measurement.

Keywords: Space-time channel characterization, time of arrival (TOA), direction of arrival (DOA), channel sounding, simulation, VisSim/Comm, Mathcad.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização do tema

Um processo de comunicação [1] consiste na transmissão da informação de um ponto até o outro conforme mostra a Figura 1.1.

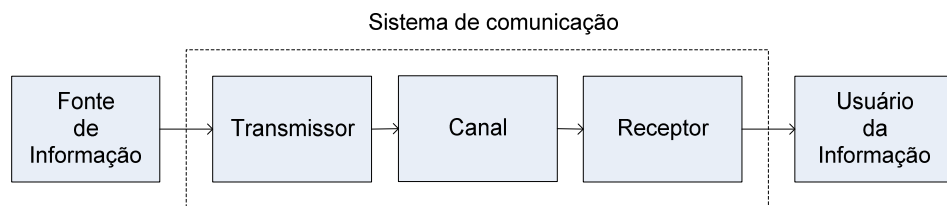


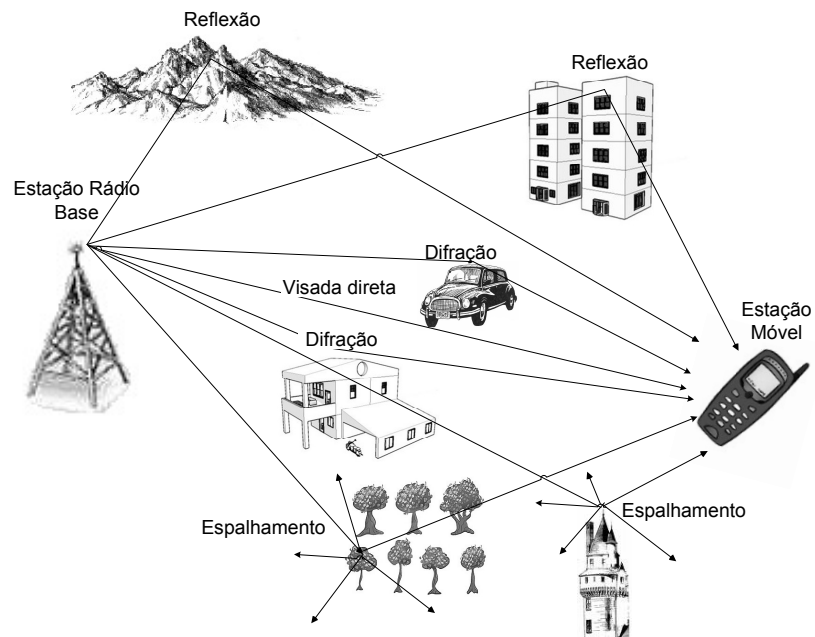
Figura 1.1: Representação de um sistema de comunicação.

A fonte de informação é responsável por gerar o sinal de informação (música, voz, vídeo, dados, etc), enviando a mensagem ao transmissor responsável pela modulação do sinal, para que este possa se propagar através do canal de comunicação (meio de transmissão).

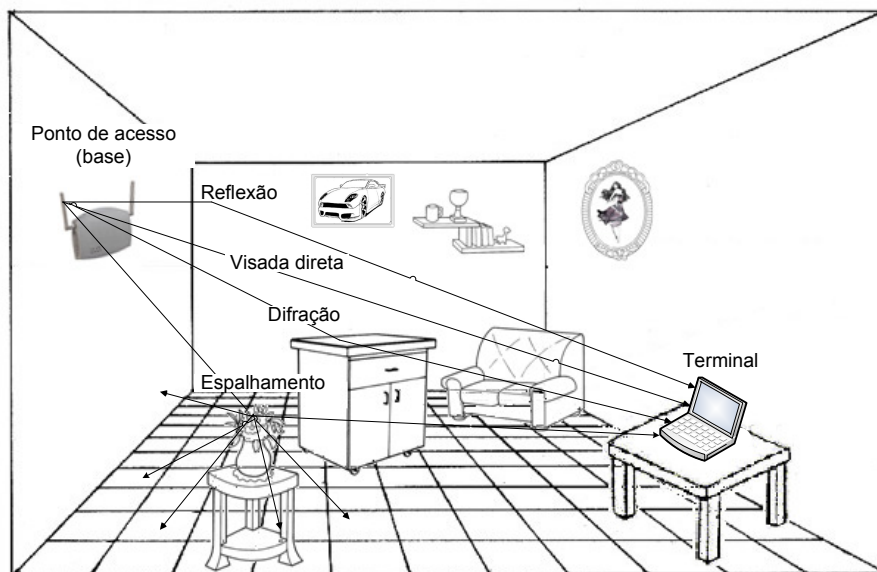
O sinal de informação obtido no receptor sofre uma perda de qualidade devido à passagem pelo canal, a qual altera as características do sinal. Os principais efeitos que ocorrem são a distorção, a interferência e a contaminação por ruído.

Cada tipo de canal possui características peculiares que variam aleatoriamente em função do comportamento do meio de transmissão ao longo do tempo. Dentro de um sistema de comunicações móveis terrestres, por exemplo o modelo de comunicação é bastante complexo e é composto por diversos fenômenos tais como reflexão, difração e espalhamento [2], além da propagação por visada direta. A reflexão ocorre quando o sinal transmitido (onda eletromagnética) incide sobre uma superfície lisa de dimensões

muito maiores do que o seu comprimento de onda, como prédios e montanhas. A difração ocorre quando o sinal passa através de um orifício ou contorna um objeto de mesma ordem de grandeza do seu comprimento de onda. O espalhamento ocorre quando uma onda é obstruída por um corpo de dimensões muito pequenas quando comparado ao seu comprimento de onda, como folhagens de árvores. A Figura 1.2 ilustra estes fenômenos para um canal de comunicação sem fio interno (*indoor wireless channel*) e para um canal de comunicação sem fio externo terrestre (*outdoor wireless channel*).



(a) Ambiente externo.



(b) Ambiente interno.

Figura 1.2: Representação de um ambiente de comunicação móvel terrestre.

O sinal que chega ao receptor é composto de diversos sinais que percorrem diferentes trajetórias e sofrem diferentes atrasos, decorrentes dos fenômenos de propagação. Além disto, os vários componentes do sinal resultante chegam à antena receptora em diferentes ângulos de incidência.

Diante deste cenário, o conhecimento do canal de comunicação para uma dada aplicação é de grande importância, pois com isto pode-se criar sistemas cada vez mais robustos e menos vulneráveis aos seus efeitos. Com este objetivo foram criadas diversas técnicas para estimar as suas características, tanto do ponto de vista espacial (angular) quanto temporal.

Uma das técnicas utilizadas para se estimar o comportamento espacial do canal envolve o uso de arranjo de antenas. Associada com as técnicas de estimação da direção de chegada (DOA-*direction of arrival*), permite obter as direções que os sinais incidem sobre uma antena.

A estimação temporal é obtida por exemplo, através da transmissão de pulsos de sondagem e, pela análise destes no receptor, obtém-se o comportamento de decaimento de potência do sinal ao longo do tempo, indicando os múltiplos percursos que chegam ao receptor em diferentes instantes de tempo.

Hoje os sistemas de comunicações móveis de 3^a geração permitem transmissões de dados a taxas acima de 2 Mbps e os sistemas de 4^a geração que atualmente estão sendo desenvolvidos permitirão a transmissão a taxas ainda mais elevadas.

Informações como DOA, tempo de chegada (TOA-*time of arrival*) e a amplitude dos sinais que chegam ao receptor são parâmetros importantes dentro deste contexto. Essas informações servem de base para a extração de outros parâmetros (espalhamento de atraso, espalhamento angular, etc), que indicam o comportamento dispersivo do canal. As informações de dispersão em frequência do canal também podem ser extraídas, pois tempo e frequência são grandezas que estão diretamente relacionadas.

A extração dos parâmetros do canal nos permite obter um grande conjunto de informações para modelagem de ambientes, auxiliando no desenvolvimento de sistemas de comunicação mais eficientes. Uma das aplicações destina-se a sistemas que se adaptam às características variantes do meio de transmissão com base na análise constante das informações do canal, como por exemplo sistemas que utilizam antenas adaptativas. Elas utilizam a informação da DOA para moldar seu diagrama de irradiação para receber e transmitir os sinais nas direções desejadas e colocando pontos de nulo em outras, o que resulta em uma economia de potência. Tais arranjos de antenas são também associados a algoritmos de estimação da DOA e algoritmos adaptativos que dão ganhos aos sinais que incidem em determinadas direções e atenuam em outras, reduzindo assim a influência de sinais interferentes.

1.2 Proposta e contribuições do trabalho

A proposta deste trabalho consiste da simulação e caracterização de um canal de comunicação sem fio interno utilizando o modelo de Saleh-Valenzuela [3] com a modificação proposta por Spencer [4], onde além das informações de ganho, deslocamento de fase e deslocamento de tempo propostos por Saleh e Valenzuela contempla-se também a informação de direção de chegada. A caracterização espacial deste canal é obtida através de algoritmos de estimação da DOA combinados com um arranjo de antenas. A resposta temporal do canal é obtida utilizando um método de detecção de energia associado a uma recente técnica para medida de tempo de chegada dos multipercursos [5].

Preende-se que a continuação deste trabalho permita a implementação prática (*hardware*) da técnica de caracterização aqui apresentada.

1.3 Estrutura da dissertação

O presente trabalho está dividido em 4 capítulos. O Capítulo 1 é introdutório e faz uma breve apresentação dos componentes envolvidos em um sistema de comunicação, dando maior ênfase ao comportamento do canal dentro de um ambiente de comunicação móvel terrestre, os seus problemas, ressaltando a importância de sua análise e as contribuições deste trabalho. O Capítulo 2 apresenta o canal de comunicação sem fio terrestre, abordando os conceitos sobre desvanecimento, modelagem estatística, resposta ao impulso e modelos de canais de propagação em interiores (*indoor*). O Capítulo 3 explora as técnicas de sondagem espacial de um canal através do uso de uma antena diretiva de alto ganho, bem como o uso de um arranjo de antenas. As técnicas de análise temporal do canal também são exploradas pelos métodos de sondagem em frequência, sondagem no domínio do tempo e sondagem por compressão de pulsos. Esse capítulo também nos dá uma introdução aos arranjos de antenas, servindo de base para o capítulo seguinte. O Capítulo 4 aborda os métodos utilizados para a estimação de tempo e da direção de chegada. O Capítulo 5 apresenta a proposta principal do trabalho, incluindo os resultados de simulação e caracterização obtidos, as conclusões e as sugestões para trabalhos futuros que possam vir a complementar o trabalho presente.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Haykin, *Communications Systems*. 4th ed., New York:John Wiley & Sons, 2001.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2nd ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [3] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol. SAC-05, No.02, Feb. 1987, pp. 128-137.
- [4] Q. B. Spencer, et al, “Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol.18, No.03, Mar. 2000, pp. 347-359.
- [5] C. N. M. Marins, et al, “Precision Clock and Time Transfer on a Wireless Telecommunication Link,” *IEEE Transactions Instruments Measurements*, vol.59, No.03, Mar. 2010, pp. 512-518.

Capítulo 2

Propagação no Canal de Comunicação sem Fio Terrestre

Neste capítulo optou-se por descrever os aspectos de propagação do canal de comunicação sem fio terrestre externo devido ao apelo didático mais adequado ao trabalho e à riqueza de fenômenos. Além disto, os conceitos aqui apresentados podem facilmente ser relacionados ao canal de comunicação sem fio interno, objeto principal do estudo.

Como citado no Capítulo 1, o sinal transmitido através de um canal de comunicação sem fio terrestre pode percorrer diferentes trajetórias até chegar ao receptor. As várias réplicas recebidas se combinam de maneira construtiva ou destrutiva, gerando um sinal resultante com um formato diferente do originalmente transmitido e com intensidade variável em função do movimento relativo entre o transmissor (Tx) e o receptor (Rx). A tais variações dá-se o nome de desvanecimento [1][2]. A Figura 2.1 mostra a classificação dos fenômenos de desvanecimento que ocorrem no canal [3]. Pode-se observar que o fenômeno de desvanecimento se classifica em dois grupos: desvanecimento em grande e em pequena escala.

O desvanecimento em grande escala leva em conta a média das variações de potência do sinal recebido ao longo do caminho entre o transmissor e o receptor, podendo ser uma média dentro de uma grande área ou uma média local. A média das variações de potência dentro de uma grande área (*area-mean*) corresponde à média efetuada dentro de intervalos espaciais de centenas de comprimentos de onda. A média local (*local-mean*) corresponde à média efetuada dentro de intervalos espaciais de dezenas de comprimentos de onda.

O desvanecimento em pequena escala leva em conta as variações instantâneas dos parâmetros relacionados ao sinal recebido (amplitude, atraso, deslocamento de fase, etc).

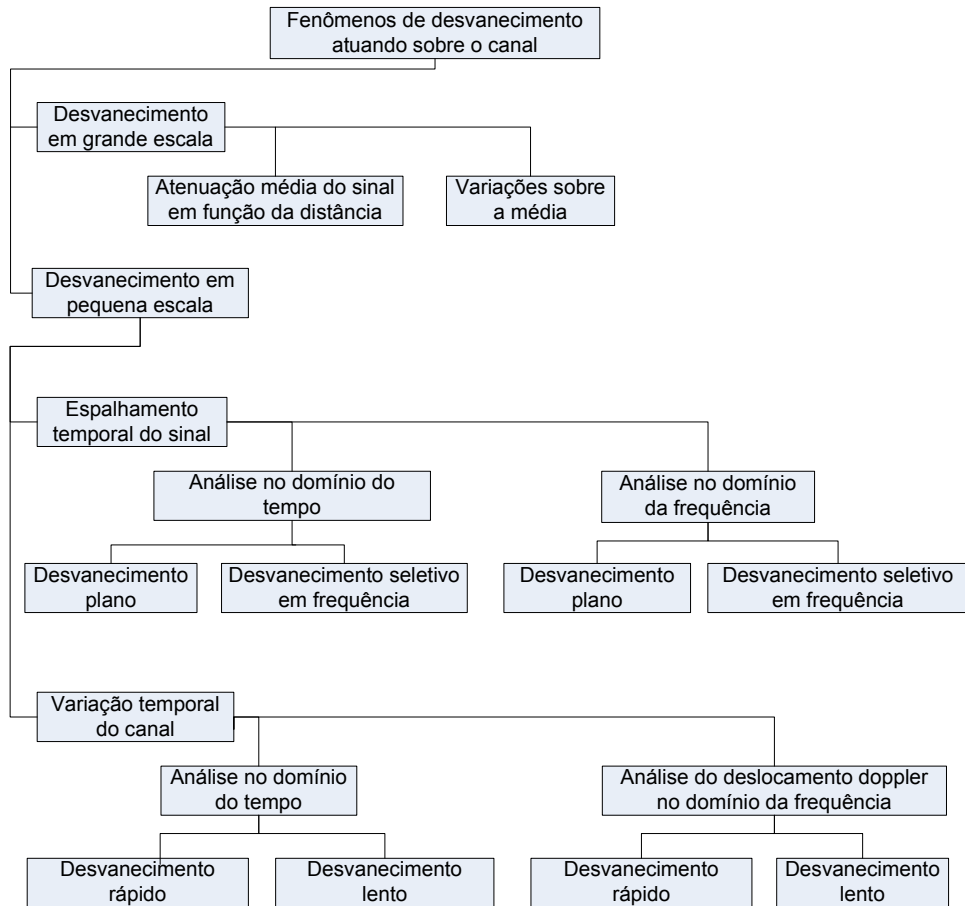


Figura 2.1: Classificação dos fenômenos de desvanecimento.

A Figura 2.2 [2] ilustra o sinal que chega ao receptor e os fenômenos de desvanecimento em grande e pequena escala, os quais agem simultaneamente sobre o sinal.

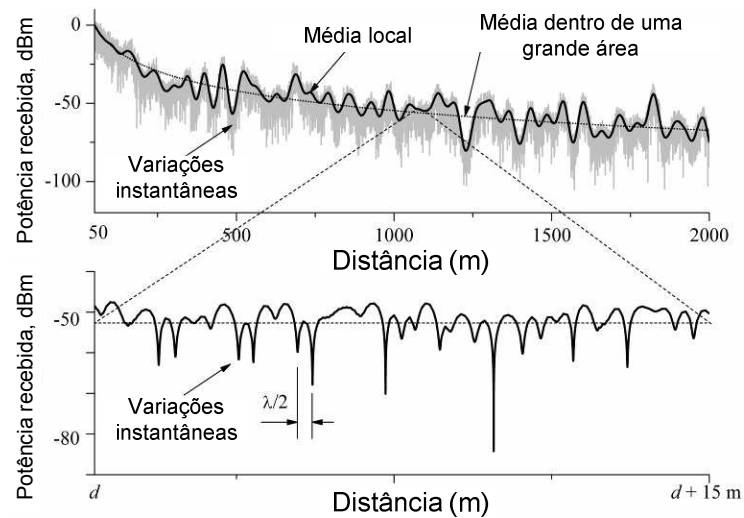


Figura 2.2: Desvanecimento em grande e em pequena escala.

2.1 Desvanecimento em grande escala

2.1.1 Atenuação com a distância

A atenuação com a distância [1][4] corresponde à perda de potência do sinal à medida que este se propaga pelo meio de transmissão. Quanto maior for a distância percorrida, maior será a atenuação.

A atenuação com a distância pode ser determinada por

$$\overline{\overline{P_L}} = \left(\frac{r}{r_o} \right)^\rho \quad (2.1)$$

ou em dB:

$$\overline{\overline{P_L}}_{[dB]} = \overline{\overline{P_L}}_{(r_o)} + 10\rho \log \left(\frac{r}{r_o} \right), \quad (2.2)$$

onde ρ corresponde ao coeficiente de atenuação do meio de transmissão, r é a distância entre o transmissor e o receptor e r_o é a distância de referência próxima ao transmissor. Nas expressões (2.1) e (2.2) o duplo traço sobre P_L indica uma média em área (*area mean*). Em termos práticos $r_o \geq r_c$, onde r_c é denominada de distância crítica e é dada por

$$r_c = \frac{4h_t h_r}{\lambda_c}, \quad (2.3)$$

onde λ_c é comprimento de onda da portadora, h_t e h_r são as alturas das antenas de transmissão (Tx) e recepção (Rx) em relação à terra plana, considerando as estruturas de sustentação [2].

Nas expressões (2.1) e (2.2) o duplo traço sobre P_L indica uma média em área (*area mean*).

2.1.2 Modelo de sombreamento log-normal

As equações (2.1) e (2.2) não consideram o fato da existência de obstáculos entre o transmissor e o receptor.

A Figura 2.3 ilustra dois receptores Rx_1 e Rx_2 separados do transmissor por uma distância r porém em posições diferentes.

Desconsiderando os efeitos de desvanecimento em pequena escala, os sinais

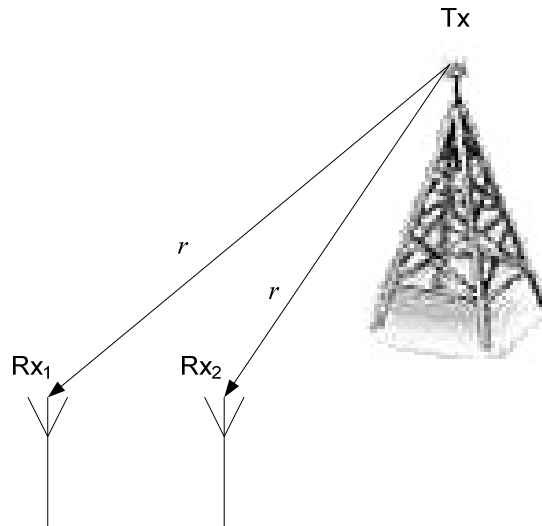


Figura 2.3: Ilustração modelo de sombreamento log-normal.

oriundos do transmissor chegam a cada um dos receptores com intensidades diferentes. Isto se deve aos diferentes obstáculos existentes no caminho entre cada um deles.

Através de medições de potência no receptor é possível verificar que para qualquer distância do transmissor, a atenuação total segue uma variável aleatória com uma distribuição log-normal. Diante disto a nova fórmula de atenuação com a distância [1] é dada por

$$\overline{P_{L[dB]}} = \overline{P_{L(r_o)}} + 10\rho \log\left(\frac{d}{r_o}\right) + X_\sigma, \quad (2.4)$$

onde X_σ é uma variável aleatória de média zero e distribuição normal, que é obtida através de medições do ambiente. O traço simples sobre P_L agora significa uma média local (*local mean*).

A potência P_R que chega ao receptor é calculada através de:

$$P_{R[dBm]} = P_{T[dBm]} - \overline{P_{L[dB]}}, \quad (2.5)$$

onde P_T é a potência de transmissão.

2.2 Desvanecimento em pequena escala

O desvanecimento em pequena escala [1] é causado pelas várias réplicas do sinal transmitido que chegam ao receptor em diferentes intervalos de tempo decorrentes da influência do canal sobre o sinal, os quais combinam-se formando um sinal resultante variável em

amplitude e fase. Este desvanecimento pode ser classificado como lento ou rápido, em função do tempo, e seletivo ou plano em função da frequência.

2.2.1 Resposta ao impulso de um canal com multipercurso

Do conceito de sistemas lineares, a resposta ao impulso é a resposta de um sistema quando em sua entrada é aplicado um impulso. Ela contém todas as informações necessárias para a simulação e análise de qualquer tipo de transmissão através do canal.

A resposta ao impulso do canal de comunicação sem fio terrestre variante no tempo pode ser expressa por [5]

$$h(t, \tau, f, \theta_r, \theta_t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, f) \delta[\tau - \tau_i(t)] \delta[\theta_r - \theta_{r,i}(t)] \delta[\theta_t - \theta_{t,i}(t)] , \quad (2.6)$$

onde $a_i(t, f) = |a_i(t, f)| e^{j[2\pi f \tau_i(t, f) + \varphi'_i(t, f)]} = |a_i(t, f)| e^{j\varphi_i(t, f)}$ é o ganho complexo do sinal do i -ésimo percurso em função do tempo t e frequência f , o qual possui um deslocamento de fase $\varphi_i(t, f) = 2\pi f \tau_i(t, f) + \varphi'_i(t, f)$ que é a soma dos deslocamentos de fase em função do atraso de propagação por percurso e um deslocamento de fase ($\varphi'_i(t, f)$), θ_r é o ângulo de chegada, θ_t é o ângulo de partida e τ é o atraso dos sinais incidentes. A Figura 2.4 ilustra um ambiente de propagação multipercurso de acordo com (2.6).

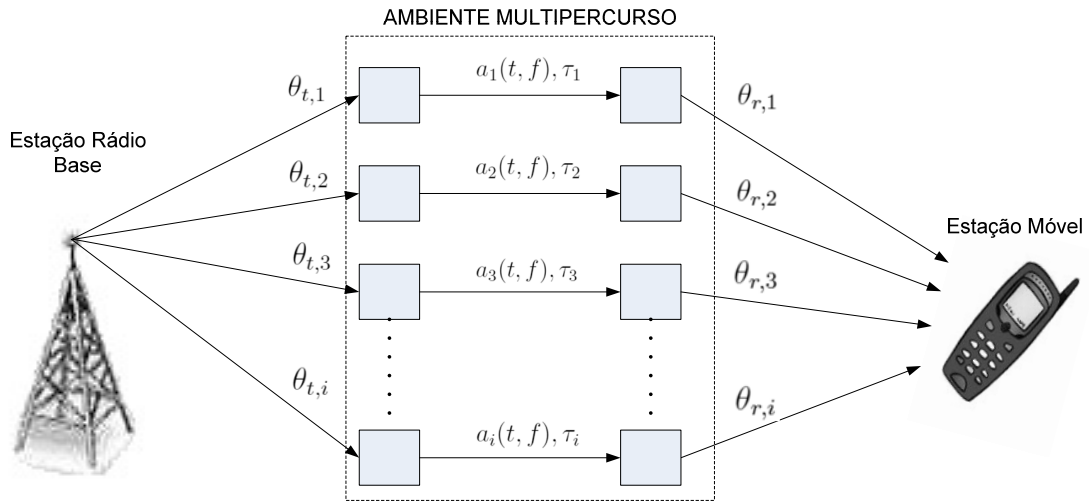


Figura 2.4: Ambiente de propagação multipercurso.

Desconsiderando a informação do ângulo de partida, pois a sua análise não faz parte do objetivo deste trabalho, a expressão (2.6) se torna:

$$h(t, \tau, f, \theta_r) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, f) \delta[\tau - \tau_i(t)] \delta[\theta_r - \theta_{r,i}(t)] . \quad (2.7)$$

Para facilitar a compreensão dos conceitos abordados nas seções 2.3, 2.5 e 2.6 serão feitas duas considerações:

1. As características do canal serão analisadas para uma dada frequência f , a qual será suprimida da expressão, fazendo com que a expressão (2.7) se torne:

$$h(t, \tau, \theta_r) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t) \delta[\tau - \tau_i(t)] \delta[\theta_r - \theta_{r,i}(t)] . \quad (2.8)$$

2. A expressão (2.8) será dividida em duas partes uma expressão com a análise em função do tempo e do ângulo de chegada e outra em função apenas do tempo e dos atrasos, como segue:

$$h(t, \tau) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j(t) \delta[\tau - \tau_j(t)] \quad (2.9)$$

e

$$h(t, \theta_r) = \sum_{l=0}^{N-1} a_l(t) \delta[\theta_r - \theta_{r,l}(t)] . \quad (2.10)$$

O índice i foi substituído por j para a análise em função do tempo t e dos atrasos e l em função do tempo t e ângulo de chegada θ_r . Esta mudança foi feita juntamente com a divisão dos modelos com o objetivo de facilitar a compreensão da análise dos parâmetros do canal tanto do ponto de vista temporal como também espacial.

2.3 Modelo de propagação temporal

A resposta ao impulso do canal é ilustrada na Figura 2.5. Nela é feita a análise do comportamento do canal em função da amplitude a , do atraso τ e do tempo t . Para um impulso transmitido no instante t , tem-se várias réplicas deste chegando com diferentes atrasos τ e diferentes valores de amplitude a .

A resposta ao impulso do canal é dada por (2.9), reproduzida aqui por conveniência:

$$h(t, \tau) = \sum_{j=0}^{N-1} a_j(t) \delta[\tau - \tau_j(t)] \quad (2.11)$$

Na prática costuma-se representar o eixo dos atrasos sob a forma discreta e com intervalos de tempo iguais, dados por $\Delta\tau = \tau_j - \tau_{j-1}$. O atraso da primeira amostra

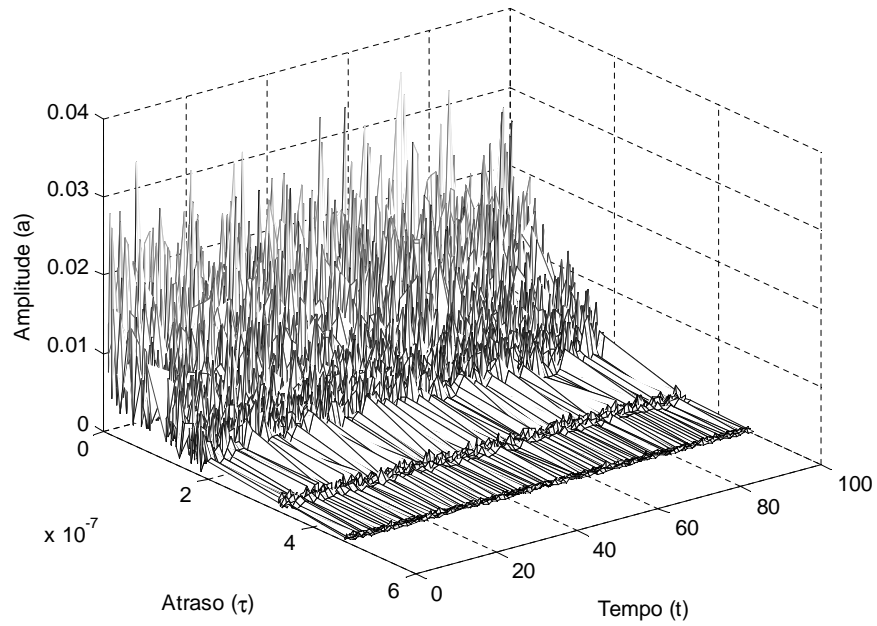


Figura 2.5: Representação de um canal de comunicação segundo o modelo de propagação temporal.

que chega ao receptor por convenção é definido como $\tau_0 = 0$ e os atrasos restantes por $\tau_1 = \Delta\tau$, $\tau_2 = 2\Delta\tau, \dots, \tau_j = j\Delta\tau$, como ilustra a Figura 2.6. Então deste ponto em diante considera-se que θ e τ não variam com o tempo, o que pode também representar uma variação muito lenta (em relação à taxa de símbolo em um sistema de comunicação) dentro de um intervalo de observação do canal.

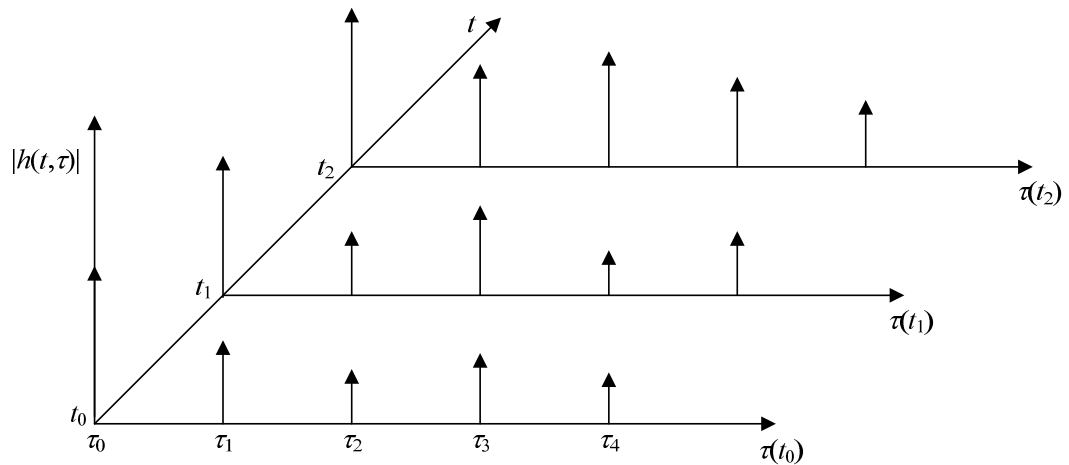


Figura 2.6: Resposta ao impulso na forma discreta.

2.3.1 Perfil de potência temporal

O perfil de potência temporal (PDP-*Power Delay Profile*), representa o decaimento da potência do sinal ao longo do atraso τ e é dado pelo valor esperado, ao longo do tempo t , do quadrado da magnitude da resposta ao impulso do canal:

$$\begin{aligned} P(\tau) &= E[|h(t, \tau)|^2] = \sum_{j=0}^{N-1} E[|a_j(t)|^2] \delta(\tau - \tau_j) \\ &= \sum_{j=0}^{N-1} P(\tau_j) \delta(\tau - \tau_j), \end{aligned} \quad (2.12)$$

A Figura 2.7 mostra um exemplo perfil de potência temporal.

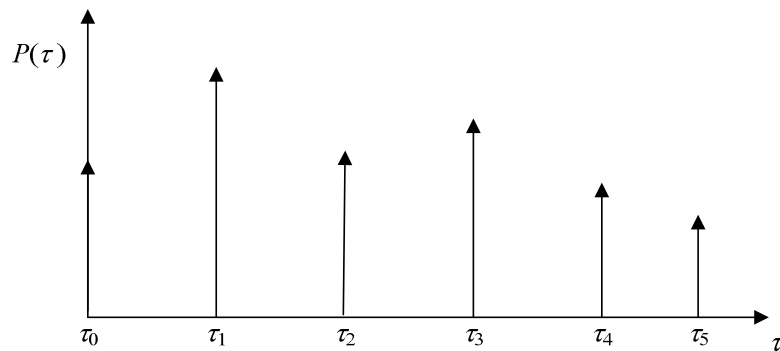


Figura 2.7: Perfil de potência temporal.

2.3.2 Parâmetros de dispersão temporal

O atraso médio, espalhamento por atraso e o máximo atraso [1][6], são parâmetros de um canal multipercurso no domínio do tempo. Eles são extraídos do perfil de potência temporal.

O atraso médio é dado por

$$\bar{\tau} = E[\tau] = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} b_j^2 \tau_j}{\sum_{j=0}^{N-1} b_j^2} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} P(\tau_j) \tau_j}{\sum_{j=0}^{N-1} P(\tau_j)}, \quad (2.13)$$

onde $b_j = \sqrt{E[|a_j(t)|^2]} = \sqrt{P(\tau_j)}$.

O espalhamento por atraso *rms* é o desvio padrão de todos os atrasos e é dado

por

$$\begin{aligned}\sigma_\tau &= \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} = \sqrt{\frac{\sum_{j=0}^{N-1} b_j^2 \tau_j^2}{\sum_{j=0}^{N-1} b_j^2} - (\overline{\tau})^2} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{j=0}^{N-1} P(\tau_j) \tau_j^2}{\sum_{j=0}^{N-1} P(\tau_j)} - (\overline{\tau})^2},\end{aligned}\tag{2.14}$$

onde $\overline{\tau^2}$ corresponde ao valor médio quadrático (2º momento) dos atrasos.

O máximo atraso (τ_M) é o maior atraso em relação a τ_0 em que a potência do sinal cai abaixo de um valor de referência (limiar de recepção, por exemplo).

A Figura 2.8 ilustra os parâmetros acima descritos.

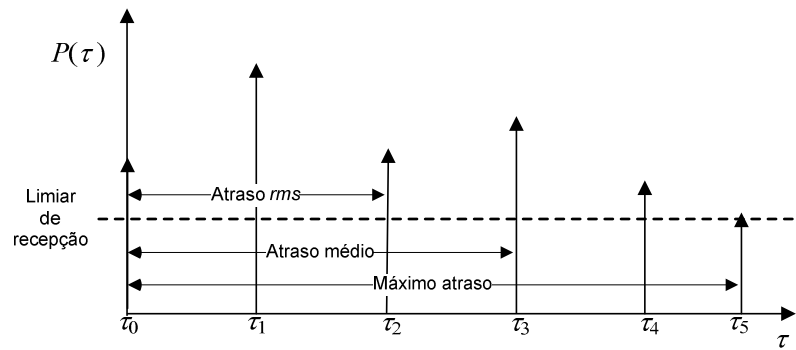


Figura 2.8: *Parâmetros de dispersão temporal.*

2.3.3 Parâmetros de dispersão em frequência

Banda de coerência

A banda de coerência B_c é uma medida estatística que indica a faixa de frequências em que as componentes espectrais do sinal são afetadas por um ganho praticamente constante e por um deslocamento de fase praticamente linear. Dois sinais que possuam uma separação em frequência maior do que a banda de coerência, são afetados de formas diferentes pelo canal.

A banda de coerência é dada por

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau},\tag{2.15}$$

onde o fator de proporcionalidade depende da correlação de referência entre as amplitudes dos sinais nas diferentes frequências.

Efeito Doppler

O efeito Doppler [1][4] ocorre devido ao movimento relativo entre a estação rádio móvel e a estação rádio base, conforme ilustra a Figura 2.9.

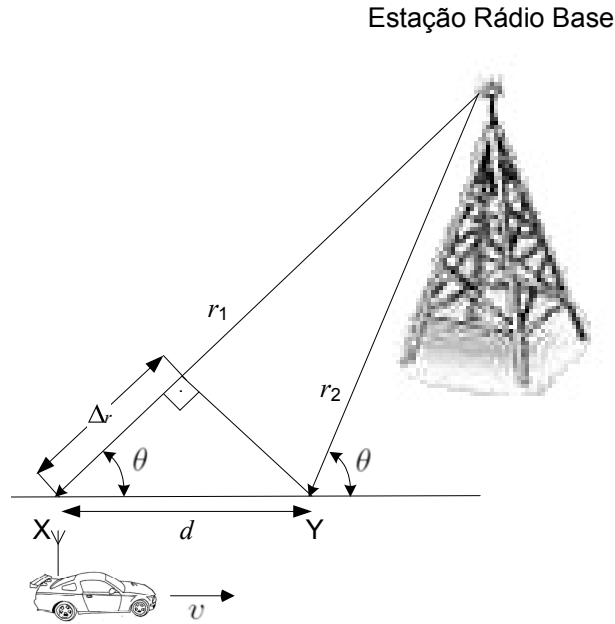


Figura 2.9: Representação dos elementos envolvidos no movimento relativo entre a estação móvel e a rádio base.

A estação móvel movimenta-se a uma velocidade v e as ondas incidem sobre a mesma oriundas da estação rádio base com um ângulo de incidência θ . Nos instantes X e Y a diferença entre as trajetórias r_1 e r_2 é dada por $\Delta r = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ e a diferença de fase $\Delta \varphi_d$ dos sinais recebidos é

$$\Delta \varphi_d = \frac{2\pi \Delta r}{\lambda_c} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda_c} \cos \theta \quad (2.16)$$

O desvio em frequência f_d é dado por

$$f_d = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \left(\frac{\Delta \varphi_d}{\Delta t} \right) = \left(\frac{v}{\lambda_c} \right) \cdot \cos \theta, \quad (2.17)$$

onde λ_c é o comprimento de onda da portadora. A frequência f' recebida pelo receptor

devido ao desvio em frequência é

$$f' = f + \left(\frac{v}{\lambda_c} \right) \cos \theta . \quad (2.18)$$

O máximo desvio Doppler f_m ocorre quando as componentes do sinal chegam na mesma direção ou oposta ao movimento do receptor ($\theta=0^\circ$ ou $\theta=180^\circ$), donde conclui-se que o máximo desvio é dado por $f_m = \pm \frac{v}{\lambda_c}$.

Espalhamento Doppler e tempo de coerência

O espalhamento por atraso e a banda de coerência são parâmetros que não fornecem nenhuma informação de alteração das características do sinal em função do movimento relativo entre o transmissor e o receptor, o que é revelado pelo espalhamento Doppler e o tempo de coerência.

O espalhamento Doppler B_d é definido como a faixa de frequências compreendida entre $f_c - f_m$ e $f_c + f_m$, onde o espectro de potência Doppler é essencialmente não nulo.

O tempo de coerência é o parâmetro dual do espalhamento Doppler, pois é uma medida estatística do intervalo em que a resposta ao impulso é invariante com o tempo. Por exemplo, se dois sinais chegam ao receptor em instantes de tempo superiores ao tempo de coerência suas características são alteradas pelo canal de maneiras diferentes, ocorrendo a distorção do sinal.

O tempo de coerência e o espalhamento Doppler são extraídos através da seguinte relação:

$$T_c \propto \frac{1}{f_m} , \quad (2.19)$$

onde f_m é o máximo desvio Doppler. Mais uma vez, a constante de proporcionalidade depende da correlação de referência entre os sinais observados em instantes distintos.

Um modelo muito bom que ilustra o comportamento do espectro de potência Doppler $S_d(f)$, é dado por [1][6]

$$S_d(f) = \frac{9}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m} \right)^2}} . \quad (2.20)$$

A Figura 2.10 ilustra este espectro de potência Doppler.

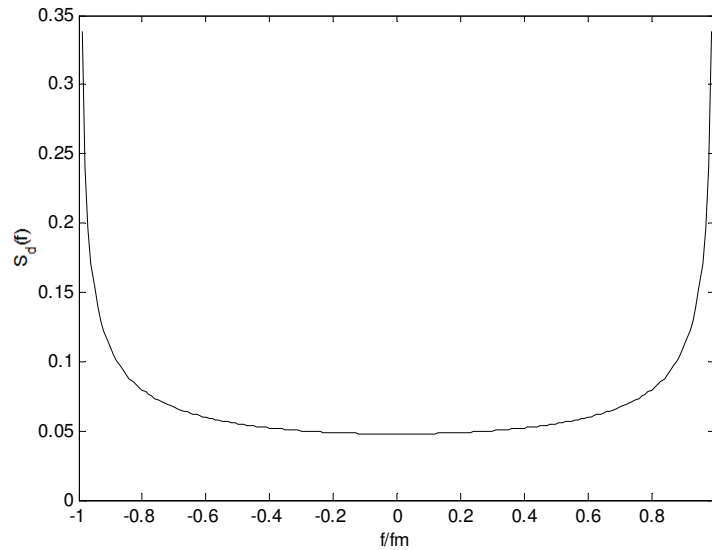


Figura 2.10: Espectro de potência Doppler.

2.4 Classificação dos fenômenos de desvanecimento em pequena escala

As alterações no sinal recebido devido aos fenômenos de desvanecimento em pequena escala dependem das características do sinal transmitido (largura de banda B_w e duração do símbolo transmitido T_s), como também do canal (espalhamento Doppler B_d , espalhamento de atraso σ_τ e banda de coerência B_c).

A Figura 2.11 mostra a classificação dos fenômenos de desvanecimento em pequena escala [1], que apesar de serem ilustrados separadamente, ocorrem simultaneamente sobre o canal.

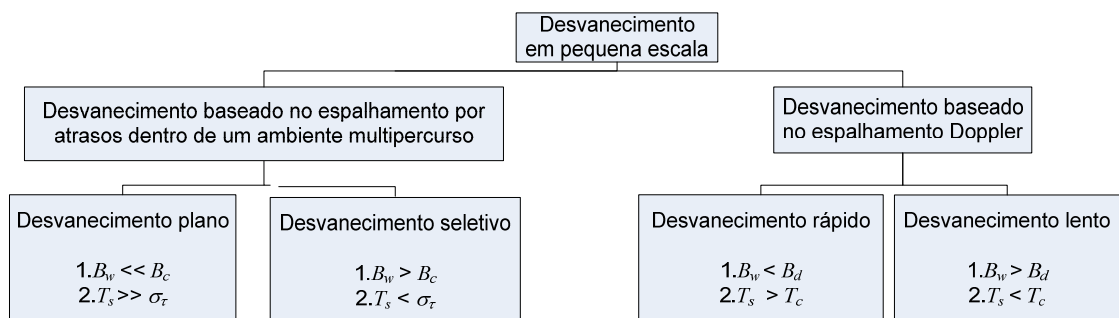


Figura 2.11: Classificação dos fenômenos de desvanecimento em pequena escala.

2.4.1 Classificação com relação ao espalhamento de atrasos

Desvanecimento plano

Se a banda de coerência do canal é muito maior do que a largura de faixa do sinal transmitido, o sinal sofrerá desvanecimento plano e a sua amplitude será alterada, devido às variações de ganho do canal em função do multipercurso. A sua fase também será alterada, porém as alterações são muito pequenas e considera-se que os sinais chegam ao receptor praticamente no mesmo instante de tempo.

Um canal possui desvanecimento plano se

$$B_w \ll B_c \quad \text{ou} \quad T_s \gg \sigma_\tau . \quad (2.21)$$

Se a duração do símbolo transmitido T_s for muito maior do que o espalhamento por atraso, o canal de comunicação pode ser comparado com um canal sem atraso e considerado como plano.

A Figura 2.12 ilustra este fenômeno.

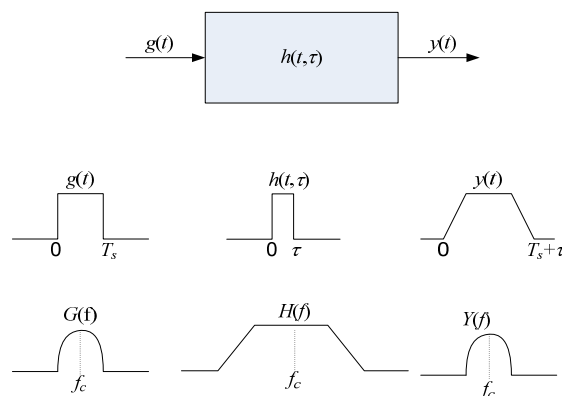


Figura 2.12: Ilustração do fenômeno de desvanecimento plano.

Desvanecimento seletivo

Se a banda de coerência do canal, B_c , for menor do que a largura de faixa do sinal transmitido B_w , o sinal sofrerá desvanecimento seletivo em frequência e as suas características são alteradas de acordo com a frequência.

Um sinal possui desvanecimento seletivo em frequência se

$$B_w > B_c \quad \text{ou} \quad T_s < \sigma_\tau . \quad (2.22)$$

A Figura 2.13 ilustra o desvanecimento seletivo em frequência.

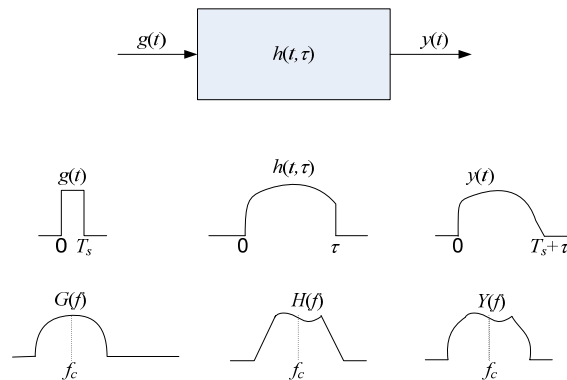


Figura 2.13: Ilustração do fenômeno de desvanecimento seletivo.

2.4.2 Classificação devido ao espalhamento Doppler

Desvanecimento rápido

Quando o tempo de coerência for menor que o período do símbolo, ocorre a dispersão em frequência do sinal transmitido devido ao espalhamento Doppler. A distorção do sinal está diretamente relacionada ao aumento do espalhamento Doppler relativo à largura de banda do sinal transmitido. Este fenômeno é conhecido como desvanecimento rápido e as condições para que ocorra são dadas por

$$T_s > T_c \quad \text{ou} \quad B_w < B_d . \quad (2.23)$$

Desvanecimento lento

As variações da resposta ao impulso em um canal com desvanecimento lento são mais lentas do que em um canal com desvanecimento rápido. Com isto considera-se que as suas características são estáticas durante um ou vários símbolos transmitidos.

No domínio da frequência isto implica que o espalhamento Doppler será menor do que a largura de faixa do sinal transmitido. Então, um sinal sofrerá desvanecimento lento se

$$T_s \ll T_c \quad \text{ou} \quad B_w \gg B_d . \quad (2.24)$$

2.5 Modelo de propagação espacial

A resposta ao impulso do canal para este modelo é ilustrada na Figura 2.14. Nela é feita a análise do comportamento do canal em função da amplitude a , tempo t e direção de chegada θ_r . Para um impulso transmitido no instante t , tem-se várias réplicas deste chegando com diferentes direções θ_r e com diferentes valores de amplitude a .

Na prática costuma-se representar o eixo dos ângulos de chegada da mesma maneira que o temporal sob a forma discreta e com espaçamentos iguais entre os ângulos o qual está diretamente relacionado com a resolução das medidas. O ângulo de chegada é definido em relação a um ângulo de referência $\theta_{r,0}(t)$ que por convenção é definido como 0° e os restantes são medidos em função deste conforme a expressão $\theta_r(t) = \theta_{r,l}(t) - \theta_{r,0}$.

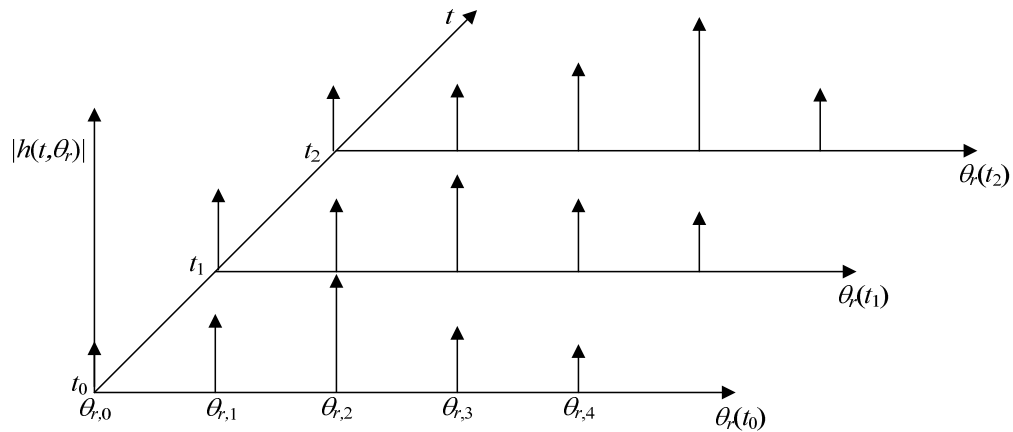


Figura 2.14: Resposta ao impulso na forma discreta do ponto de vista espacial.

A resposta ao impulso do canal é dada por (2.10), reproduzida aqui por conveniência:

$$h(t, \theta_r) = \sum_{l=0}^{N-1} a_l(t) \delta(\theta_r - \theta_{r,l}) \quad (2.25)$$

O conjunto das informações de amplitude do sinal sobre um dos eixos $\theta_r(t)$ é denominado de *perfil de potência angular*, tema da próxima subseção. Deste ponto em diante, será considerado θ_r como θ devido ao fato de a análise ser efetuada somente na recepção.

2.5.1 Perfil de potência angular

Semelhante ao perfil de potência temporal, que mostra as características de dispersão ao longo do tempo, o perfil de potência angular (PAP-*Power Angular Profile*) mostra as

características de potência ao longo do espectro angular, ou seja representa os sinais que chegam ao receptor em função de sua potência e o seu respectivo ângulo de chegada.

O PAP é obtido da resposta ao impulso do canal em função do ângulo de chegada (vide 2.25) e é dado por

$$P(\theta) = \sum_{l=0}^{N-1} P(\theta_l) \delta(\theta - \theta_l) , \quad (2.26)$$

onde θ_l corresponde ao ângulo de incidência do sinal pertencente ao l -ésimo percurso. A Figura 2.15 ilustra um PAP.

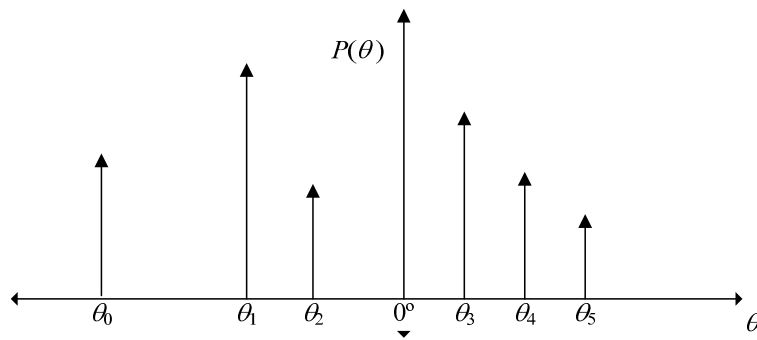


Figura 2.15: Perfil de potência angular.

2.5.2 Parâmetros de dispersão espacial

O máximo ângulo de chegada, o ângulo de chegada médio e o [7] são parâmetros usados na análise de um canal com multipercurso do ponto de vista espacial. Eles são extraídos a partir do perfil de potência angular.

O ângulo de chegada médio corresponde a média de todos os ângulos de chegada e é dado por

$$\bar{\theta} = E[\theta] = \frac{\sum_{l=0}^{N-1} b_l^2 \theta_l}{\sum_{l=0}^{N-1} b_l^2} = \frac{\sum_{l=0}^{N-1} P(\theta_l) \theta_l}{\sum_{l=0}^{N-1} P(\theta_l)} , \quad (2.27)$$

$$\text{onde } b_l = \sqrt{E[|a_l(t)|^2]} = \sqrt{P(\tau_l)}.$$

O máximo ângulo de chegada θ_M é o máximo ângulo de deslocamento em módulo relativo ao ângulo de referência (ângulo na direção de visada direta) θ_{ref} . Para o caso de arranjos lineares uniformes [7] a máxima direção de chegada possível é de 180° em relação ao ângulo de visada direta que geralmente se encontra na direção transversal à

linha do arranjo de antenas (*broadside*). Diante disto podemos deduzir que: $|\theta_M| - \theta_{ref} \leq 180^\circ$, (para o caso de um arranjo linear).

O espalhamento angular *rms* é o desvio padrão de todos os ângulos de chegada e é dado por

$$\begin{aligned} \sigma_\theta &= \sqrt{\overline{\theta^2} - (\bar{\theta})^2} = \sqrt{\frac{\sum_{l=0}^{N-1} b_l^2 \theta_l^2}{\sum_{l=0}^{N-1} b_l^2} - (\bar{\theta})^2} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{l=0}^{N-1} P(\theta_l) \theta_l^2}{\sum_{l=0}^{N-1} P(\theta_l)} - (\bar{\theta})^2}, \end{aligned} \quad (2.28)$$

onde $\overline{\theta^2}$ corresponde ao valor médio quadrático dos ângulos de chegada.

A Figura 2.16 ilustra os parâmetros acima descritos.

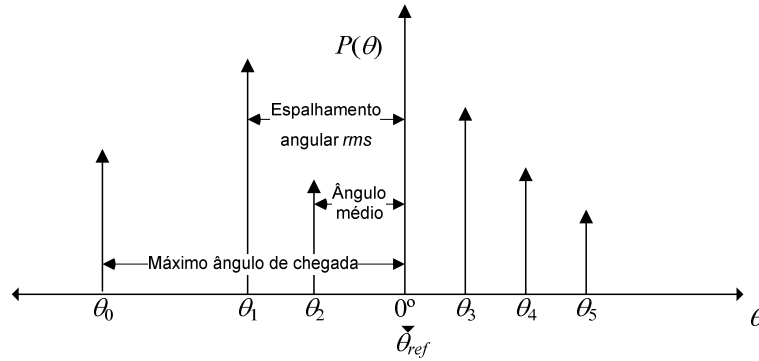


Figura 2.16: Parâmetros de dispersão espacial.

2.6 Modelo de propagação espaciotemporal

2.6.1 Perfil de potência em função do ângulo de chegada e dos atrasos

O perfil de potência em função do ângulo e dos atrasos (PDAP-*Power Delay Angular Profile*) é dado por:

$$P(\tau, \theta) = \sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i, \theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \delta(\theta - \theta_i), \quad (2.29)$$

onde a expressão (2.29) consiste da combinação dos modelos PAD e PDP formando um gráfico tridimensional que relaciona o ângulo de chegada, atraso e a potência do sinal.

A Figura 2.17 ilustra este modelo.

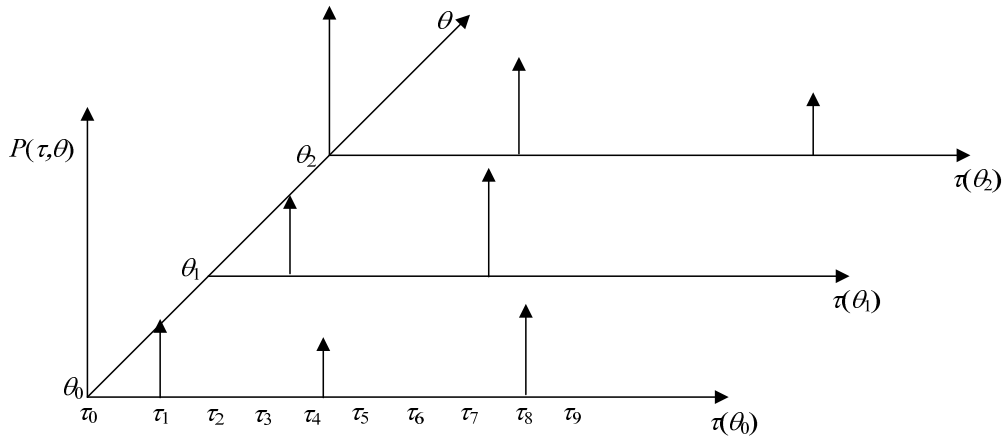


Figura 2.17: Representação do perfil de potência em função dos atrasos e dos ângulos de chegada (PDAP).

2.7 Densidades de probabilidade em ângulo e tempo de chegada

Os perfis de potência temporal e angular descritos na seção anterior podem ser associados a densidades de probabilidade, como descrito a seguir [5]. Estes modelos são modelos simplificados que ilustram o comportamento de maneira satisfatória, porém são aplicados em grande parte das situações. Para análises mais detalhadas existem modelos específicos que representam os modelos de canais de uma maneira mais eficiente.

2.7.1 Perfil de potência temporal exponencial

O perfil de potência temporal tipicamente associado a ambientes é modelado através de uma distribuição exponencial, ou seja:

$$f(\tau) = \left(\frac{1}{\sigma_\tau}\right) \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right) \quad (2.30)$$

À medida em que aumenta-se o valor de σ_τ , aumenta-se a dispersão temporal. No perfil exponencial, os percursos que chegam “mais tarde” tem, em média, menor intensidade.

A Figura 2.18 ilustra este modelo para três valores de espalhamento de atrasos *rms*.

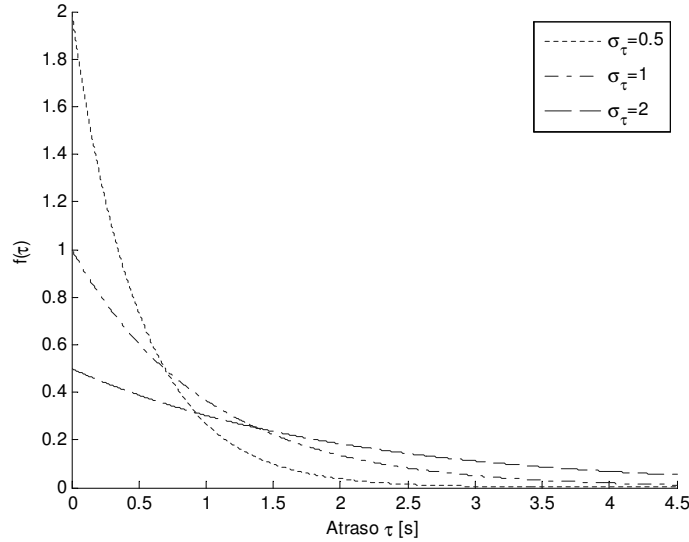


Figura 2.18: Perfil de potência temporal.

O perfil exponencial é típico de ambientes de propagação externos, embora possa também caracterizar ambientes internos. Outro perfil típico de ambientes internos é o perfil uniforme aquele em que as intensidades médias dos percursos são uniformes distribuídas entre 0 e τ_M .

2.8 Perfil de potência angular

Neste modelo, os ângulos incidentes em um terminal móvel são modelados através de uma distribuição uniforme, decorrentes dos fenômenos de propagação no ambiente em função dos diversos obstáculos existentes ao redor do receptor (estação móvel).

Para os sinais que incidem na estação rádio base (ERB), tipicamente modela-se os ângulos de chegada com uma distribuição Laplaciana ou normal devido a maior parte dos sinais incidentes estar confinada dentro de uma dada região.

As distribuições que modelam o PAP ao redor da ERB, normal e Laplaciana são dadas respectivamente por:

$$f(\theta) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \right) \exp \left(-\frac{(\theta - \theta_{MS})^2}{2\sigma_\theta^2} \right) \quad (2.31)$$

$$f(\theta) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \right) \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_{MS}|}{\sigma_\theta} \right], \quad (2.32)$$

onde θ_{MS} é o ângulo correspondente à direção da estação móvel. Estas distribuições

são mostradas através das Figuras 2.19 e 2.20, para diferentes valores do espalhamento angular *rms*.

Analizando os gráficos podemos verificar que à medida que diminui-se o valor de σ_θ diminui-se também a dispersão espacial e indica que os sinais incidentes estão mais confinados dentro de uma dada região do que em outras.

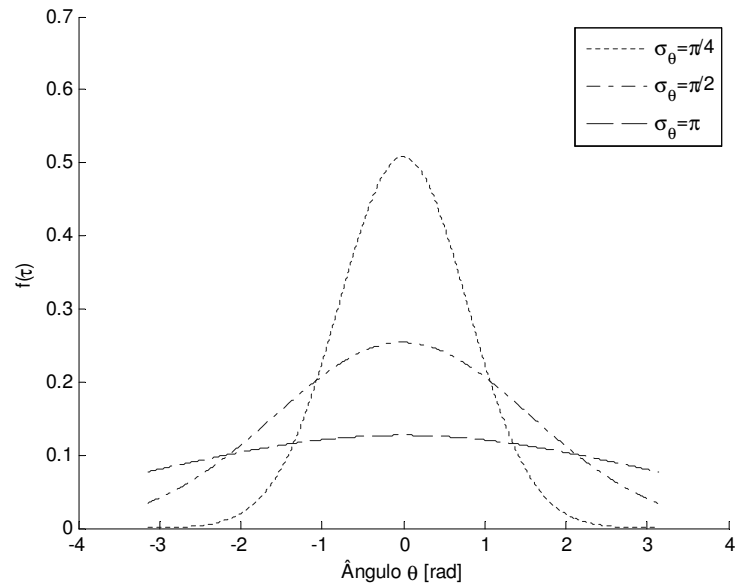


Figura 2.19: *Distribuição normal.*

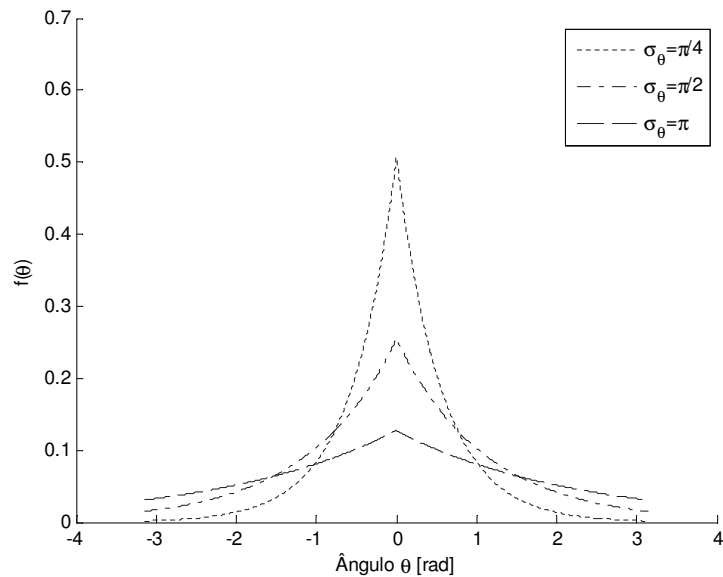


Figura 2.20: *Distribuição Laplaciana.*

2.8.1 Perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos

A relação entre PAP e PDP, em termos de probabilidade é denominada de PDAP e é dada por:

$$f(\theta, \tau) = f(\theta) f(\tau) , \quad (2.33)$$

pois assume-se que são independentes.

A Figura 2.21 mostra um gráfico do PDAP. Para o PDP foi usada a distribuição exponencial e para o PAP foi usada a distribuição normal.

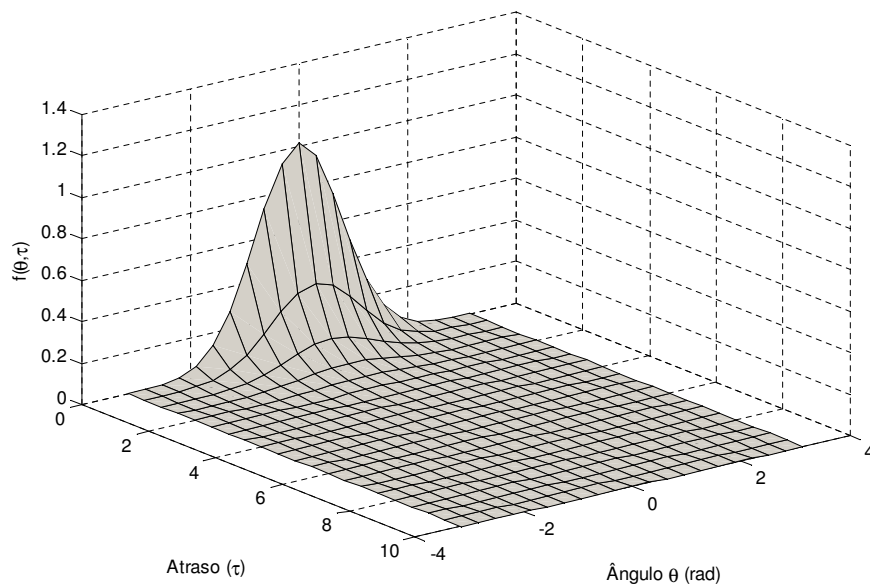


Figura 2.21: Perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos.

2.8.2 Correlação espacial da diversidade na recepção

O conceito de diversidade espacial consiste na utilização de duas ou mais antenas para melhorar a qualidade e a confiabilidade de um enlace de comunicação sem fio reduzindo na recepção os efeitos do fenômeno de multipercurso.

A correlação espacial avalia o comportamento dos sinais oriundos do transmissor na recepção em relação a uma dada direção ε medindo o grau de similaridade entre eles.

Para a análise deste fenômeno será considerado que a estação móvel diferentemente de todas as análises anteriormente efetuadas será o transmissor (Tx) e enquanto que a estação rádio base o receptor (Rx) conforme modelo e cenário proposto por [8].

Considerando o cenário da Figura 2.22 onde duas antenas receptoras estão separadas entre si por uma distância d_z e afastadas do transmissor por uma distância r , onde $r \gg d_z$. Este por sua vez está cercado por obstáculos, os quais formam um anel de espalhamento (*ring of scatterers*) de raio r_a . O coeficiente de correlação espacial ρ_p

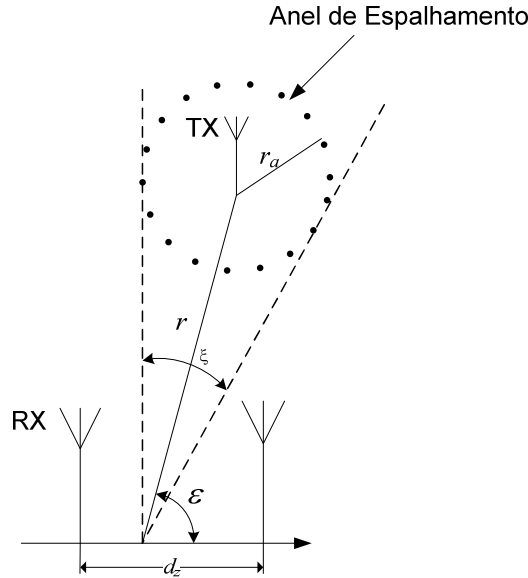


Figura 2.22: Ilustração do cenário de análise dos efeitos de correlação espacial.

entre duas envoltórias com distribuição Rayleigh, cada uma associada a uma das antenas de recepção, pode ser modelado através da seguinte expressão [8][9]:

$$\rho_p = J_0^2 \left[\frac{r_a}{r} 2\pi \frac{d_z}{\lambda_e} \sin(\varepsilon) \right] J_0^2 \left[\frac{1}{2} \left(\frac{r_a}{r} \right)^2 2\pi \frac{d_z}{\lambda_e} \sqrt{1 - \frac{3}{4} \cos(\varepsilon)^2} \right], \quad (2.34)$$

onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero, r_a distância dos elementos espalhadores (raio do anel de espalhamento) em relação a antena transmissora (Tx), r distância entre o transmissor e o receptor, ξ é o ângulo formado entre a posição do transmissor e a reta que une as duas antenas no receptor, λ_e é o comprimento da onda eletromagnética.

Quando o ambiente ao redor do transmissor possuir objetos espalhadores muito próximos (valor de r_a muito pequeno), ou se a distância r entre o transmissor e o receptor for elevada, menor será o valor do ângulo ξ que é o ângulo de abertura do feixe da antena receptora capaz de concentrar a energia sobre o círculo de raio r_a e dos objetos ao seu redor. Porém quando o ambiente ao redor do receptor possui muitos objetos espalhadores e a distância r_a for maior do que a distância r , haverá um aumento no valor de ε fazendo com que ocorra uma diminuição na correlação espacial entre os sinais da antena transmissora e receptora.

Outro fator que também faz com que a correlação espacial diminua é o ângulo ε , pois o ângulo em que ocorre o menor valor de ρ_p conforme mostra a expressão (2.34) é

quando $\varepsilon = 90^\circ$ ou seja quando o transmissor e o receptor estão localizados um em frente do outro.

As Figuras 2.23 e 2.24 ilustram estas situações.

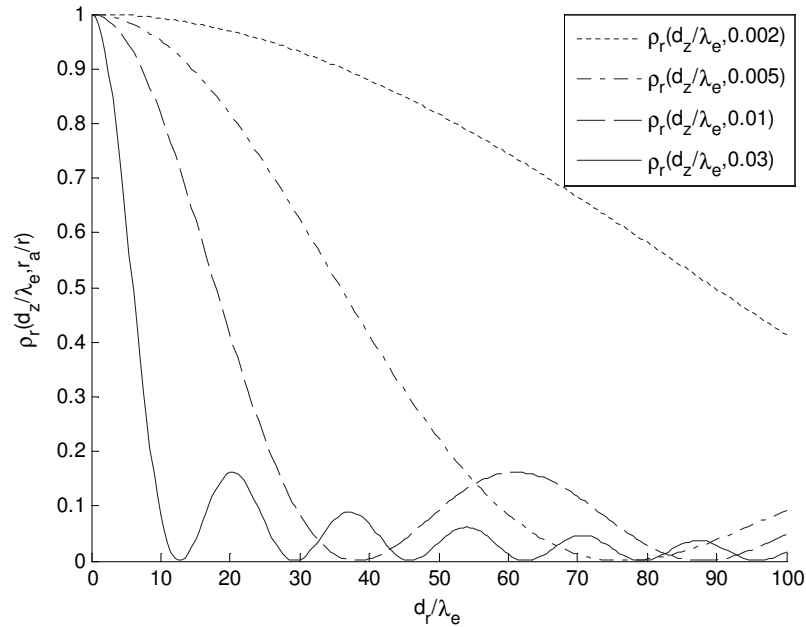


Figura 2.23: Coeficiente de correlação espacial em função da variação de $\frac{d_z}{\lambda_e}$ e de $\frac{r_a}{r}$ para $\varepsilon = 90^\circ$.

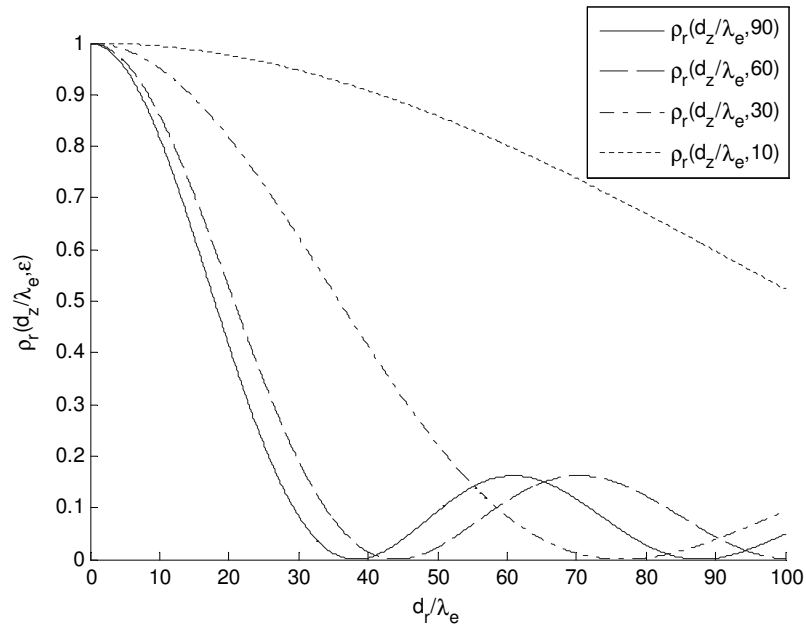


Figura 2.24: Coeficiente de correlação espacial em função da variação de $\frac{d_z}{\lambda_e}$ e de ε para $\frac{r_a}{r} = 0.01$.

Através dos gráficos podemos constatar também que a relação entre a distância das antenas no receptor d_z em relação ao comprimento de onda do sinal transmitido também influencia nesta questão pois quanto maior esta relação menores serão as similaridades entre os sinais incidentes sobre cada um dos elementos das antenas devido também as degradações ocorridas sobre o sinal ao longo do meio de transmissão.

2.9 Modelos de propagação para canais em interiores

Os modelos de canais em interiores (*indoor*) [2] possuem como características principais: grandes perdas por atenuação em função da distância e rápidas variações sobre o nível médio do sinal.

A variação temporal do canal é devidas ao movimento relativo entre pessoas e objetos ao redor das antenas.

O efeito Doppler dentro de um recinto fechado é praticamente desprezível devido ao movimento relativo entre o transmissor e o receptor ocorrer em baixa velocidade. Porém, em sistemas que operam com frequências acima de 50GHz sua influência deve ser considerada, pois trata-se de comprimentos de onda milimétricos.

Atrasos de propagação e espalhamento de atrasos muito menores que aqueles encontrados em canais externos.

Nesta seção são mostrados dois modelos de canal de propagação em ambientes fechados: o modelo de Saleh-Valenzuela e o modelo de Spencer, que consiste de uma extensão daquele modelo, incluindo também a informação de direção de chegada do sinal.

2.9.1 Modelo de Saleh-Valenzuela

O modelo de Saleh-Valenzuela [10] atualmente é um dos mais utilizados para a modelagem de canais em recintos fechados. Ele parte da suposição de que os sinais chegam ao receptor em agrupamentos denominados de *clusters*. Estes chegam segundo uma distribuição de Poisson com taxa média de chegada Λ . Cada *cluster*, por sua vez, é composto por diversas raias (percursos) que também chegam segundo uma distribuição de Poisson, porém com taxa média de chegada λ .

A resposta ao impulso do canal neste modelo é dada por

$$h(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kl} e^{j\varphi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) , \quad (2.35)$$

onde T_l é o tempo de chegada dos clusters, τ_{kl} é o tempo de chegada das raias, β_{kl} e φ_{kl} são o ganho e o deslocamento de fase das raias, respectivamente os índices k e l indicam o *cluster* e a raia, aos quais se referem, nesta ordem.

Para simular este modelo inicialmente geram-se os tempos de chegada T_l e τ_{kl} , que seguem uma distribuição do tipo exponencial e são dadas pelas seguintes funções densidade de probabilidade:

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] , l > 0 \quad (2.36)$$

$$p(\tau_{kl}|\tau_{(k-1)l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{kl} - \tau_{(k-1)l})] , l > 0 . \quad (2.37)$$

Para o cálculo do valor de ganho médio quadrático em $T_l = 0$ e $\tau_{kl} = 0$, ($\overline{\beta^2(0,0)}$), calcula-se inicialmente o valor de atenuação para $r = 1$ m, obtida através da equação de Friis [4]

$$G(r) = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda_c}{4\pi r} \right)^2 , \quad (2.38)$$

onde G_T e G_R correspondem ao ganho das antenas transmissora e receptora, r a distância entre o transmissor e o receptor e λ_c é o comprimento de onda da portadora.

O valor de $\overline{\beta^2(0,0)}$ é dado por

$$\overline{\beta^2(0,0)} = \left(\frac{1}{\gamma\lambda} \right) G(1\text{m})r^{-\rho} , \quad (2.39)$$

onde γ corresponde à constante de decaimento de potência das raias e ρ é o coeficiente de atenuação do meio de transmissão.

Após a obtenção de $\overline{\beta^2(0,0)}$ calcula-se o valor de $\overline{\beta_{kl}^2}$ através de:

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(0,0)} \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma}\right) \exp\left(-\frac{\tau_{kl}}{\gamma}\right) , \quad (2.40)$$

onde Γ corresponde à constante de decaimento de potência do *cluster*.

O ganho β_{kl} é calculado a partir de $\overline{\beta_{kl}^2}$ e segue o comportamento de uma distribuição do tipo Rayleigh:

$$p(\beta_{kl}) = \left(\frac{2\beta_{kl}}{\overline{\beta_{kl}^2}} \right) \exp\left(-\frac{\beta_{kl}^2}{\overline{\beta_{kl}^2}}\right) . \quad (2.41)$$

O deslocamento de fase φ_{kl} segue uma distribuição uniforme dentro do intervalo de $[0, 2\pi)$

$$p(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & 0 \leq \varphi < 2\pi \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} . \quad (2.42)$$

A Figura 2.25 ilustra o comportamento dos sinais dentro de um recinto fechado, segundo o modelo de Saleh-Valenzuela.

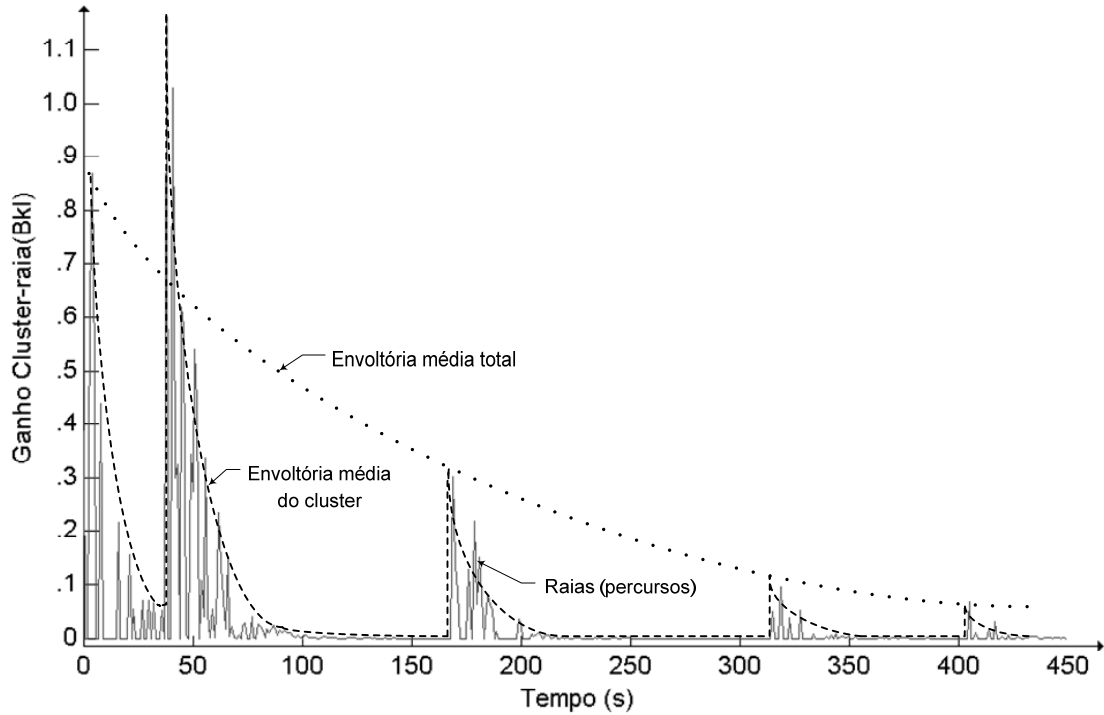


Figura 2.25: *Modelo de Saleh-Valenzuela.*

2.9.2 Modelo de Spencer

O modelo proposto por Spencer [11] é uma extensão do modelo de Saleh-Valenzuela. Ele considera que as raias e os *clusters* possuem, além das informações de ganho, fase e atrasos do sinal, as informações de direção de chegada. Cada *cluster* possui um ângulo de chegada médio Θ_l que segue uma distribuição uniforme dentro do intervalo de $[0, 2\pi)$. As raias possuem um ângulo de chegada θ_{kl} em relação ao ângulo médio de cada *cluster*, seguindo uma distribuição Laplaciana.

A resposta ao impulso segundo Spencer é dada por

$$h(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kl} e^{j\varphi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \delta(\theta - \Theta_l - \theta_{kl}) , \quad (2.43)$$

onde β_{kl} , φ_{kl} , T_l e τ_{kl} são as mesmas variáveis do modelo de Saleh-Valenzuela.

A união destas informações gera um gráfico em 3 dimensões que contém as informações de amplitude, ângulo e direção de chegada formando um perfil de potência em função dos ângulos e atrasos conforme a Figura 2.17 onde do ponto de vista temporal (amplitude e tempo) segue o modelo de Saleh-Valenzuela enquanto que do ponto de vista espacial (amplitude e ângulo) segue uma distribuição do tipo Laplaciana.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice.*, 2nd ed., Upper Saddle River, New Jersey:Prentice Hall, 2002.
- [2] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with Vis-Sim/Comm.*, Berlin/Heidelberg:Springer Verlag, 2009.
- [3] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications.*, 2nd ed., Englewood Cliffs, New Jersey:Prentice Hall, 2001.
- [4] J. A. Ribeiro, *Propagação das Ondas Eletromagnéticas.*, 2^a ed., São Paulo:Ed. Érica, 2004.
- [5] Y. Karasawa, “Statistical Multipath Propagation Modeling for Broadband Wireless Systems,” *IEICE Transactions Communications*, vol.E90-B, No.03, Mar. 2007, pp. 468-484.
- [6] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems.*, New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [7] F. B. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications with Matlab.* New York: McGraw-Hill, 2005.
- [8] W. C. Jakes and D. C. Cox, *Microwave Mobile Communications.* 2nd ed., New Jersey:IEEE Press, 1994.
- [9] D. A. Guimaraes e G. G. R. Gomes, “Caracterização do canal para o MI-SBTVD,” *Revista Telecomunicações*, vol. 09, No.01, Nov. 2006, pp. 32-45.
- [10] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol. SAC-05, No.02, Feb. 1987, pp. 128-137.
- [11] Q. B. Spencer, et al, “Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol.18, No.03, Mar. 2000, pp. 347-359.

Capítulo 3

Sondagem do canal

A sondagem de um canal consiste na obtenção de um conjunto de informações (por exemplo DOA, TOA, amplitude, etc.), que descrevem o comportamento dos fenômenos físicos que ocorrem dentro de um canal de comunicação. Geralmente envolve a transmissão de um pulso conhecido através do canal e a análise deste no receptor por meio de um conjunto de informações conhecidas.

A sondagem de um canal de comunicação pode ser efetuada no domínio temporal [1]-[5] ou espacial [5]-[8]. Existem diversas técnicas de sondagem, cada uma com as suas vantagens, desvantagens e restrições de acordo com a aplicação.

Neste capítulo são exploradas algumas destas técnicas e é apresentada uma introdução ao modelo de arranjo de antenas, pois um dos métodos de sondagem espacial utiliza este recurso.

3.1 Sondagem do canal em banda larga

Um canal é considerado de banda larga quando a largura de faixa do canal é maior do que a banda de coerência deste canal.

As principais técnicas de sondagem para o canal de banda larga são a sondagem no domínio da frequência, no domínio do tempo ou por compressão de pulsos [1]-[5], as quais são explicadas nos itens que se seguem.

3.1.1 Sondagem no domínio da frequência

Neste método (vide Figura 3.1), o analisador vetorial gera um sinal conhecido através da porta 1, o qual se propaga através do canal e é recebido novamente pela porta 2. Com as informações do sinal gerado e recebido, obtém-se o respectivo comportamento no domínio da frequência. Por meio da transformada inversa de Fourier é obtido o comportamento no domínio do tempo.

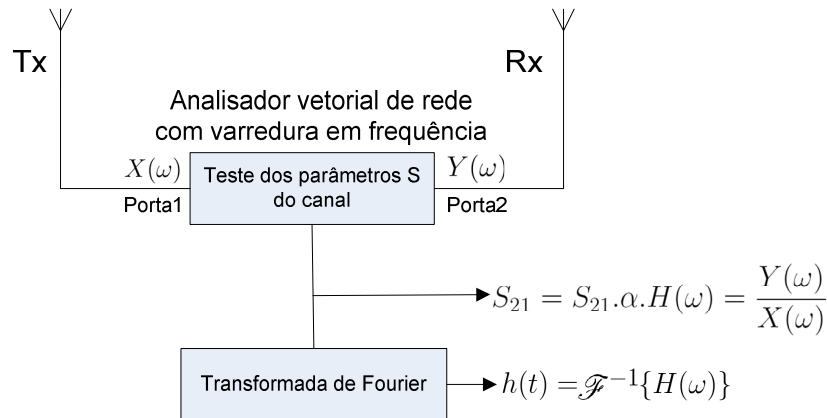


Figura 3.1: Sondagem no domínio da frequência.

Esta técnica possui algumas restrições, pois as portas do analisador são conectadas ao transmissor através de cabos, o que limita o seu uso apenas em curtas distâncias. Outra restrição refere-se ao tempo de varredura do espectro de frequência, pois qualquer alteração nas características do canal dentro deste intervalo de tempo não é percebida pelo analisador.

3.1.2 Sondagem no domínio do tempo

Neste método (vide Figura 3.2) são transmitidos pulsos periódicos de curta duração simulando impulsos que se propagam através do canal e chegam ao receptor. No receptor o sinal passa por um filtro e em seguida por um detector de envoltória. Os resultados na saída são os perfis de potência temporal, visualizados através de um osciloscópio de alta resolução.

A vantagem principal desta técnica é a simplicidade, pois não se exige nenhum tipo de processamento específico. Como desvantagem, ela é mais susceptível a interferência e ao ruído. Para resolver este problema costuma-se transmitir um pulso com uma potência relativamente alta quando comparada ao ruído e com isto consegue-se detectar os níveis de potência de menor intensidade que sofrem uma maior degradação após a passagem pelo canal.

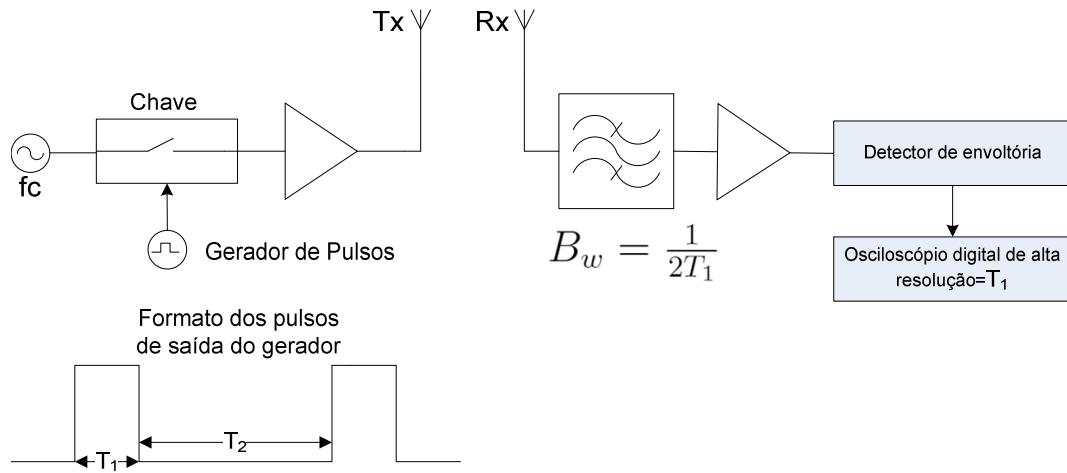


Figura 3.2: Sondagem no domínio do tempo.

3.1.3 Sondagem por compressão de pulsos

Da teoria de sistemas lineares [9][10], se for aplicado um ruído branco $N(t)$ com densidade espectral de potência de $\frac{N_o}{2}$ [W/Hz] à entrada de um sistema linear e a sua saída $Z(t)$ for correlacionada com o sinal de entrada, a correlação cruzada resultante $R_{zn}(\tau)$ será proporcional a resposta ao impulso do sistema $h(\tau)$, e é dada por

$$R_{zn}(\tau) = h(\tau) * R_N(\tau) , \quad (3.1)$$

pois $R_N(\tau) = \delta(\tau) \frac{N_o}{2}$.

A afirmação indica que a resposta ao impulso de um sistema linear é obtida através da utilização de um ruído branco em conjunto com algum método de obtenção de correlação. Na prática o ruído branco não pode ser gerado e diante disto são utilizadas sequências pseudo-aleatórias (PN-*pseudonoise*) que possuem características similares a uma sequência aleatória.

Uma sequência pseudo-aleatória de n bits com período t_o possui a função de autocorrelação $R_s(t)$ e a Figura 3.3 ilustra apenas um período da função, os quais são indicados na figura pelas reticências (...).

Existem duas técnicas que são utilizadas para a sondagem: convolução por filtro casado e correlação por tempo de retardo (*sliding window*), as quais são explicadas em seguida.

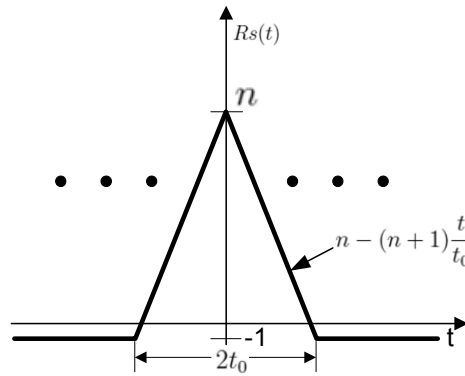


Figura 3.3: Ilustração de um período da função de autocorrelação da sequência PN.

Convolução por filtro casado

Nesta técnica (vide Figura 3.4) o filtro está casado com a forma de onda de sondagem transmitida, onde o sinal recebido $r(t)$ na entrada do filtro corresponde às diversas réplicas do sinal transmitido que chegam ao receptor em diferentes instantes de tempo. Após a passagem pelo filtro, o sinal $v(t)$ resultante é composto pela soma de diversos pulsos estreitos com diferentes valores de amplitude e atrasos τ_i que representam de forma aproximada o perfil de potência temporal.

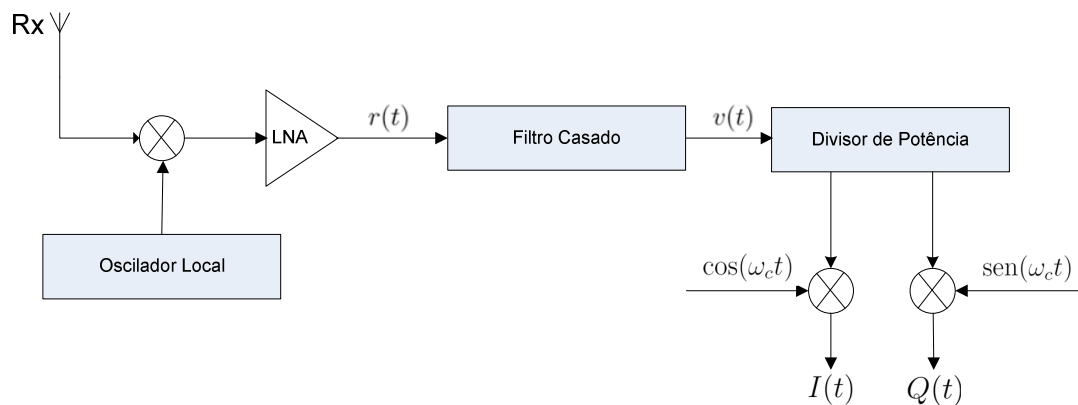


Figura 3.4: Sondagem pelo método de convolução por filtro casado.

As limitações de medição desta técnica estão diretamente relacionadas com a sequência pseudo-aleatória transmitida, pois o atraso mínimo (resolução) é dado por t_0 e o máximo atraso é dado pelo período de repetição da sequência $T = nt_0$. Portanto a escolha dos parâmetros é essencial para o bom desempenho desta técnica. Por exemplo, se duas raias chegam ao receptor em um intervalo de tempo menor que t_0 , a sonda não é capaz de distinguí-las; se uma raia chegar com um atraso maior do que T , ela será identificada como sendo da sequência seguinte.

Como vantagem, a técnica não exige a necessidade de recuperação da sequência

original de recepção, pois opera em tempo real devido ao uso do filtro casado. Em função de operar em tempo real, essa técnica exige uma grande demanda por armazenamento das informações, o que aumenta a complexidade do sistema.

Convolução por varredura de tempo de retardo

Neste método (vide Figura 3.5) o sinal que chega ao receptor é correlacionado com uma sequência pseudo-aleatória idêntica à usada na transmissão, porém com uma certa defasagem. A correlação será máxima quando houver alinhamento temporal entre a sequência gerada localmente e as réplicas da sequência transmitida presentes nos múltiplos percursos de propagação. Amostrando-se este resultado nos instantes adequados tem-se um sinal que se assemelha à versão discreta da resposta ao impulso do canal.

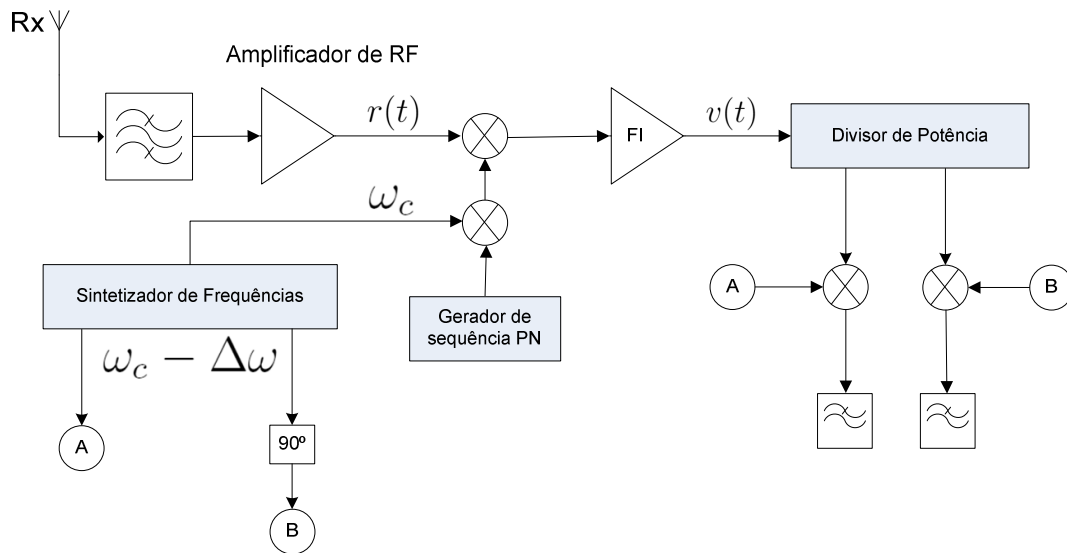


Figura 3.5: Sondagem pelo método de varredura por tempo de retardo.

Como vantagem esta técnica permite a recepção de sinais de banda larga através de um receptor de banda estreita precedido por um misturador de banda larga, melhorando a faixa dinâmica do sistema.

A resolução mínima é dada pela taxa de relógio (*clock*) da sequência transmitida e o máximo tempo de retardo, que pode ser identificado por $T = nt_0$.

3.2 Técnicas de sondagem do canal

3.2.1 Varredura espacial com antena diretiva de alto ganho

Este método consiste na varredura do espaço angular através de um antena diretiva de alto ganho [5][8][11]. A antena é movimentada mecanicamente de tempo em tempo em uma dada direção, onde são efetuadas medições de potência dos sinais incidentes.

A vantagem desta técnica é a simplicidade, pois pode ser efetuada sem qualquer processamento de maior complexidade. Como desvantagem possui baixa resolução nas medidas, a qual está diretamente relacionada à largura de feixe do diagrama de irradiação da antena utilizada. Em outras palavras: quanto mais diretiva é a antena, melhor será a resolução.

A Figura 3.6 ilustra este método.

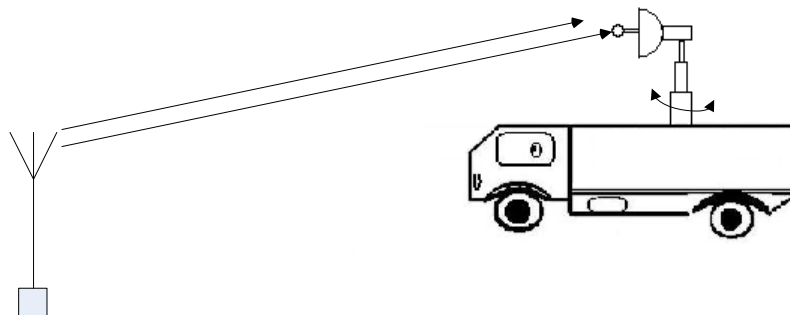


Figura 3.6: Ilustração do método de varredura espacial com antena diretiva de alto ganho.

3.2.2 Sondagem com arranjo de antenas

Consiste na extração das amostras (*snapshots*) dos múltiplos sinais incidentes sobre o arranjo de antenas e, por meio de algoritmos especializados para esta função, são determinadas as possíveis direções de chegada [5][12][13].

Esta técnica possui algumas considerações com relação ao tipo de antena empregada, o tipo de estrutura de arranjo utilizada, o número de elementos do arranjo e o tipo de algoritmo utilizado, os quais influenciam o desempenho do sistema.

Por ser esta a técnica de estudo nesta dissertação, o restante do trabalho é dedicado ao assunto. Inicia-se a abordagem com alguns conceitos sobre arranjos de antenas, o que é feito na próxima seção. Em seguida retorna-se à discussão sobre a

sondagem do canal.

3.3 Arranjo de antenas

A antena assemelha-se a um transdutor que adapta as características de um sinal vindo de um meio de transmissão às de outro. Sua classificação é feita de acordo com o formato de seu diagrama de irradiação, podendo ser do tipo isotrópica ou diretiva. As antenas isotrópicas são aquelas que possuem o ganho uniforme em todas as direções; as diretivas possuem o ganho maior em uma dada direção do que em outras.

Uma antena estática (sem movimentos mecânicos) possui apenas a capacidade de posicionar o seu diagrama de irradiação em uma dada direção. Com a junção de duas ou mais antenas consegue-se criar um diagrama de irradiação resultante decorrente da combinação dos diagramas de irradiação de cada antena. A esta associação de elementos irradiantes (antenas) dá-se o nome de arranjo de antenas [6][7][14]-[19]. Sua arquitetura é definida de acordo com a distribuição de seus elementos. A Figura 3.7 mostra algumas destas arquiteturas.

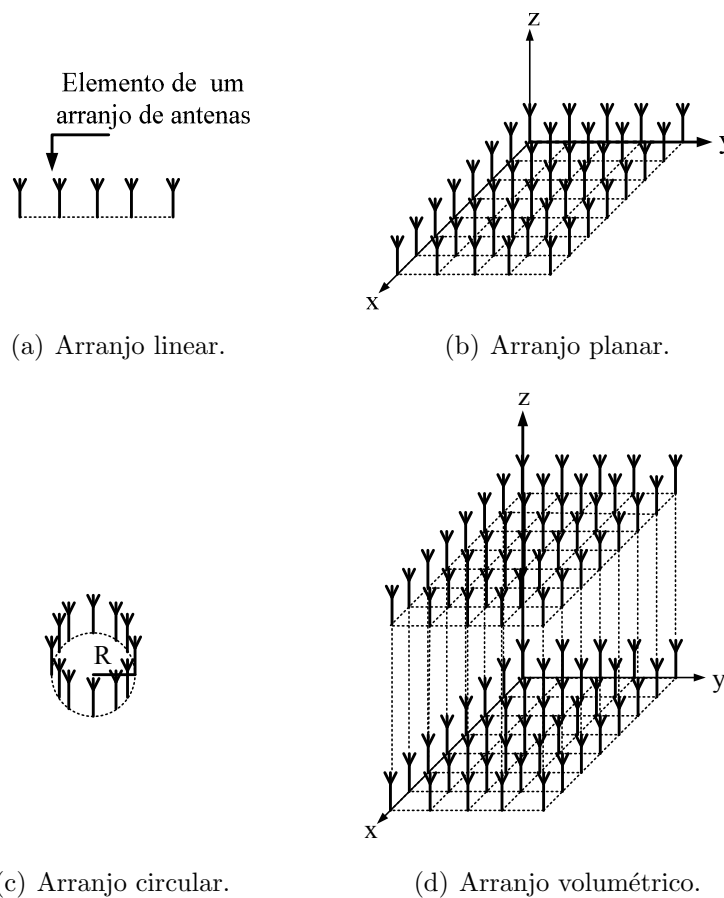


Figura 3.7: Tipos de Estruturas de arranjo de antenas.

3.3.1 Modelo de sinal captado por um arranjo de antenas do tipo linear

Consideramos um sinal de ondas planas que incide sobre um arranjo de antenas linear uniforme (ULA-*Uniforme Linear Array*), com um ângulo diretor ϑ sobre o eixo que passa pelos elementos do arranjo conforme ilustra a Figura 3.8. As antenas são do tipo isotrópica (ideais), possuindo as mesmas características e estão separadas uma da outra por uma distância d_r .

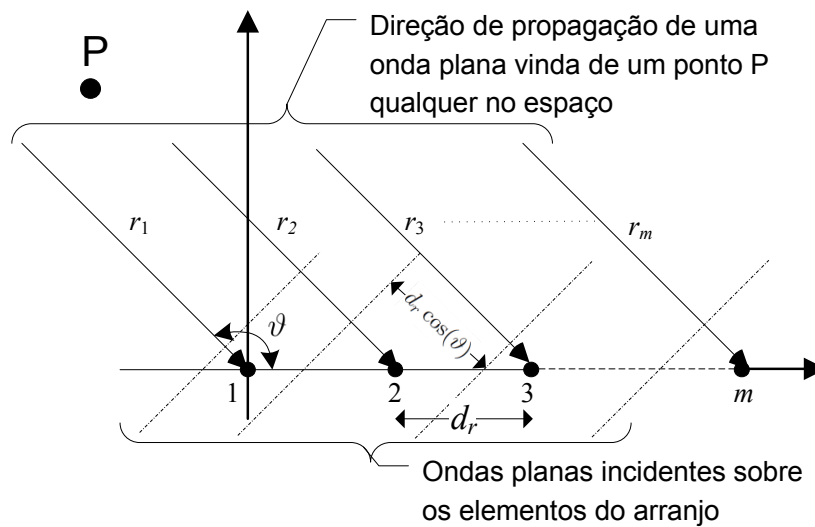


Figura 3.8: Representação dos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas.

A m -ésima distância r do ponto P até o m -ésimo elemento de um arranjo de antenas é dada por

$$r_m = r_1 + (m - 1)d_r \cos(\vartheta) . \quad (3.2)$$

A diferença da distância entre o 1º e o m -ésimo elemento do arranjo é dada por

$$r_m - r_1 = (m - 1)d_r \cos(\vartheta) . \quad (3.3)$$

A expressão que determina o sinal incidente X sobre o m -ésimo

elemento do arranjo de antenas é dada por

$$\begin{aligned} X_m(t) &= F_m(t)e^{-j2\pi f_c t}e^{j\varphi(t)}e^{-j\beta(r_m-r_1)} \\ &= F_m(t)e^{-j2\pi f_c t}e^{j\varphi(t)}e^{-j\beta(m-1)d_r \cos(\vartheta)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde r_1 é a distância do ponto P até a origem do sistema de coordenadas, β é o fator de fase $\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)$, f_c é a frequência da portadora, $\varphi(t)$ é o deslocamento de fase em função do tempo, e $F_m(t)$ corresponde a amplitude do sinal incidente sobre o m -ésimo elemento.

O sinal resultante incidente sobre o arranjo de antenas é dado por

$$X(t) = F(t)e^{-j2\pi f_c t}e^{j\varphi(t)} \sum_{m=1}^M e^{-j\beta(m-1)d_r \cos(\vartheta)} \quad (3.5)$$

De acordo com o posicionamento do arranjo sobre um dos eixos, o sinal incidente terá um ângulo diretor diferente (ϑ) que corresponde ao ângulo que o vetor forma com cada um dos eixos coordenados (X,Y,Z) [20], conforme mostra a Figura 3.9.

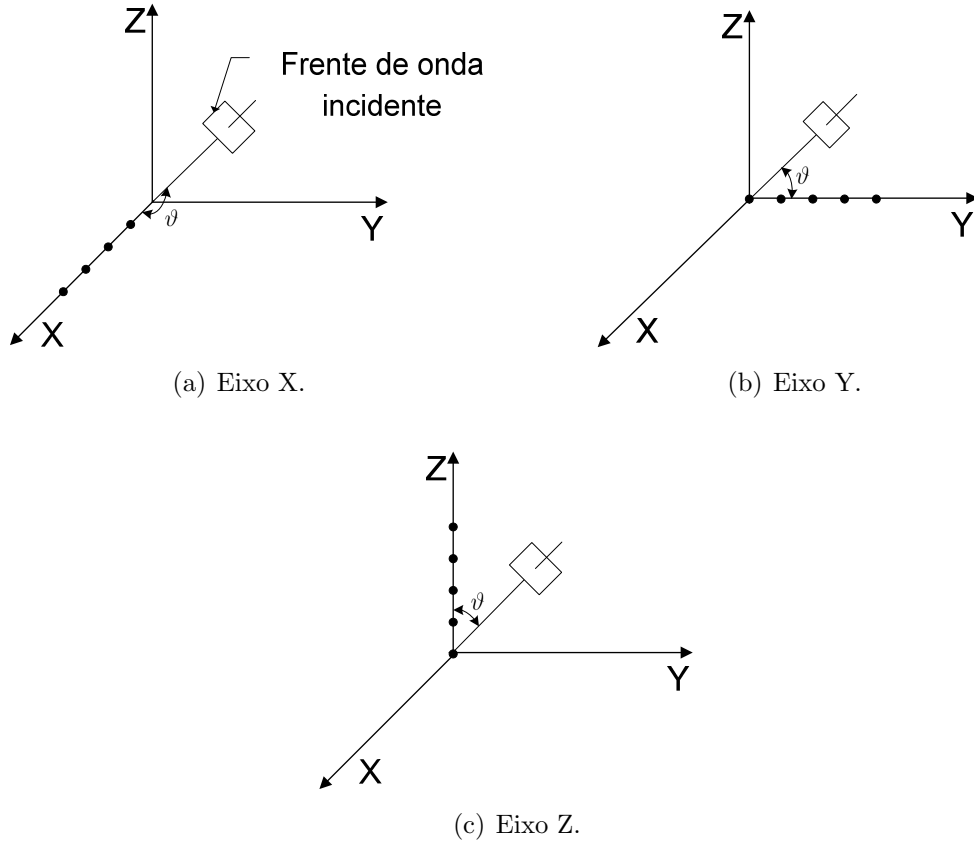


Figura 3.9: Representação dos ângulos diretores sobre os eixos.

Do conceito de cossenos diretores [20] e coordenadas esféricas (Figura 3.10) temos

$$\begin{aligned} \cos(\vartheta) &= \text{sen}(\theta) \cos(\phi) && \text{para o eixo x} \\ \cos(\vartheta) &= \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi) && \text{para o eixo y} \\ \cos(\vartheta) &= \cos(\phi) && \text{para o eixo z .} \end{aligned} \quad (3.6)$$

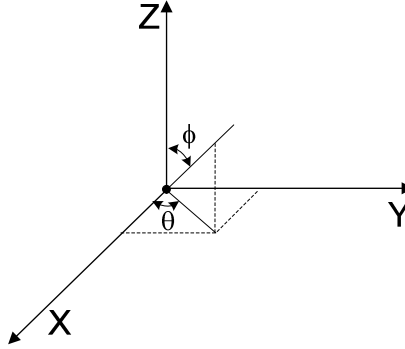


Figura 3.10: Representação dos eixos em um sistema de coordenadas esféricas.

Utilizando o eixo Y como referência a expressão (3.5) se torna

$$X(t) = F(t)e^{-j2\pi f_c t} e^{j\varphi(t)} \sum_{m=1}^M e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} . \quad (3.7)$$

Outra forma de representar o termo $e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)}$ é

$$e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} = e^{-j2\pi f_c \left(\frac{d_r}{c}\right)(m-1) \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} = e^{-j2\pi f_c \tau_m} , \quad (3.8)$$

onde τ_m é o atraso da m -ésima frente de onda incidente em relação ao elemento de referência. Esta outra forma de representação foi incluída devido ao fato de que alguns itens são explicados através deste conceito. Entretanto, a forma mais adotada é $e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)}$ como sendo a notação padrão.

Após o processo de demodulação, o sinal em banda base é dado por

$$X(t) = F(t)e^{j\varphi(t)} \sum_{m=1}^M e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} . \quad (3.9)$$

Substituindo $F(t)e^{j\varphi(t)} = S(t)$ e $\sum_{m=1}^M e^{-j\beta(m-1)d_r \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} = a(\theta, \phi)$ temos

$$X(t) = a(\theta, \phi)S(t) . \quad (3.10)$$

Convertendo o sinal para o domínio discreto, referente ao processo de amostragem, a expressão (3.10) se torna

$$X(k) = X(kT_a) = a(\theta, \phi)S(k) , \quad (3.11)$$

onde T_a é o intervalo de amostragem, determinado em função da frequência de amostragem utilizada $f_a = \frac{1}{T_a}$.

Considerando agora a incidência de D sinais sobre um arranjo de antenas a expressão 3.11 se torna:

$$X(k) = \sum_{d=1}^D a(\theta_d, \phi_d)S_d(k) . \quad (3.12)$$

Outra maneira de representar a expressão (3.12) é sobre a forma matricial conforme mostra a expressão

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}(\theta, \phi)\mathbf{S}(k) , \quad (3.13)$$

onde:

$$\mathbf{X}(k) = \left(\left[\begin{array}{cccc} X_1(k) & X_2(k) & \dots & X_M(k) \end{array} \right]_{1 \times M} \right)^T , \quad (3.14)$$

$$\mathbf{A}(\theta, \phi) = \left[\begin{array}{cccc} \mathbf{a}(\theta_1, \phi_1) & \mathbf{a}(\theta_2, \phi_2) & \dots & \mathbf{a}(\theta_D, \phi_D) \end{array} \right]_{M \times D} , \quad (3.15)$$

$$\mathbf{a}(\theta_d, \phi_d) = \left(\left[\begin{array}{cccc} 1 & e^{-j\beta d_r \text{sen}\theta_d \text{sen}\phi_d} & \dots & e^{-j\beta(M-1)d_r \text{sen}\theta_d \text{sen}\phi_d} \end{array} \right]_{1 \times M} \right)^T , \quad (3.16)$$

$$\mathbf{S}(k) = \left(\left[\begin{array}{cccc} S_1(k) & S_2(k) & \dots & S_D(k) \end{array} \right]_{1 \times D} \right)^T . \quad (3.17)$$

Adicionando a parcela de ruído branco gaussiano referente a cada elemento da antena a expressão (3.13) se torna

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}(\theta, \phi)\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) , \quad (3.18)$$

onde:

$$\mathbf{N}(k) = \left(\left[\begin{array}{cccc} N_1(k) & N_2(k) & \dots & N_M(k) \end{array} \right]_{1 \times M} \right)^T . \quad (3.19)$$

A resposta do arranjo de antenas em função do ângulo de incidência $\mathbf{a}(\theta_d, \phi_d)$ é chamado de vetor posição (*steering vector*). O conjunto de vários vetores posição formam uma matriz coletora $\mathbf{A}(\theta, \phi)$ conhecida na literatura como *array manifold*. O vetor sinal $\mathbf{S}(k)$ contém as informações em cada linha do valor da amostra de cada um dos D sinais incidentes sobre um dado tempo de amostra k e $\mathbf{N}(k)$ contém as informações de amplitude de ruído de cada elemento do arranjo. Os índices M e D correspondem ao número de elementos do arranjo e ao número de sinais incidentes respectivamente e o índice T indica a operação de transposição da matriz.

Expandindo a análise para um conjunto finito de K amostras, o índice k será retirado da expressão e assim (3.18) se torna:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\theta, \phi)\mathbf{S} + \mathbf{N} , \quad (3.20)$$

onde \mathbf{X} corresponde a uma matriz de $M \times K$ amostras onde cada linha da matriz contém um conjunto finito de K amostras, \mathbf{S} corresponde a uma matriz de $D \times K$ amostras e \mathbf{N} corresponde a uma matriz de $M \times K$ amostras.

O produto matricial de $\mathbf{A}(\theta, \phi)\mathbf{S}$ gera uma matriz de ordem $M \times K$ dimensões que somada a \mathbf{N} gera a matriz de saída \mathbf{X} da ordem $M \times K$ dimensões. As informações contidas em \mathbf{X} são utilizadas como parâmetro de entrada dos algoritmos de estimação de chegada, que é um dos assuntos do Capítulo 4.

Nos modelos de canais citados anteriormente a informação de direção de chegada é associada apenas ao ângulo de azimute θ , pois considera-se que os sinais incidem apenas sobre o plano horizontal ($\phi = \frac{\pi}{2}$). No caso do ULA isto faz com que a parcela “ $\text{sen}(\phi_d)$ ” da expressão (3.16) seja igual a 1, sendo apenas considerada a sua análise em função de θ_d . Esta consideração será utilizada ao longo deste trabalho e as análises de direção de chegada serão apenas feitas em função do ângulo de azimute θ .

3.3.2 Aplicação de um arranjo de antenas na caracterização de um canal de comunicação

Utilizando as informações de DOA, TOA e a amplitude do sinal, consegue-se gerar o perfil de potência em função do ângulo e atrasos dos sinais e a partir deste são obtidas outras informações conforme mostra a Figura 3.11, adaptada de [21][22].

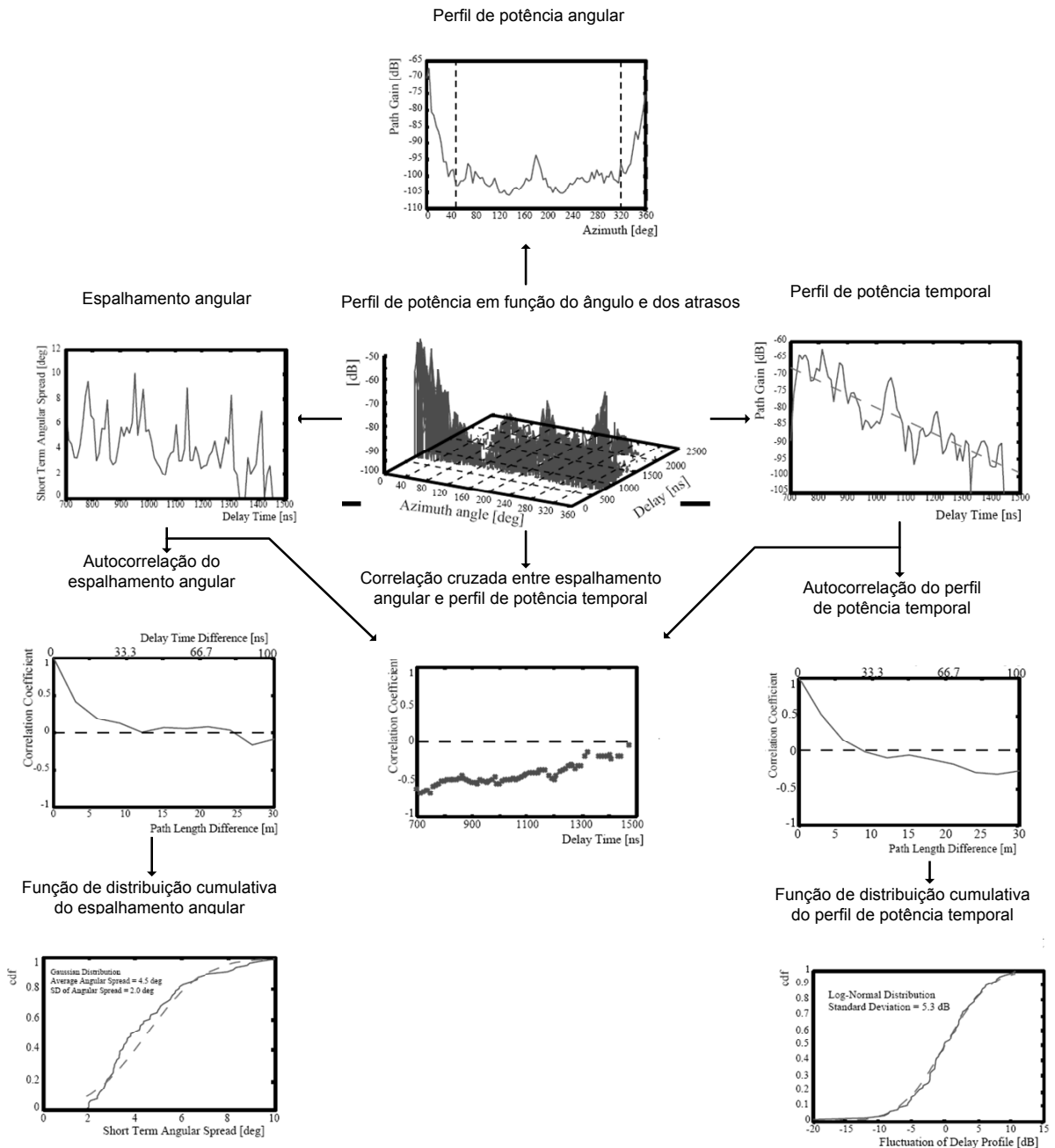


Figura 3.11: Ilustração dos parâmetros que podem ser extraídos, da utilização de arranjo de antenas na caracterização de um canal de comunicação.

3.4 Considerações sobre a sondagem conjunta dos espectros espacial e temporal usando arranjo de antenas

A análise do canal no tempo e no espaço geralmente é feita separadamente e depois combinada [5][8]. Este método não é o ideal, pois considera-se que o comportamento do sinal no tempo e no espaço são independentes, porém a estimativa é satisfatória.

Para que este método funcione adequadamente deve-se levar em conta algumas considerações quanto à combinação das respostas espacial e temporal do canal. Para garantir que a diferença de fase dos sinais incidentes sobre os elementos do arranjo seja pequena (praticamente desprezível) utiliza-se uma quantidade de elementos relativamente baixa. Isto não causará graves alterações no perfil de potência temporal de cada elemento do arranjo, sendo praticamente o mesmo para todos os elementos.

Atualmente existem esforços com o objetivo de se estimar conjuntamente as informações de espaço e tempo [23].

3.5 Processamento dos sinais em um arranjo de antenas

A Figura 3.12 ilustra implementação em hardware [5] requerida para se obter o vetor sinal \mathbf{X} . Os sinais incidentes após a passagem pela antena são convertidos para a banda base e em seguida passam pelo processo de amostragem. O conjunto de amostras obtidas na saída dos elementos do arranjo formam o vetor sinal \mathbf{X} que é usado na determinação da matriz de autocorrelação dos sinais incidentes, um dos parâmetros de entrada utilizados na estimação da direção de chegada.

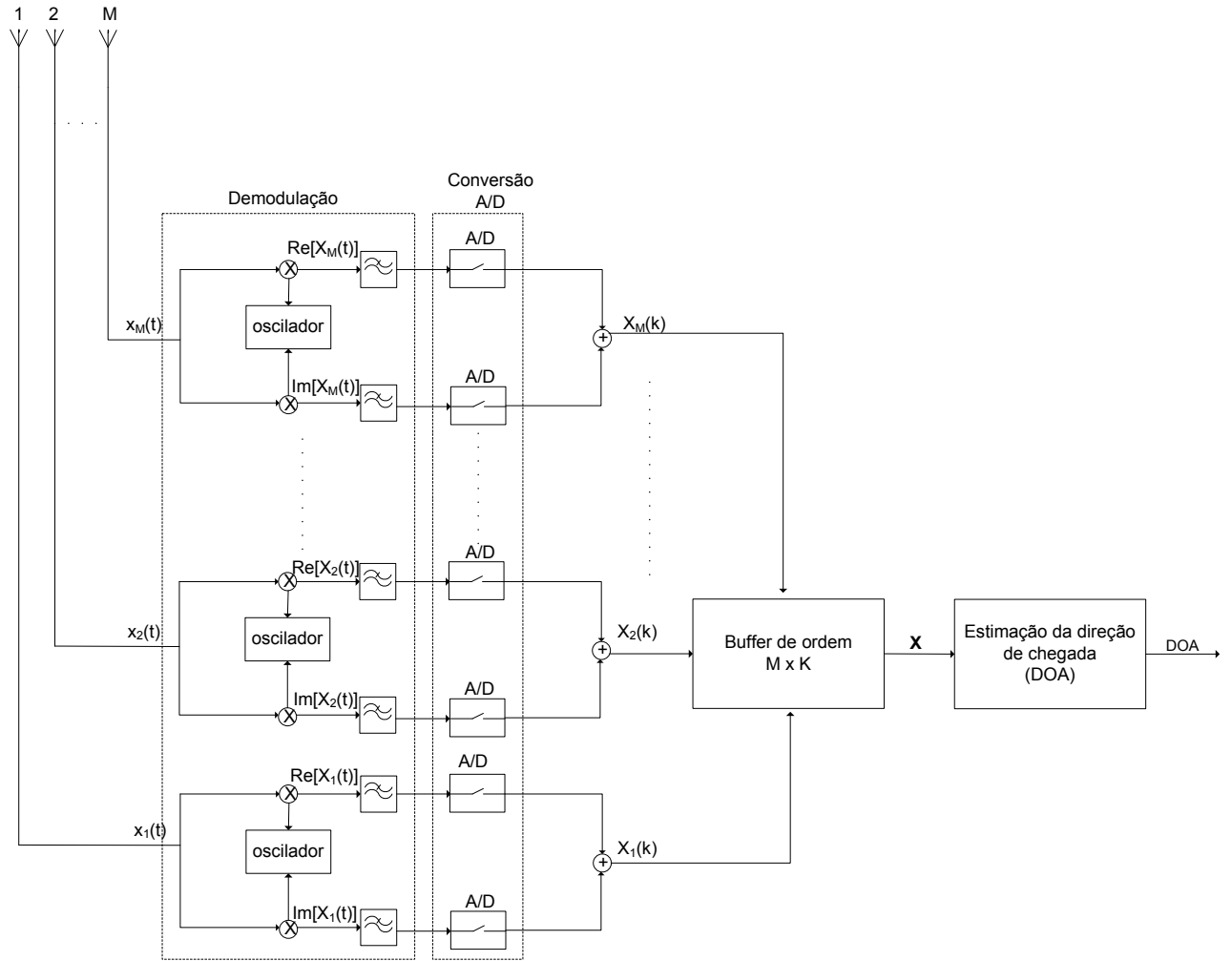


Figura 3.12: Ilustração do processamento dos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas.

3.5.1 Matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado

A matriz de autocorrelação dos sinais incidentes por definição é dada por [18][19][24][25]

$$\mathbf{R} \triangleq E [\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H] = \mathbf{A}(\theta) E [\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H] \mathbf{A}(\theta)^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (3.21)$$

onde σ_n^2 é a variância do ruído, \mathbf{I} é a matriz identidade de dimensões $M \times M$ e o índice H corresponde a transposta conjugada complexa da matriz (Hermitiano).

Na prática a matriz de autocorrelação não é conhecida mas é estimada através de [15]

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}(k)^H \quad (3.22)$$

A estrutura da matriz de autocorrelação para o caso em que os sinais incidentes estão descorrelacionados considerando uma matriz de $M \times M$ dimensões é dada por

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{22} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & r_{MM} \\ \cdot & & & \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Nesta estrutura os valores dos termos $r_{i,j} = 0$ para $i \neq j$ ou seja os valores dos termos da matriz que estão fora da diagonal principal são nulos.

3.5.2 Suavização espacial

Quando os sinais incidentes sobre os elementos de um arranjo de antenas estão correlacionados (ambiente de multipercurso), a estrutura da matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado não possui o comportamento de uma matriz onde os sinais estão descorrelacionados. Isto faz com que se dificulte a obtenção da matriz de autocorrelação inversa (\mathbf{R}^{-1}) [19] a qual em alguns algoritmos é utilizada para a determinação da direção da direção de chegada.

Para evitar este problema faz-se necessária a utilização de técnicas com o objetivo de se tentar obter uma estrutura igual ou semelhante ao caso em que os sinais estão descorrelacionados.

Um dos métodos empregados nos arranjos uniformes lineares chama-se suavização espacial (*spatial smoothing*) [19]. Neste método o arranjo de antenas é dividido em subarranjos de dimensões menores, onde são estimadas as matrizes de autocorrelação de cada subarranjo e determinada a matriz de autocorrelação média do arranjo. Estes subarranjos são ilustrados através da Figura 3.13.

Os vetores sinais resultantes em cada subarranjo de M elementos são dados por

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= [X_1, X_2, \dots, X_M]^T \\ \mathbf{X}_2 &= [X_2, X_3, \dots, X_{M+1}]^T \\ &\vdots \\ \mathbf{X}_L &= [X_{M_0+1}, X_{M_0+2}, \dots, X_{M+M_0-1}]^T \end{aligned} \quad (3.24)$$

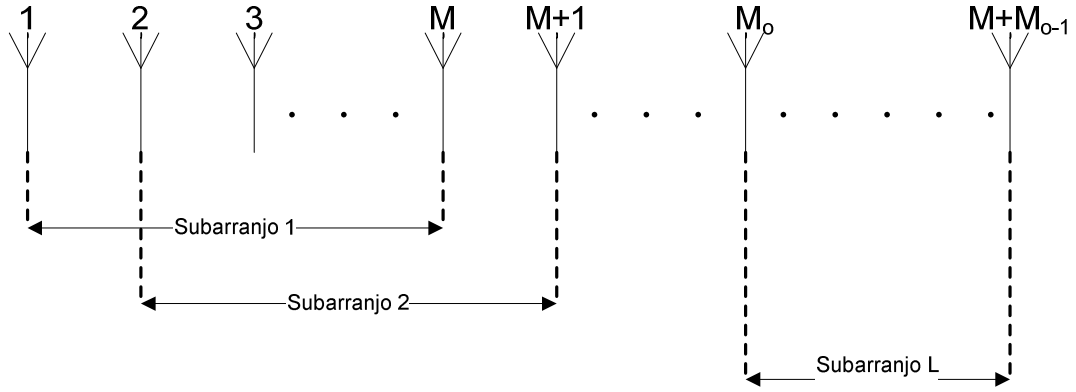


Figura 3.13: Ilustração da divisão de um arranjo de antenas em L subarranjos.

O vetor sinal sobre o l -ésimo subarranjo \mathbf{X}_l é representado por

$$\mathbf{X}_l = \mathbf{A}(\theta)\Phi_l + \mathbf{N}_m, \quad (3.25)$$

onde a matriz $\Phi_l = \mathbf{diag} [e^{-j\beta\Delta_l \sin(\theta_1)}, e^{-j\beta\Delta_l \sin(\theta_2)}, \dots, e^{-j\beta\Delta_l \sin(\theta_D)}]$, e Δ_l é a distância entre o 1^o e o l -ésimo subarranjo. A operação **diag** representa uma matriz de ordem $D \times D$ com elementos somente na diagonal principal.

A matriz de autocorrelação do l -ésimo subarranjo é dada por

$$\mathbf{R}_l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K \mathbf{X}_l(k) \cdot \mathbf{X}_l(k)^H \quad (3.26)$$

e a matriz de autocorrelação média é

$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^L \mathbf{R}_l. \quad (3.27)$$

Substituindo (3.26) em (3.27), a matriz de autocorrelação média se torna

$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{LK} \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \mathbf{X}_l(k) \cdot \mathbf{X}_l(k)^H. \quad (3.28)$$

Com esta matriz média consegue-se minimizar os efeitos dos sinais correlacionados para a determinação das possíveis direções de chegada.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2nd ed., Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [2] E. J. A. Vásquez, “Caracterização do Canal Móvel em Faixa Larga,” Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2000.
- [3] J. D. Parsons, “Sounding Techniques for Wideband Mobile Radio Channels:a review,” *Proceedings of IEEE*, vol.138, No.05, Oct.1991, pp. 437-446.
- [4] L. H. Macedo, G. L. Siqueira, et al, “Mobile Indoor Wideband 1.8GHz Sounding Measurements-Base Time Dispersion Analysis,” *Proceedings of 55th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Birmighan-AL, EUA, Vol.01, Spring 2002, pp. 375-379.
- [5] M. H. C. DIAS, “Estimação das Respostas do Canal Real de Propagação Rádio Móvel nos Domínios Espacial e Temporal: Análise da Supressão de Ruído como Técnica Complementar de Processamento,” Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2003.
- [6] F. B. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications with Matlab*. New York: McGraw-Hill, 2005.
- [7] A. M. S. Boaventura, “Estimação da Direção de Chegada em Sistemas de Comunicações Celulares,” Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 1998.
- [8] J. Fuhl, et al, “High Resolution 3D Direction of Arrival Determination for Urban Mobile Radio,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.45, No.04, Apr. 1997, pp. 672-682.
- [9] P. A. Bello, “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels,” *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol.CS-11, No.04, Dec.1963, pp. 360-393.
- [10] A. L. Garcia, *Probability, statistics, and Random Processes for electrical Engineering*. 3rd ed., Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2008.

- [11] T. S. Rappaport and J. C. Liberti, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and 3rd Generation CDMA Applications*, New Jersey:Prentice Hall, 1999.
- [12] M. H. C. Dias and G. L. Siqueira, "Indoor 1.8GHz AOA-TDOA Measurements Extending the use of a Wideband Propagation Channel Sounder with the Synthetic Aperture Concept," *Proceedings of 35th European Microwave Conference (EUMC 2008)*, Paris, France, Oct. 2005, pp. 1191-1194.
- [13] M. H. C. Dias and G. L. Siqueira, "1.8GHz AOA-TDOA Measurements with Simple-Channel Sounding Approaches," *Journal of Microwave and Optoelectronics*, Vol.05, No.02, Dec.2006, pp. 72-87.
- [14] V. V. Faria, "Antenas Adaptativas para sistemas de comunicações sem fio," Dissertação de Mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, MG, 2003.
- [15] M. C. Horewicz, "Estimação da Direção de Chegada (DOA) de Sinais em Canais reversos CDMA utilizando Antenas Inteligentes," Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2006.
- [16] C. A. Alves, "Análise Teórica e Experimental de métodos de estimação de DOA e de Estimação de frequência com Alta Resolução," Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Comunicações, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2004.
- [17] L. C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance, Improvement, Feasibility and System Considerations," *Proceedings of IEEE*, vol. 85, Jul. 1997, pp. 1032-1060.
- [18] L. C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam forming and direction of arrival considerations," *Proceedings of IEEE*, vol. 85, Aug. 1997, pp. 1195-1245.
- [19] L. C. Godara, *Smart Antennas*, New York:CRC Press, 2004.
- [20] A. Steinbruch e P. Winterle, *Introdução a Álgebra Linear*. São Paulo: Makroon Books, 1990.
- [21] W. Takada, et al, "Spatio Temporal Channel Characterization in a Suburban Non-Line-of-Sight Microcellular Environment," *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol. 20, No. 03, Apr. 2002, pp. 532-538.
- [22] W. Takada, et al, "Site-Specific Stochastic Spatio Temporal Channel Model for Sub-Urban Non-Line-of-Sight Microcellular Environment," *unpublished*.
- [23] H. Zhong, "Evaluation of joint AOA and DOA Estimation Algorithms using the Antenna Array Systems," M.S. thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Charlottesville, VA, 1998.

-
- [24] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 3rd ed., Englewood Cliffs, New Jersey:Prentice Hall, 1996.
- [25] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 4th ed., Englewood Cliffs, New Jersey:Prentice Hall, 2001.

Capítulo 4

Estimação de direção e tempo de chegada

4.1 Algoritmos de estimação da direção de chegada

Os algoritmos de estimação da direção de chegada [1]-[3] são responsáveis por determinar quais são os ângulos dos sinais incidentes sobre o arranjo de antenas e possuem aplicação em diversas áreas (radar, sonar, comunicações móveis, rádio astronomia, sismologia, etc).

São divididos em 3 classes principais: métodos convencionais, métodos baseados em subespaço e métodos baseados em máxima verossimilhança.

Nesta subseção são abordados estas classes e os correspondentes métodos de estimação. Devido à inerente complexidade de cada método, o que demandaria uma extensa abordagem para uma descrição completa, optou-se por definir de forma resumida cada um, inserindo as referências necessárias para se ter um entendimento mais completo sobre o assunto.

Métodos convencionais:

São baseados na conformação dos feixes, onde é efetuado o direcionamento eletrônico do ganho do arranjo sobre todo o espectro angular. Os pontos de máxima potência no espectro são as respectivas direções de chegada.

Métodos baseados em subespaço

Estes métodos utilizam as propriedades da matriz de autocorrelação do sinal incidente amostrado e as propriedades dos sinais para a determinação das possíveis direções de chegada. Partem do princípio de que todos os sinais estão contidos dentro de um subespaço de sinais \mathbf{E} que é composto por um subespaço de sinais \mathbf{E}_S e um subespaço de ruído \mathbf{E}_N , os quais são determinados através dos autovalores e autovetores da matriz de autocorrelação. Os autovalores são obtidos por

$$\det(v\mathbf{I} - \mathbf{R}) = 0 \quad (4.1)$$

e os autovetores

$$(v_i\mathbf{I} - \mathbf{R})\boldsymbol{\nu}_i = 0, \quad (4.2)$$

onde v é a variável utilizada para a determinação dos autovalores, \mathbf{I} é a matriz identidade de ordem $M \times M$, \mathbf{R} é a matriz de autocorrelação de ordem $M \times M$, \det indica a operação determinante da matriz, v_i e $\boldsymbol{\nu}_i$, correspondem ao i -ésimo autovalor e i -ésimo autovetor determinados a partir da matriz de autocorrelação.

A Figura 4.1 ilustra os sinais incidentes sobre um arranjo de antenas dentro do contexto de subespaço de sinais.

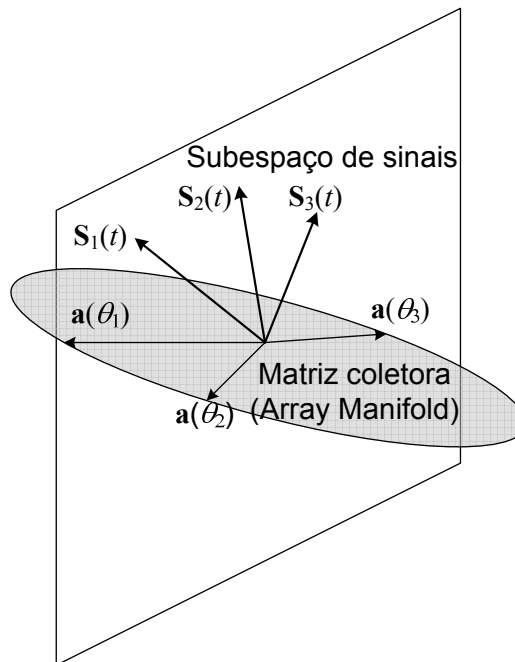


Figura 4.1: Representação do subespaço de sinais.

Os vetores $\mathbf{S}_1(t)$, $\mathbf{S}_2(t)$ e $\mathbf{S}_3(t)$ correspondem aos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas, os quais estão contidos dentro de um subespaço de sinais, $\mathbf{a}(\theta_1)$, $\mathbf{a}(\theta_2)$ e $\mathbf{a}(\theta_3)$ correspondem a alguns dos vetores posição contidos dentro da matriz coletora *array manifold* e pertencem ao subespaço de sinais.

Os autovetores do subespaço de ruído estão associados aos $(M - D)$ menores autovalores da matriz de autocorrelação e os autovetores do subespaço de sinais estão associados aos D maiores autovalores da matriz de autocorrelação.

Com estas informações associadas aos vetores posição dos sinais incidentes pertencentes ao subespaço de sinal consegue-se estimar as possíveis direções de chegada, pois nas direções de chegada os vetores posição são ortogonais ao subespaço de ruído, ou seja o produto interno (quadrado da distância entre dois vetores d^2) entre os vetores posição e os autovetores associados ao subespaço de ruído é nulo.

Mais informações sobre os conceitos de subespaço de sinais, autovetores e autovalores podem ser obtidos em [3]-[6].

Métodos baseados em máxima verossimilhança

Estes métodos [7] visam estimar as informações da direção de chegada baseadas nas probabilidades em que os sinais incidem sobre um arranjo em cada direção. Obtendo-se as funções densidade de probabilidade, as direções de chegada são estimadas através de funções de otimização.

Neste trabalho são detalhados apenas os métodos convencionais e os métodos baseados em subespaço devido ao fato de que eles são utilizados no trabalho proposto e também pela sua facilidade de implementação [7].

A simbologia do perfil de potência angular $P(\theta)$ obtida pelo algoritmo foi mudada $P_s(\theta)$, apenas para diferenciar o conceito abordado no Capítulo 2 do espectro de potência angular obtido pelo algoritmo, pois ele também consiste da média de várias amostras onde cada uma contém a informação de sua respectiva direção de chegada, conforme teoria abordada no Capítulo 3.

4.1.1 Métodos convencionais

Bartlett

Este método [8] baseia-se no direcionamento eletrônico do ganho do arranjo de antenas sobre o espectro angular. A potência $P_s(\theta)$ é dada por

$$P_s(\theta) = \mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta) , \quad (4.3)$$

onde, como definido na seção 3.3 $\mathbf{a}(\theta)$ corresponde ao vetor posição, \mathbf{R} a matriz de auto-correlação dos sinais incidentes sobre o arranjo de antenas.

Este processo é semelhante ao direcionamento mecânico do arranjo para todas as direções. Possui como vantagem a simplicidade de implementação, porém quando comparado aos outros métodos é o que possui menor eficiência, pois a detecção está diretamente relacionada ao número de elementos do arranjo, ou seja quanto maior o número de elementos melhor a resolução [8].

Capon

Este método [3][8][9] consiste na redução da influência do ruído sobre o arranjo direcionando o feixe nas direções desejadas. Os sinais vindos de outras direções diferentes da direção desejada são considerados como interferência e desconsiderados no processo.

O espectro de potência angular é dado por

$$P_s(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}, \quad (4.4)$$

onde as variáveis são as mesmas consideradas em (4.4).

Predição linear

Este método [3] tem por objetivo estimar a saída de um dado sensor (elemento do arranjo) através de combinações lineares [6] entre os restantes. Com isto minimiza-se o erro de predição, correspondente ao erro médio quadrático entre a saída estimada e a real.

A potência angular de saída é dada por

$$P_s(\theta) = \frac{\mathbf{U}_m^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{U}_m}{|\mathbf{U}_m^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta)|^2}, \quad (4.5)$$

onde \mathbf{U}_m é o vetor base da m -ésima coluna da matriz identidade de ordem $M \times M$, o índice m indica qual dos elementos do arranjo de antenas é o elemento de referência. Por exemplo, se o elemento de referência for o 3º elemento em um arranjo de 6 elementos $m = 3$. Portanto $\mathbf{U}_3 = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$.

Segundo Gross [3], o método possui melhor desempenho se for escolhido como referência um dos elementos que estejam mais próximos do centro do arranjo.

Máxima Entropia

O conceito de máxima entropia [3][10][11] foi originalmente proposto por Burg [12] com o objetivo de superar as limitações dos métodos baseados na análise de Fourier para a estimação do espectro de potência de um processo estacionário.

A função que maximiza o processo de entropia é dada por

$$P_s(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{C}_j \mathbf{C}_j^H \mathbf{a}(\theta)}, \quad (4.6)$$

onde \mathbf{C}_j é a j -ésima coluna do inverso da matriz de autocorrelação.

O desempenho do algoritmo é melhor se a escolha de \mathbf{C}_j estiver mais próxima ou localizada nas colunas centrais da matriz [3].

4.1.2 Métodos baseados em subespaço

Decomposição harmônica de Pisarenko

Este método [3][13] utiliza o autovetor associado ao menor autovalor da matriz de autocorrelação partindo do princípio de ortogonalidade entre os vetores sinais e o subespaço de ruído, onde o produto interno entre o sinal incidente e o vetor posição será nulo.

A potência angular é dada por

$$P_s(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}(\theta)^H \boldsymbol{\nu}_1|^2}, \quad (4.7)$$

onde $\boldsymbol{\nu}_1$ é o autovetor associado ao menor autovalor do subespaço de ruído.

Método da mínima norma

Este método [3]-[11][14] só é válido para arranjos lineares uniformes (ULA). A potência angular é dada pela expressão:

$$P_s(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{w}|^2} \quad (4.8)$$

O vetor de pesos \mathbf{w} é obtido através do seguinte problema de otimização [14]:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}\mathbf{w}^H \\ \text{sujeito a} \quad & \mathbf{E}_s^H \mathbf{w} = \mathbf{E}_s^H \mathbf{U}_1 \\ & \mathbf{w}\mathbf{U}_1 = 1 \end{aligned} \quad , \quad (4.9)$$

onde \mathbf{U}_1 corresponde ao vetor base $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots]^T$ da primeira coluna da matriz identidade de ordem $M \times M$.

A solução deste problema de otimização leva à seguinte expressão [3]:

$$P_s(\theta) = \frac{(\mathbf{U}_1^T \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{U}_1)^2}{|\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{U}_1|^2} \quad , \quad (4.10)$$

onde \mathbf{E}_N corresponde ao subespaço de ruído.

Segundo Ermolaev [14], se o espectro de potência for normalizado a expressão (4.10) se reduz a

$$P_s(\theta) = \frac{1}{|\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{U}_1|^2} \quad . \quad (4.11)$$

MUSIC

Este método de classificação múltipla de sinais (*MUSIC-Multiple Signal Classification*) foi proposto por Schmidt [15] e é um dos mais populares métodos baseados em subespaço.

O seu princípio de funcionamento consiste na determinação dos $(M - D)$ menores autovalores da matriz de autocorrelação que estão associados ao subespaço de ruído \mathbf{E}_N . Do conceito de espaço vetorial euclidiano temos que se a distância d entre os dois vetores for nula, os vetores são ortogonais ou seja $d = 0$. O valor de potência será máximo quando os autovetores do subespaço de ruído são ortogonais aos sinais incidentes nos ângulos de chegada θ .

A expressão que determina o espectro de potência angular é dada por [3]:

$$P_s(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad . \quad (4.12)$$

ESPRIT

O método de estimação de parâmetros dos sinais via técnicas de invariância rotacional (ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques), proposto por Roy e Kailath, [16] consiste do uso de dois arranjos ou subarranjos de um mesmo arranjo separados por uma distância Δ conforme mostra a Figura 4.2.

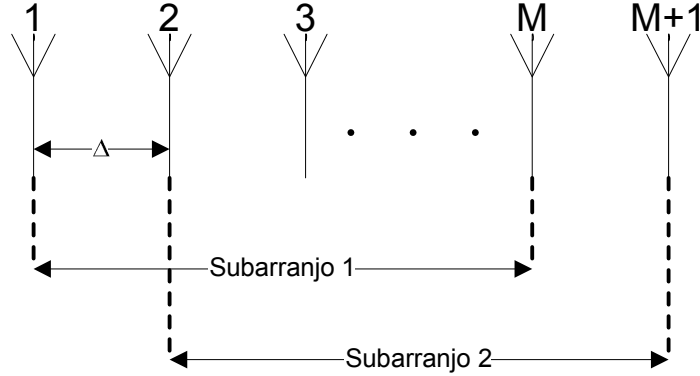


Figura 4.2: Divisão de um arranjo de antenas em 2 subarranjos de M elementos.

Os sinais resultantes sobre cada um dos subarranjos são dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \mathbf{A}_1(\theta) \mathbf{S} + \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{X}_2 &= \mathbf{A}_2(\theta) \mathbf{S} + \mathbf{N}_2 \quad , \\ \mathbf{X}_2 &= \mathbf{A}_1(\theta) \mathbf{\Phi} \mathbf{S} + \mathbf{N}_2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde, como definido anteriormente, $\mathbf{\Phi} = \text{diag} [e^{-j\beta\Delta\text{sen}(\theta_1)}, e^{-j\beta\Delta\text{sen}(\theta_2)}, \dots, e^{-j\beta\Delta\text{sen}(\theta_D)}]$.

Após a determinação dos sinais incidentes são estimadas as matrizes de autocorrelação de cada subarranjo de antenas, \mathbf{R}_1 e \mathbf{R}_2 . A partir destas matrizes são determinados os subespaços de sinais \mathbf{E}_{S1} e \mathbf{E}_{S2} , os quais estão relacionados entre si conforme expressões:

$$\mathbf{E}_{S1} \mathbf{\Psi} = \mathbf{E}_{S2} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{E}_{S1} = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{T} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{E}_{S2} = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{\Phi} \quad (4.16)$$

onde $\mathbf{\Psi}$ é uma matriz de ordem $D \times D$ denominada de operador de invariância rotacional e \mathbf{T} corresponde à matriz que contém todos os autovetores do operador $\mathbf{\Psi}$.

Através das relações entre as expressões (4.14), (4.15) e (4.16) foram propostos

vários métodos computacionais para a estimação de Ψ , como por exemplo LS (*Least Squares*) e TLS (*Total Least Squares*) ESPRIT [17].

Após a determinação do operador Ψ estimam-se os seus respectivos autovalores, os quais possuem os mesmos valores dos elementos da diagonal principal da matriz Φ . Os autovalores complexos de Ψ podem ser escritos na forma

$$v_i = |v_i|e^{j\arg(v_i)}, \quad (4.17)$$

onde v_i corresponde ao i -ésimo autovalor de Ψ e $\arg(v_i)$ é o argumento de v_i .

Estimando o $\arg(v_i)$, a direção de chegada para um arranjo linear uniforme é determinada por

$$\theta_i = -\arcsen\left(\frac{\arg(v_i)}{\beta d_r}\right), \quad (4.18)$$

onde θ_i corresponde a i -ésima direção de chegada referente ao i -ésimo autovalor de Ψ .

A vantagem do ESPRIT em relação aos outros métodos é a obtenção de somente o valor da direção de chegada sem a necessidade de varredura do espectro de potência angular. Porém não nos dá nenhuma informação quanto aos valores de potência dos sinais incidentes, o que impede a geração de um gráfico do espectro de potência angular como nos métodos anteriores. Apesar disto possui alta resolução na determinação dos valores de direção de chegada [3].

4.2 Considerações relacionadas ao desempenho dos algoritmos de estimação da direção de chegada para o arranjo linear uniforme

4.2.1 Ângulos de chegada simétricos em relação à linha normal ao arranjo de antenas

Considerando apenas o ângulo de azimute θ , o vetor posição de um arranjo de antenas definido em (3.17) se torna:

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1 \quad e^{-j\beta d_r \sen\theta} \quad \dots \quad e^{-j\beta(M-1)d_r \sen\theta} \right]^T \quad (4.19)$$

Se os ângulos de incidência de dois sinais incidentes sobre um arranjo de antenas são simétricos em relação à linha normal ao arranjo, o algoritmo de estimação da DOA não conseguirá distinguir um ângulo do outro [13][18]. Esta restrição se dá devido ao fato de que os tempos de atraso dos sinais incidentes são iguais e, conseqüentemente, os deslocamentos de fase também. Em outras palavras, isto significa que o valor de $\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}(\pi - \theta)$. A Figura 4.3 ilustra este problema.

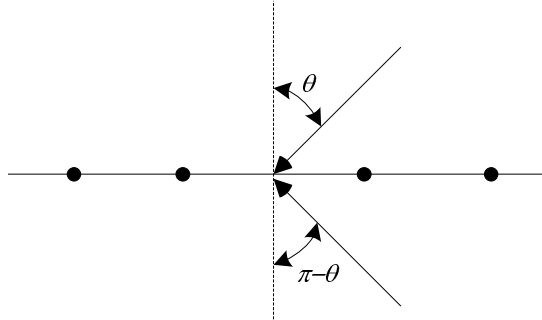


Figura 4.3: Ilustração de dois sinais incidindo em direções simétricas a linha do arranjo de antenas.

Para que não ocorra este problema θ deve estar dentro do intervalo de $[-90^\circ, 90^\circ]$.

4.2.2 Amostragem espacial

O ULA pode ser vista como um amostrador espacial [18], pois o vetor sinal de saída $\mathbf{X}(t)$ é composto pelos valores dos sinais incidentes obtidos na saída de cada elemento do arranjo, os quais são separados espacialmente por uma distância $d_r \text{sen}\theta$, que corresponde a diferença entre a trajetória percorrida entre duas frentes de onda que incidem sobre dois elementos consecutivos do arranjo.

A frequência espacial de um sinal incidente consiste na relação entre a diferença entre a trajetória de duas frentes de onda incidentes sobre dois elementos consecutivos de um arranjo em função do comprimento de onda da portadora para um dado ângulo de incidência θ . Fazendo uma analogia entre a amostragem temporal é semelhante a razão entre a frequência do sinal f e a frequência de amostragem f_a .

A frequência espacial f_s é dada por:

$$f_s = \frac{d_r \text{sen}\theta}{\lambda_c} \tag{4.20}$$

onde d_r é a distância entre os elementos do arranjo. Diante disto podemos alterar a expressão do vetor posição para:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi f_s} & \dots & e^{-j2\pi(M-1)f_s} \end{bmatrix}^T \quad (4.21)$$

ou

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\omega_s} & \dots & e^{-j(M-1)\omega_s} \end{bmatrix}^T \quad (4.22)$$

Do teorema da amostragem temos que um sinal de uma frequência f para que não sofra os efeitos de sobreposição (*aliasing*) deve possuir uma frequência de amostragem f_a maior ou igual a $2f$, ou seja a relação entre $\frac{f}{f_a} = \frac{1}{2}$.

Comparando com um arranjo de antenas para que um sinal não sofra os efeitos do fenômeno de sobreposição espacial, $|\omega_s| \leq \pi$ ou $|f_s| \leq \frac{1}{2}$. Diante disto concluí-se que

$$|f_s| \leq \frac{1}{2} \Rightarrow \left| \frac{d_r \text{sen}\theta}{\lambda_c} \right| \leq \frac{1}{2} \Rightarrow d_r |\text{sen}\theta| \leq \frac{\lambda_c}{2} \quad (4.23)$$

Considerando que $|\theta| = 90^\circ$ deduz-se que d_r é satisfeito com $d_r \leq \frac{\lambda_c}{2}$, o que indica que o período amostral d_r deve ser menor do que metade do comprimento de onda do sinal incidente. Por analogia ao teorema da amostragem este resultado é chamado de teorema da amostragem espacial.

4.2.3 Resolução angular

A resolução angular [18] $\Delta\theta$ está diretamente relacionada à questão de resolução espacial Δf_s e serve para se ter uma idéia da resolução de estimação em função do número de elementos do arranjo. Se duas frentes de onda possuírem uma variação em f_s menor do que Δf_s devido a uma diferença em seus respectivos ângulos de incidência, o algoritmo de estimação não irá detectar um dos respectivos sinais incidentes.

A resolução angular é ilustrada na Figura 4.4.

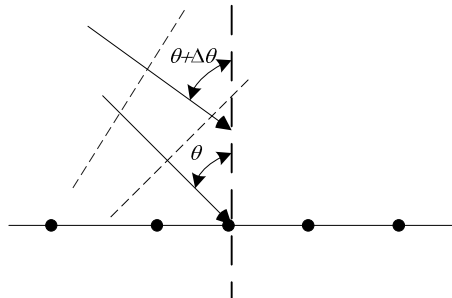


Figura 4.4: Representação de duas frentes de onda incidindo sobre um arranjo de antenas com ângulos de chegada diferentes.

Para um ULA de M elementos, a diferença entre as frequências espaciais é

dada por

$$\Delta f_s \geq \frac{1}{M-1} \quad (4.24)$$

A resolução angular esperada para um dado ângulo é determinada através de:

$$\frac{d_r}{\lambda_c} [\text{sen}(\theta + \Delta\theta) - \text{sen}(\theta)] \geq \frac{1}{M-1} \quad (4.25)$$

Desenvolvendo a expressão (4.25) chega-se a

$$\text{sen}(\Delta\theta) \cos(\theta) - \text{sen}(\theta) [1 - \cos(\Delta\theta)] \geq \left(\frac{\lambda_c}{d_r}\right) \frac{1}{M-1} \quad (4.26)$$

Considerando que o valor de $\Delta\theta$ seja muito pequeno, pois trata-se de um limiar de resolução, a expressão (4.26) simplifica-se em

$$\text{sen}(\Delta\theta) \geq \left(\frac{\lambda_c}{d_r}\right) \frac{1}{(M-1)|\cos\theta|} \quad (4.27)$$

4.3 Limitante de Cramér-Rao

O limitante de Cramér-Rao [19] é um parâmetro que mede o desempenho de algoritmos de estimação em geral. Ele representa o menor valor teórico de variância ou erro médio quadrático que pode ser atingido por um estimador. Este terá um bom desempenho se a sua variância se aproximar do valor do limitante de Cramér-Rao.

O erro médio quadrático para um dado ângulo θ é dado por:

$$MSE(\theta) = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} (\theta_i - \theta)^2, \quad (4.28)$$

onde N_c é o número de estimativas disponíveis ou experimentos realizados e θ_i é a i -ésima estimação de θ .

Existem diversas expressões para o cálculo do limitante de Cramér-Rao de acordo com a aplicação. Mais detalhes podem ser vistos em [17].

4.4 Estimação de tempo de chegada

4.4.1 Métodos de medida de intervalo de tempo

Em muitos experimentos físicos, tem-se a necessidade de saber e registrar o instante de ocorrência de um evento. Isto levou ao desenvolvimento de sistemas que possam realizar esta tarefa.

No Capítulo 2 foi feita uma abordagem sobre o fenômeno de multipercurso, onde as múltiplas réplicas do sinal transmitido chegam ao receptor em diferentes instantes de tempo. Para que seja efetuada a medição entre os tempos de chegada destes pulsos ao receptor, tem-se a necessidade de um dispositivo de medida de tempo que possua precisão e resolução adequadas, o que garantirá uma maior eficiência na estimação das medidas.

As seções restantes deste capítulo apresentam algumas das técnicas utilizadas para a obtenção de medidas de tempo, que junto com todas as informações vistas ao longo deste trabalho, serviram de base para a elaboração da simulação proposta no Capítulo 5.

4.5 Medida de intervalo de tempo

A medição dos retardos no receptor dentro de um ambiente de multipercurso é dada pela diferença entre os tempos de chegada dos percursos.

O processo de medição, de forma simples, é representado através da Figura 4.5.

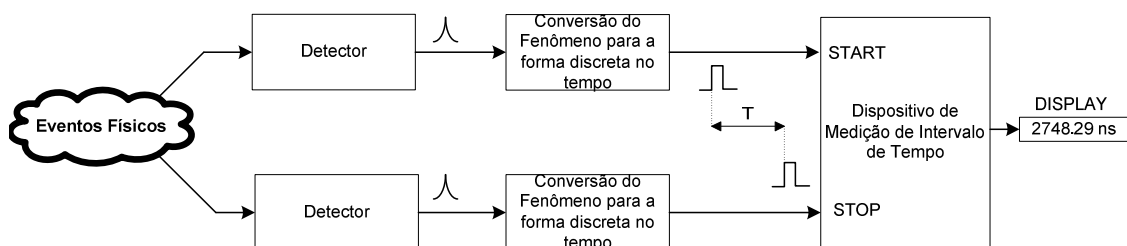


Figura 4.5: Princípio de medida de intervalo de tempo.

Neste processo o intervalo de tempo é medido entre dois pulsos elétricos aplicados nas entradas de *start* e *stop* do bloco, os quais correspondem aos pulsos de início e final do intervalo de medição.

Os circuitos responsáveis por extrair as informações de tempo necessitam de métodos e circuitos avançados para produzirem os resultados esperados. Isto é um desafio

em aplicações que demandam uma precisão elevada (ordem de ns).

Para que a medição seja efetuada de maneira satisfatória, alguns fatores devem ser levados em consideração, tais como:

- Faixa dinâmica de medida
- Padrão de incerteza de medição
- Resolução (passo de quantização)
- Tempo de guarda entre o final e o início de dois diferentes campos de contagem
- Velocidade de leitura dos dados de saída

Estes fatores determinam a eficiência das técnicas escolhidas.

4.6 Técnicas para implementação da máquina de contagem para a medição de intervalo de tempo

As técnicas de medição de intervalo de tempo [20]-[22] são classificadas em dois grupos em função dos parâmetros de precisão e comparação. O primeiro consiste de métodos considerados “grosseiros” que utilizam técnicas baseadas na medida de longos intervalos de tempo, possuindo precisão nas medidas, mas com baixa resolução. O segundo engloba os métodos considerados “finos” e são utilizados em medições de tempo da ordem de ns [20], possuindo elevadas precisão e resolução. Entretanto, o desenvolvimento destes sistemas exige um maior planejamento devido a sua complexidade quando comparados aos métodos “grosseiros”.

Os métodos de medição de tempo que são abordados nas seções seguintes deste capítulo são:

- Medição por contagem direta
- Medição por contagem direta e fases opostas
- Medição pelo método de Vernier digital
- Medição através da utilização de linhas de retardo e interpolação
- Medição através da utilização de linhas de retardo e contadores independentes

4.6.1 Medição por contagem direta

O medidor utilizado neste método de medida é ilustrado na Figura 4.6

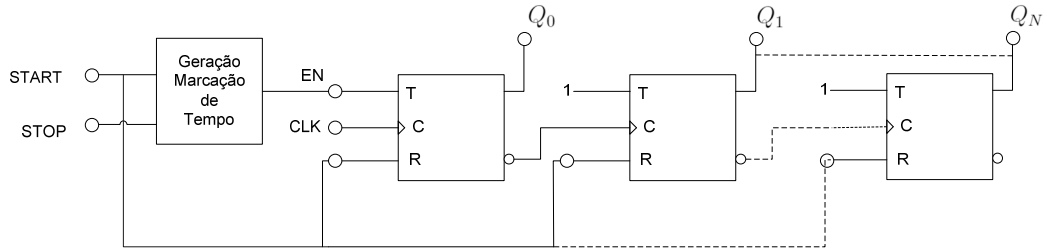


Figura 4.6: Método por contagem direta.

Neste método aplica-se um pulso de *start* que habilita o processo de medição (contagem). Quando aplica-se o pulso de *stop* a contagem é encerrada e o valor de saída é apresentado na saída dos *flip-flops*. O máximo tempo de medição está diretamente relacionado à capacidade de contagem do contador. A Figura 4.7 ilustra o funcionamento deste processo.

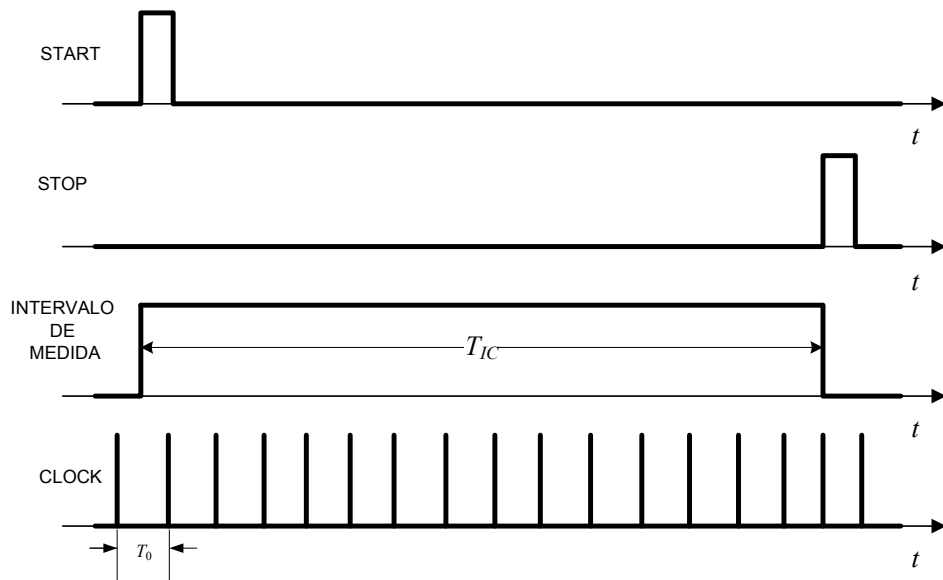


Figura 4.7: Formas de onda da estrutura empregada no método de contagem direta.

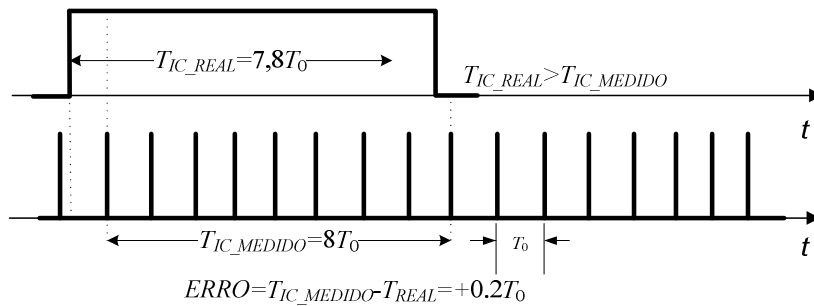
A resolução das medidas está relacionada ao sinal de relógio que alimenta o contador e que possui frequência f_0 e período $T_0 = \frac{1}{f_0}$.

O resultado da medida de tempo é determinado através de

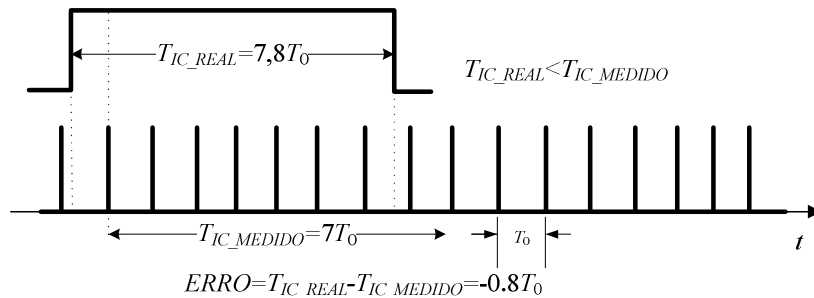
$$T_{cont} = nT_0 , \quad (4.29)$$

onde n corresponde ao valor decimal inteiro obtido na saída $Q_0, Q_1 \dots Q_N$ no instante em que é aplicado o pulso de *stop*.

Esta técnica possui como vantagem a sua simplicidade de implementação, podendo operar com grandes faixas dinâmicas de contagem, dependendo apenas dos pulsos de relógio aplicados na entrada do contador e da velocidade dos *flip-flops*. Como desvantagem, para uma boa resolução exige-se um sinal de relógio operando em frequências relativamente altas. Para que isto seja possível exige-se a utilização de componentes de maior precisão, o que leva a um aumento dos custos de implementação. Outro problema é em relação ao tempo de contagem durante a aplicação dos pulsos de *start* e *stop*, pois eles nem sempre estão sincronizados com os pulsos de relógio, gerando erros durante o processo de obtenção das medidas, conforme pode ser visto na Figura 4.8



(a)



(b)

Figura 4.8: Intervalos de medida iguais e de mesma duração, porém com resultados de obtenção de medida de tempo diferentes.

Mais detalhes sobre este problema podem ser obtidos em [20]-[23].

4.6.2 Medição por contagem direta e fases opostas

Este método utiliza o mesmo princípio do método de contagem direta, porém funciona com o uso de dois contadores de sequência direta que operam com sinais de relógio sincronizados, mas com fases opostas. A Figura 4.9 ilustra este método.

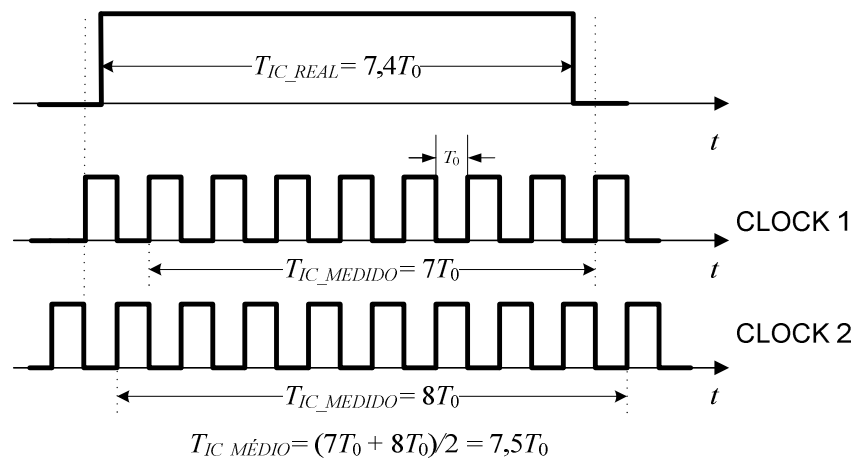


Figura 4.9: Contagem direta utilizando dois contadores alimentados com fases opostas.

O resultado de saída é obtido através da média efetuada entre os dois contadores. O método possui como vantagem uma melhora na resolução das medidas, que é de $\frac{T_0}{2}$ e no máximo erro de medida, que é de $\pm \frac{T_0}{2}$ quando comparado ao método anterior. Outra vantagem consiste no aumento da resolução das medidas sem a necessidade de um sinal de relógio que possua uma frequência de operação igual a $2f_0$ quando comparado também ao método anterior. Isto faz com que se reduzam os custos de implementação.

4.6.3 Medição pelo método de Vernier

O medidor utilizado neste método de medida é ilustrado pela Figura 4.10 e a Figura 4.11 ilustram as formas de onda mais importantes ao entendimento do método de Vernier.

Este método consiste do uso de dois osciladores OSC1 e OSC2 que são acionados através dos pulsos de *start* e de *stop*. O processo de contagem inicia-se com o pulso de *start* que ativa o OSC1 gerando um sinal periódico de frequência f_1 e período $T_1 = \frac{1}{f_1}$ e as n transições de saída são contadas pelo contador 1, gerando o resultado n_1 . Aplicando o pulso de *stop* ativa-se o OSC2 que também gera um sinal periódico de frequência f_2 e período $T_2 = \frac{1}{f_2}$, gerando no contador 2 o resultado n_2 . Os sinais dos osciladores são

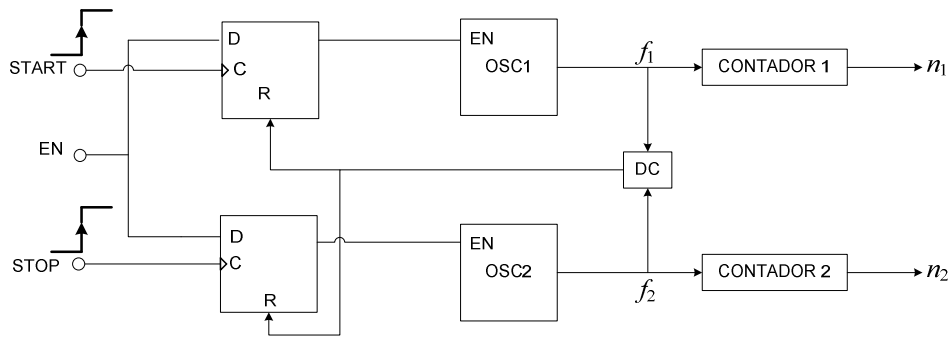


Figura 4.10: Ilustração do método de Vernier.

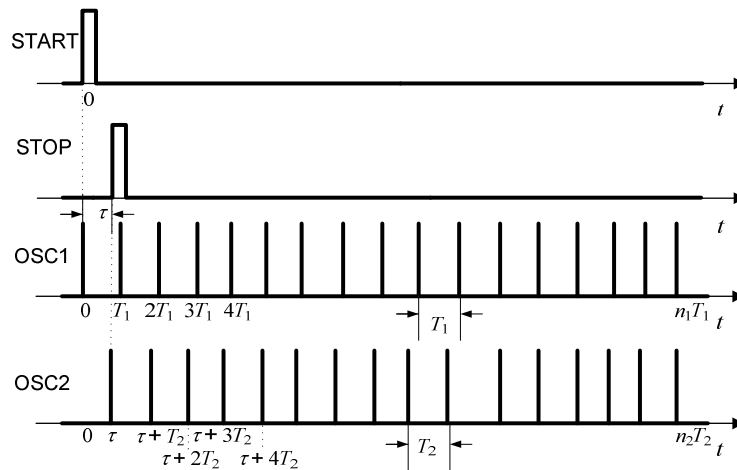


Figura 4.11: Formas de onda obtidas com o método de Vernier.

aplicados a um dispositivo de detecção de coincidência (DC) que detecta a coincidência das transições de ambos os sinais. Quando isto ocorre é gerado um pulso na entrada de *Reset* dos *flip-flops*, encerrando assim o processo de contagem.

Através do número de transições registradas pelos contadores 1 e 2 obtém-se o intervalo de tempo. A expressão que estima o tempo de medida T_{cont} quando o erro de quantização é ignorado é dada por

$$T_{cont} = (n_1 - 1)T_1 - (n_2 - 1)T_2 . \quad (4.30)$$

A resolução incremental r_{cont} do sistema de contagem é dada por

$$r_{cont} = (T_1 - T_2) . \quad (4.31)$$

Deixando a expressão (4.31) em função de r_{cont} e T_1 temos

$$T_2 = (T_1 - r_{cont}) . \quad (4.32)$$

Substituindo (4.32) em (4.30) temos que

$$T_{cont} = (n_1 - n_2)T_1 - (n_2 - 1)r_{cont} . \quad (4.33)$$

Para medidas de intervalo de tempo onde $T < T_1$, $n_1 = n_2$, a expressão (4.32) se reduz a

$$T_{cont} = (n_2 - 1)r_{cont} . \quad (4.34)$$

Em algumas aplicações isto se torna mais vantajoso, pois necessita-se apenas do contador 2, reduzindo assim a complexidade do circuito. Outra vantagem consiste no fato de se obter uma boa resolução de medidas através da diferença entre T_1 e T_2 .

Como desvantagem, para que este sistema possua uma alta resolução nas medidas exige-se que os osciladores possuam um disparo de alta precisão e estabilidade, o que se torna um desafio de projeto principalmente para medidas de longos intervalos de tempo.

Outro desafio é a construção do detector de coincidência, que também é complexa, podendo ser afetada por ruídos de fase existentes no sistema.

4.6.4 Medição de intervalo de tempo com o uso de linhas de retardo e circuitos combinacionais

Neste método, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 4.12 utiliza-se uma linha composta de um número de células de atraso (*flip-flops*), onde cada uma possui um retardo de tempo Δt .

O processo de contagem inicia-se com a aplicação de um pulso de *start* no oscilador que gera o sinal de contagem. Os sinais de saída de cada célula de atraso entram em um *buffer* de onde são convertidos para uma palavra código através do codificador. O sinal de saída da N -ésima célula é ligado a um contador de n bits.

A junção das informações na saída do contador com as de saída do codificador formam uma palavra código que representa o intervalo de tempo medido, sendo apresentados na saída após a aplicação do pulso de *stop*.

Esta técnica possui como desvantagem os erros de medição causados pelo circuito de interpolação [20]-[22]. Este circuito corresponde ao *buffer* e ao codificador (bloco combinacional) na Figura 4.12.

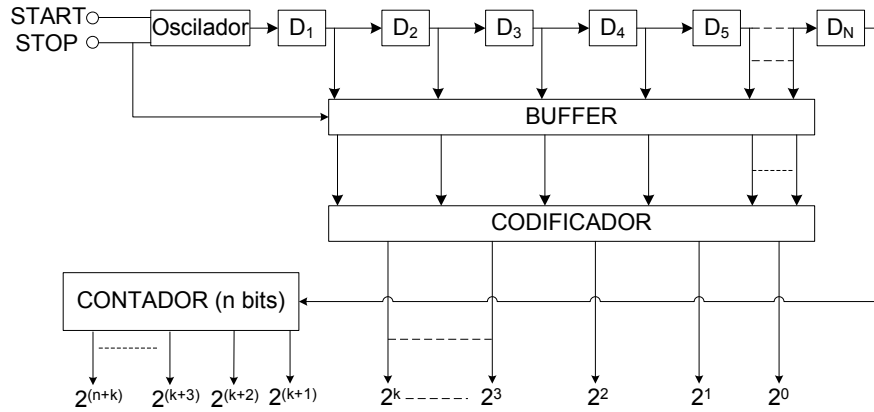


Figura 4.12: Ilustração do método de contagem através de linhas de retardo e interpolação.

A Figura 4.13 ilustra as formas de onda em cada linha de retardo em relação ao pulso de *start*.

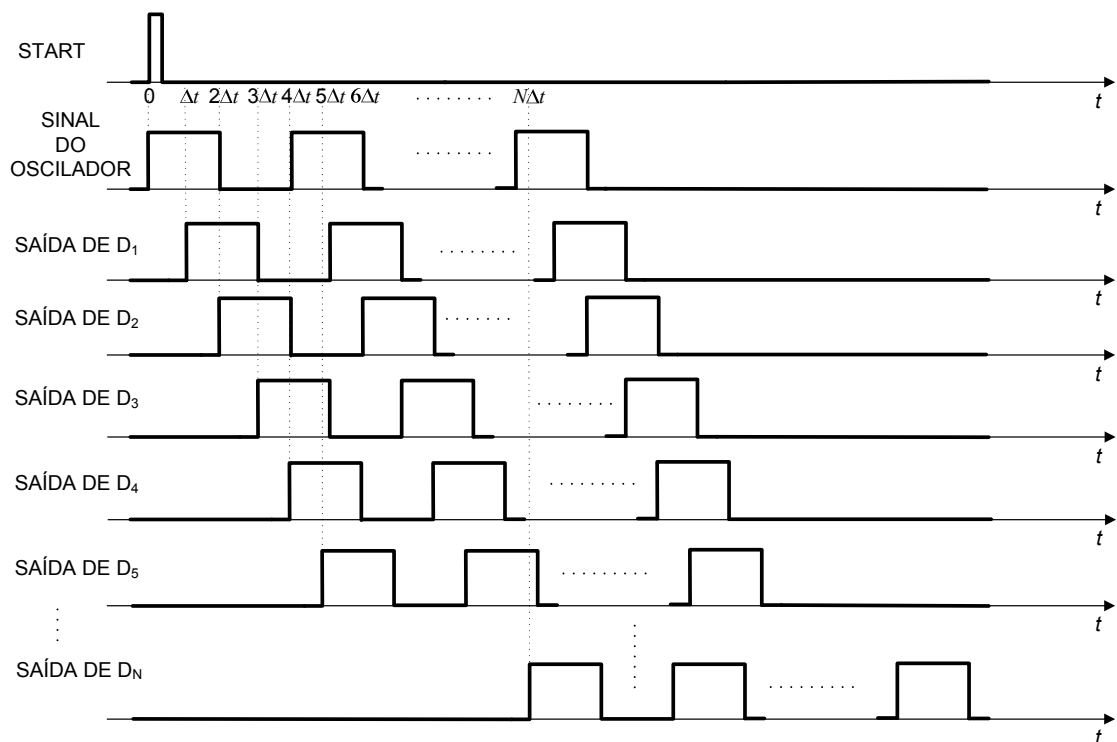


Figura 4.13: Representação das formas de onda na saída de cada elemento de retardo.

4.6.5 Medição com linhas de retardo e contadores independentes

O medidor utilizado neste método de medida é mostrado na Figura 4.14.

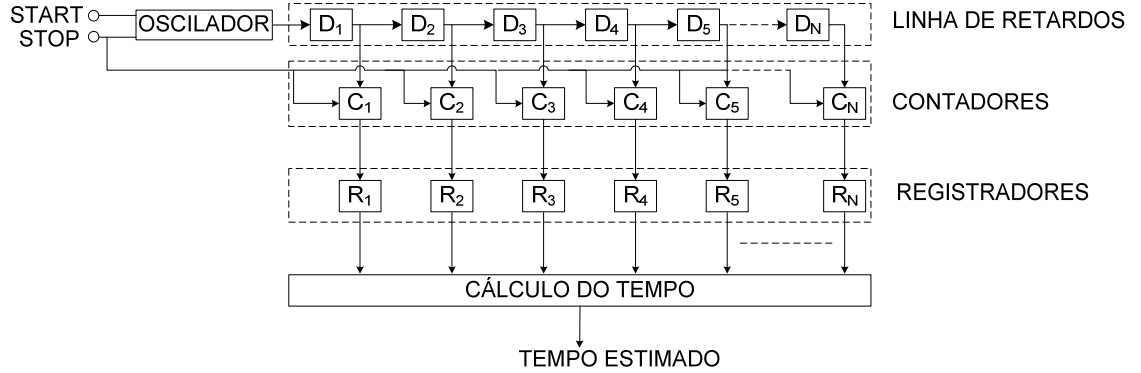


Figura 4.14: Método de contagem através de linhas de retardo e contadores independentes.

Esta técnica [22][23] utiliza uma linha de retardos como no método anterior, porém o circuito de interpolação é substituído por um conjunto de N contadores independentes e cada um deles está ligado à saída de um elemento de retardo. As N saídas de cada elemento de retardo produzem N formas de onda conforme mostra a Figura 4.15, onde cada uma está defasada da outra de Δt .

A defasagem entre um sinal na saída do i -ésimo retardo em relação ao sinal de saída do primeiro é dada por

$$D_{1-i} = (i - 1)\Delta t . \quad (4.35)$$

Portanto podemos deduzir que a defasagem entre os elementos é dada por:

$$\begin{aligned} D_{1-2} &= \Delta t \\ D_{1-3} &= 2\Delta t \\ &\vdots \\ D_{1-N} &= (N - 1)\Delta t . \end{aligned} \quad (4.36)$$

O intervalo de tempo Δt é o responsável por definir a precisão do sistema e é dado por

$$\Delta t = \left(\frac{T_{clk}}{N_{cont}} \right) = \left(\frac{1}{N_{cont} F_{clk}} \right) , \quad (4.37)$$

onde F_{clk} é a frequência do sinal de relógio e o período do sinal é $T_{clk} = \frac{1}{F_{clk}}$ e N_{cont} corresponde ao número de contadores.

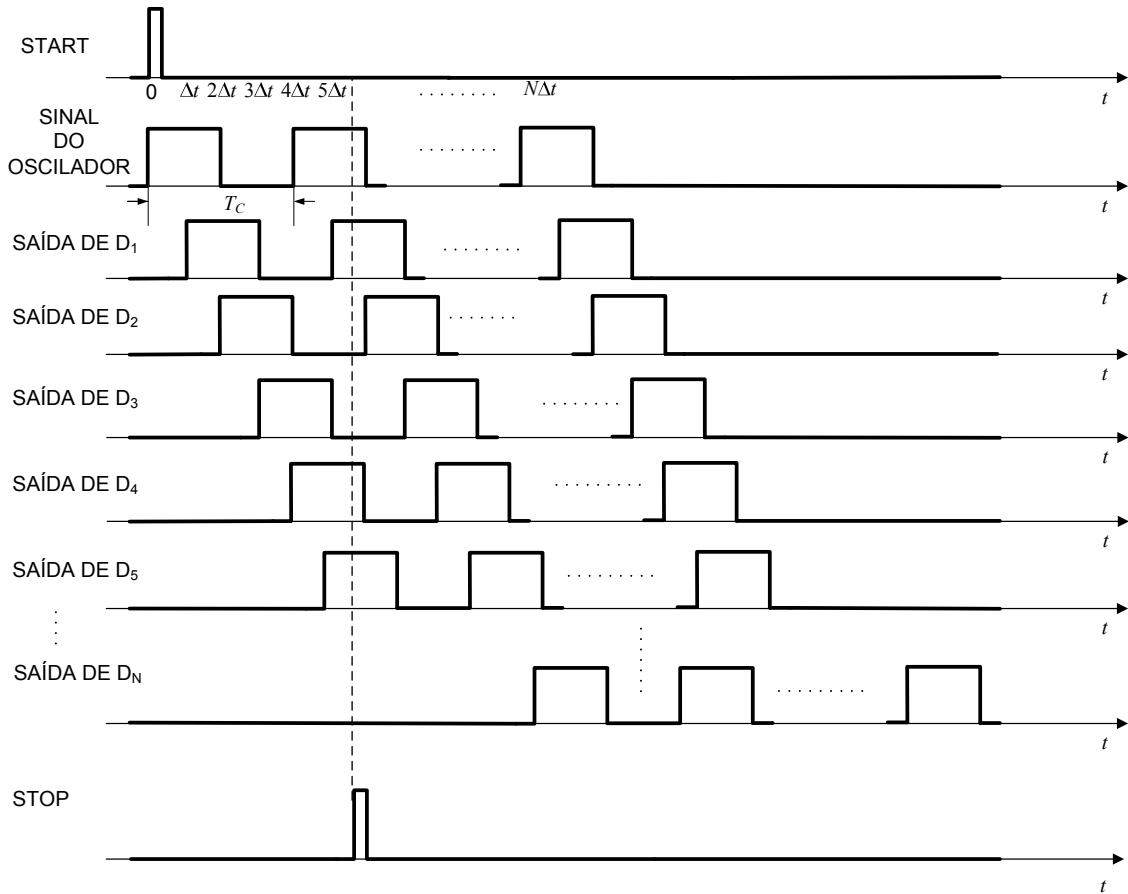


Figura 4.15: Formas de onda de saída de cada linha de retardo.

A medida de intervalo de tempo T_{cont} é dada através de

$$T_{cont} = (Tr_{m,1}T_{clk}) + \sum_{i=2}^{N_{cont}} (B_i\Delta_t) , \quad (4.38)$$

onde $Tr_{m,1}$ corresponde ao número de transições do primeiro contador e B_i corresponde ao comando de codificação dos outros contadores: $B_i = 1$ se $Tr_{m,1} = Tr_{m,i}$ e $B_i = 0$ se $Tr_{m,1} \neq Tr_{m,i}$. O índice m indexa a transição correspondente.

O funcionamento da máquina de contagem inicia-se com o pulso de *start* e encerra-se quando é aplicado o pulso de *stop*, onde os dados são armazenados nos registradores $R_1 \dots R_N$, para que as informações sejam processadas pelo operador matemático do sistema (OM), o qual realiza a expressão (4.38). O resultado corresponde ao valor de medida de tempo.

Esta técnica possui como vantagem a utilização de contadores, evitando assim os erros de interpolação causados pelo circuito pelo circuito combinacional. Outro fator importante é a não dependência de interpoladores baseados em contagem de múltiplos

de 2^n , pois a capacidade de contagem dos contadores pode ser igual a qualquer valor, uma vez que o intervalo de tempo é determinado através de operações matemáticas. Isto propicia uma maior facilidade de implementação e melhor flexibilidade no desenvolvimento da máquina de contagem.

Esta técnica, devido à sua facilidade de implementação e pelo fato de a mesma ser recente, é a técnica usada para a medição de TOA na simulação apresentada no Capítulo 5. A implementação desta técnica no contexto de estimação de TOA, bem como de todo o sistema de caracterização de canal (TOA, DOA e intensidade) através de simulação representa a principal contribuição desta dissertação.

Referências Bibliográficas

- [1] L. C. Godara, *Smart Antenas*, New York: CRC Press, 2004.
- [2] L. C. Godara, “Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam forming and direction of arrival considerations,” *Proceedings of IEEE*, vol. 85, Aug. 1997, pp. 1195-1245.
- [3] F. B. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications with Matlab*. New York: McGraw-Hill, 2005.
- [4] Haykin S. , *Communications Systems*. 4th ed., New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [5] P. D. LAX, *Linear Algebra and it's Applications*. 2nd ed, New Jersey: John Wiley & Sons., 2007.
- [6] A. Steinbruch e P. Winterle, *Introdução a Álgebra Linear*. São Paulo: Makroon Books, 1990.
- [7] M. C. Horewicz, “Estimação da Direção de Chegada (DOA) de Sinais em Canais reversos CDMA utilizando Antenas Inteligentes,” Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2006.
- [8] D. H. Johnson, “The application of Spectral Methods to Bearing Estimation Problems,” *Proceedings of IEEE*, vol.70, No.09, Sep. 1982, pp. 1018-1028.
- [9] J. Capon, “High Resolution Frequency Wavenumber Spectrum Analysis,” *Proceedings of IEEE*, vol.57, No.08, Aug. 1969, pp. 1408-1418.
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 3rd ed., Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 4th ed., Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [12] J. P. Burg, “Maximum Entropy Spectrum Analysis,” M.S. thesis, Department of Geophysics, Stanford University, Palo Alto, CA, 1975.

- [13] A. M. S. Boaventura, “Estimação da Direção de Chegada em Sistemas de Comunicações Celulares,” Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 1998.
- [14] V. T. Ermolaev and A. B. Gershman, “Fast Algorithm for Minimum-Norm Direction of Arrival Estimation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.42, No.09, Set. 1994, pp. 2389-2394.
- [15] R. O. Schmith, “MUSIC-Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol.AP-34, No.03, Mar. 1986, pp. 276-280.
- [16] R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques,” *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol.37, No.07, Jul. 1989, pp. 984-995.
- [17] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing:Part IV Detection, Estimation and Modulation Theory*. New York:Wiley-Interscience, 2002.
- [18] M. H. C. DIAS, “Estimação das Respostas do Canal Real de Propagação Rádio Móvel nos Domínios Espacial e Temporal: Análise da Supressão de Ruído como Técnica Complementar de Processamento,” Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro , Rio de Janeiro, RJ, 2003.
- [19] F. J. Silva, “Uso de Filtragem em Métodos de Estimação de DOA através de Arranjo de Sensores,” Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Comunicações, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2007.
- [20] J. Kalisz, “Review of Methods for Time Interval Measurements with Picosecond Resolution,” *Metrologia*, vol. 41, No. 01, Feb. 2004, pp. 17-41.
- [21] D. I. Porat, “Review of Sub-Nanosecond Time-Internal Modeling the Statistical Time-Internal Measurements,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol.NS-20, No.05, Dec. 1974, pp. 36-51.
- [22] C. N. M. Marins, “Sistema e Processo para Geração, Sincronização Remota e Comparação de Sinais Temporais Precisos,” Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2010.
- [23] C. N. M. Marins, et al, “Precision Clock and Time Transfer on a Wireless Telecommunication Link,” *IEEE Transactions Instruments Measurements*, vol.59, No.03, Mar. 2010, pp. 512-518.

Capítulo 5

Simulações e conclusões

Nos capítulos anteriores foi apresentado o estudo das características de um ambiente de comunicação móvel, bem como as técnicas necessárias para a extração e análise dos parâmetros de direção e tempo de chegada.

O objetivo deste capítulo é a descrição do ambiente de simulação e dos elementos envolvidos em um sistema de caracterização do canal em termos de direção de chegada (DOA), tempo de chegada (TOA) e intensidade (amplitude) das componentes de multipercurso.

Também são apresentados os resultados obtidos do ambiente simulado, bem como sua análise e respectivas conclusões.

Utilizou-se o programa de simulação VisSim/Comm em conjunto com o programa Mathcad para a implementação da simulação proposta.

5.1 Descrição do ambiente de simulação

O ambiente de simulação é composto pelos blocos mostrados na Figura 5.1. O Bloco 1 é o bloco responsável pela geração dos pulsos de sondagem do canal. A Figura 5.2 mostra os componentes envolvidos dentro deste bloco.

O gerador gera um trem de pulsos que são convertidos pelo bloco seguinte numa sequência de monociclos Gaussianos. Estes monociclos são sinais tipicamente utilizados em sistemas UWB (*Ultra-Wideband*) e sua escolha permite obter uma simulação mais próxima de uma implementação real. O sinal de sondagem poderia ser gerado por um trem de pulsos retangulares, os quais seriam multiplicados por uma portadora conforme mostrado no Capítulo 3, na Figura 3.2.

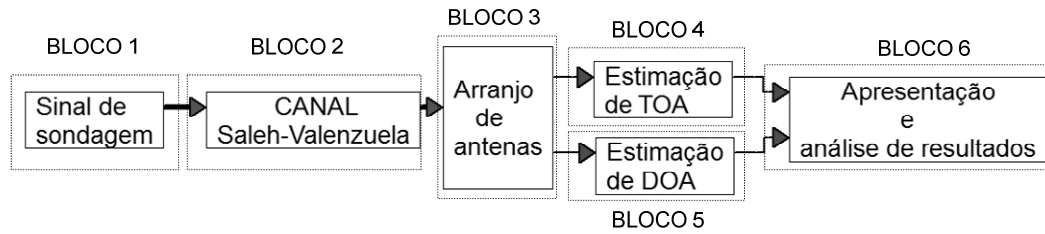


Figura 5.1: Diagrama de blocos do ambiente de simulação.

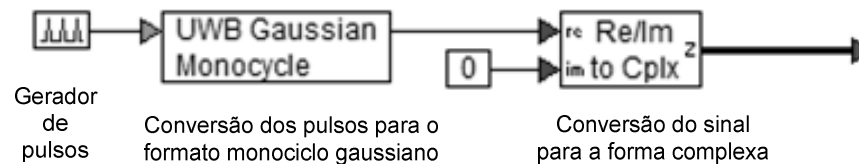


Figura 5.2: Componentes do Bloco 1.

O Bloco 2 na Figura 5.1 simula um canal de comunicação de ambientes em interiores, seguindo o modelo de Saleh-Valenzuela [1]. Este bloco é composto por 21 modelos de canais que possuem características invariantes com o tempo. Esta escolha foi feita para se ter sinais com características semelhantes e que possam ser avaliados da mesma maneira durante o processo de sondagem e análise dos resultados. A seleção de qual modelo que será utilizado é efetuada através de uma caixa de diálogo opcional do programa VisSim/Comm. A sondagem de um canal variante no tempo seria feita simplesmente pela repetição do processo aqui descrito numa cadência maior que a taxa de variação do canal.

O Bloco 3 da Figura 5.1 consiste da simulação matemática de um arranjo de antenas. Neste bloco o sinal recebido é multiplicado pela resposta do arranjo de antenas e em seguida somado ao ruído decorrente dos efeitos de circuitos, cabos e elementos da antena.

A Figura 5.3 mostra os componentes deste bloco

O bloco do correlator (Bloco 3A) é responsável por medir o quanto de energia recebida em um dado instante de tempo é similar ao que foi originalmente transmitido. Ele é composto por um bloco que gera um trem de pulsos que também são convertidos

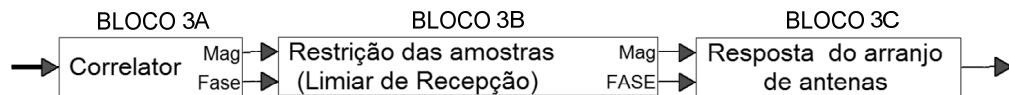


Figura 5.3: Componentes do Bloco 3.

para pulsos com o formato de um monociclo Gaussiano, os quais são correlacionados com o sinal após a passagem pelo canal. Este processo é realizado de forma sincronizada com a transmissão de cada pulso de sondagem, e as amostras de saída do correlator são armazenadas e passadas ao bloco seguinte (Bloco 3B).

Em sistemas de sondagem de canais em interiores *indoor* é comum a interconexão entre Tx e Rx via um cabo coaxial ou fibra óptica com o objetivo de estabelecer sincronismo. Em canais externos *outdoor*, o sincronismo pode valer-se de bases de tempo externas ao sistema (GPS, por exemplo) ou de subsistemas de extração de sincronismo. Neste último caso, haverá por certo uma influência da imperfeição do processo de sincronismo no desempenho do sistema de sondagem.

A Figura 5.4 mostra como este bloco foi implementado.

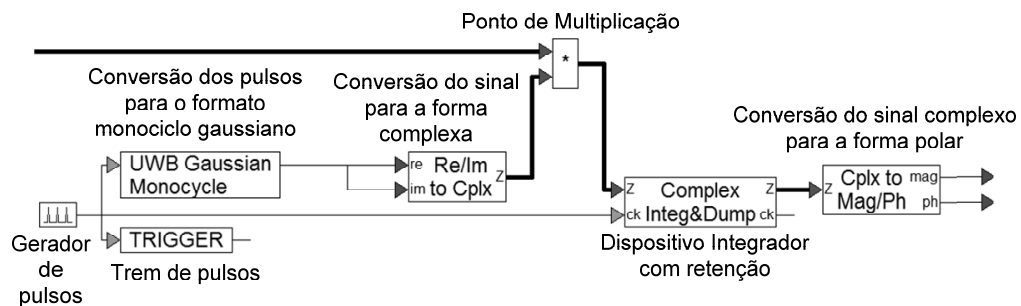


Figura 5.4: Componentes do Bloco 3A.

Na prática um correlator está presente na saída de cada elemento do arranjo de antenas. Entretanto como dentro de um ambiente de simulação não se dispõe de um arranjo de antenas, foi utilizada a expressão $\mathbf{X} = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S} + \mathbf{N}$ como base, sendo o sinal de saída composto pelo produto do sinal de entrada do arranjo pela resposta deste e somado ao ruído referente aos circuitos e a cada elemento da antena. Para que o modelo fique condizente com esta expressão, o correlator deve ser colocado antes da resposta do arranjo. Outro fator importante para esta escolha é o fato de que os dados obtidos na saída do correlator são utilizados também para a estimação de TOA, facilitando assim o processo de estimação de tempo de chegada dos sinais. A expressão acima mencionada é realizada pelo Mathcad, que é incorporado ao VisSim/comm através de um bloco específico (abordado

mais adiante).

Para poder gerar na simulação os efeitos do ruído atuando também sobre as informações de TOA, ele é adicionado antes das informações chegarem ao correlator para que se gere também erros durante o processo de medição de TOA. Ele consiste de dois geradores de sinais Gaussianos de média nula e desvio padrão σ , que são responsáveis por gerarem a parte real e a parte imaginária do ruído. Estes são somados ao sinal de entrada, gerando um sinal de saída resultante composto pelo sinal que chega pelo canal mais a fonte geradora de ruído.

O próximo bloco (Bloco 3B) é responsável por restringir os valores das amostras que estão abaixo de um valor de referência (limiar de recepção por exemplo), com o objetivo de se obter um número de valores de medida aceitáveis em termos de relação sinal-ruído. Este é composto por uma regra de restrição que indica que se o valor estiver abaixo de um limiar de recepção, o valor de saída será nulo; caso contrário o valor de saída corresponderá ao nível de sinal medido. Neste bloco também é gerado o sinal responsável por ativar a coleta de dados para o processo de estimação da TOA.

A Figura 5.5 ilustra o que este parágrafo descreve.

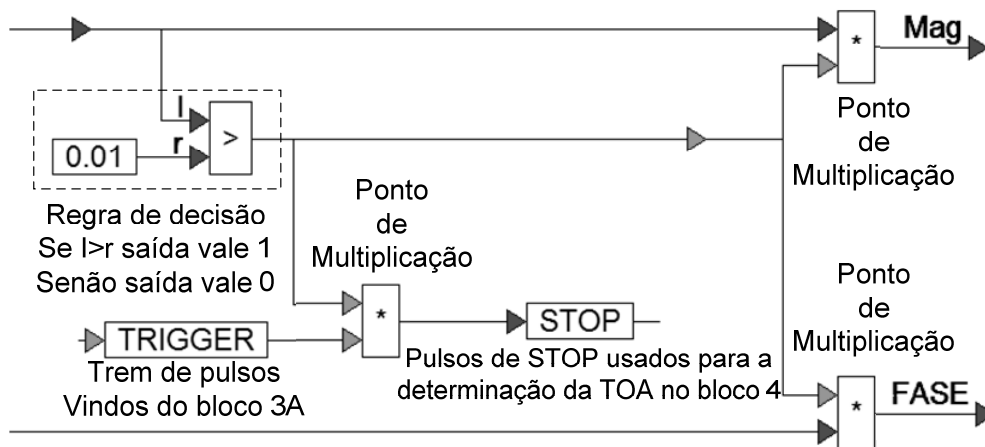


Figura 5.5: Componentes do Bloco 3B.

O próximo bloco (Bloco 3C) é responsável por simular a resposta do arranjo de antenas do tipo linear uniforme em função das direções de incidência dos sinais. As direções de chegada são geradas seguindo uma distribuição Laplaciana, conforme o modelo de Spencer [4], gerando diversos valores de ângulo. Com isto gera-se a matriz coletora dos vetores posição (*Array Manifold*). Foi utilizado o programa Mathcad integrado ao ViSsim/comm através de um bloco específico deste último, para simular essa resposta, cujo código encontra-se nos anexos ao final deste trabalho.

O Bloco 4 da Figura 5.1 é o responsável por estimar o tempo em que os sinais

chegam ao receptor (arranjo de antenas). A técnica utilizada para a implementação deste bloco foi a técnica recente proposta em [2][3] e apresentada no Capítulo 4. A Figura 5.6 mostra os componentes deste bloco. Nela, o bloco de geração do sinal de sincronismo (Bloco 4A) consiste apenas da geração de um sinal de relógio responsável pela contagem do tempo.

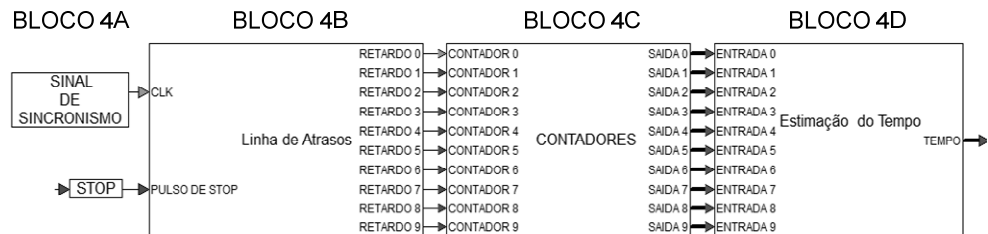


Figura 5.6: Componentes do Bloco 4.

O bloco de linha de atrasos (Bloco 4B) consiste de várias linhas de retardo, onde a saída de cada elemento de retardo é utilizada como o sinal de saída do primeiro elemento de retardo, conforme proposto em [2][3] e mostrado na Figura 5.7.

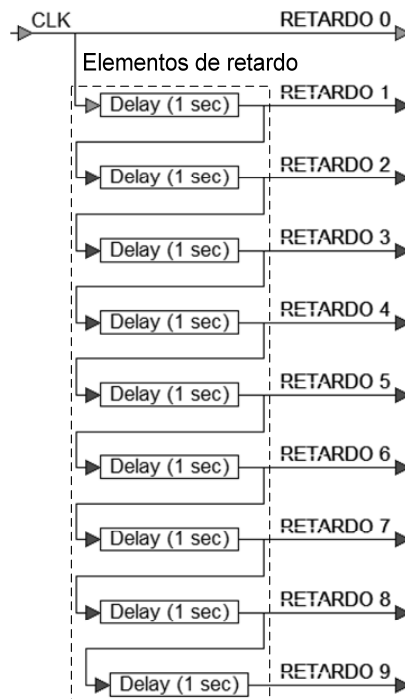


Figura 5.7: Componentes do Bloco 4B.

No bloco 4B utiliza-se um elemento de retardo a menos em relação ao que foi proposto em [2][3], pois é utilizado como sinal de referência o próprio sinal de sincronismo

e não o sinal de saída do 1 elemento de retardo. Isto não causa nenhum problema durante o processo de contagem e obtenção das medidas de tempo, pois trata-se apenas de uma mudança no sinal de referência usado como base. Porém, continuam sendo utilizados N contadores para efetuar a contagem de tempo conforme a técnica propõe.

O bloco dos contadores (Bloco 4C) consiste de 10 contadores, alimentados pelos sinais de saída de cada retardo, onde cada um é o sinal de relógio de cada contador, sendo eles defasados entre si de 1 s. A Figura 5.8 ilustra este bloco.

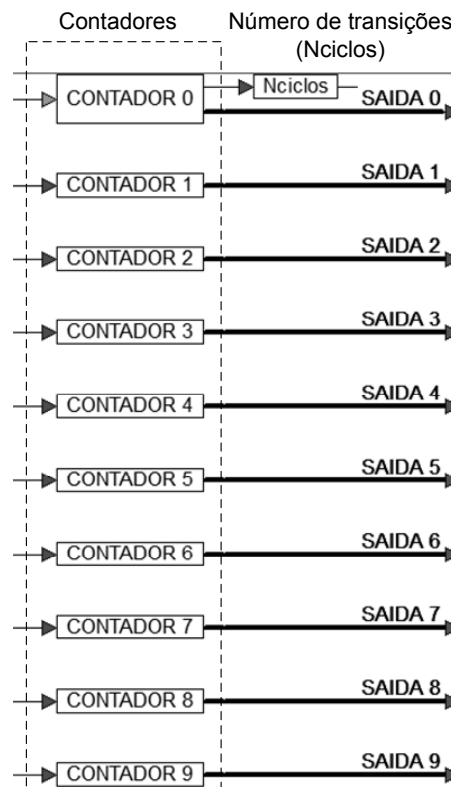


Figura 5.8: Componentes do Bloco 4C.

O contador 0 conta o número de transições de relógio e armazena este valor quando da aplicação do pulso de *STOP*. Este valor é comparado com o número de transições de relógio de cada um dos contadores restantes através de um bloco conforme a Figura 5.9 sobre a estrutura de cada contador. O valor de saída após a passagem por este bloco será 1 se o número de transições forem iguais ao do contador 0; caso contrário será 0. A Figura 5.9 mostra a estrutura dos contadores existentes no bloco 4C.

O bloco de estimação de tempo (Bloco 4D) combina as informações obtidas na saída de cada contador de acordo com a expressão (4.38), fornecendo em sua saída os respectivos valores de tempo.

Foi feita uma calibração neste bloco para que o primeiro tempo na direção

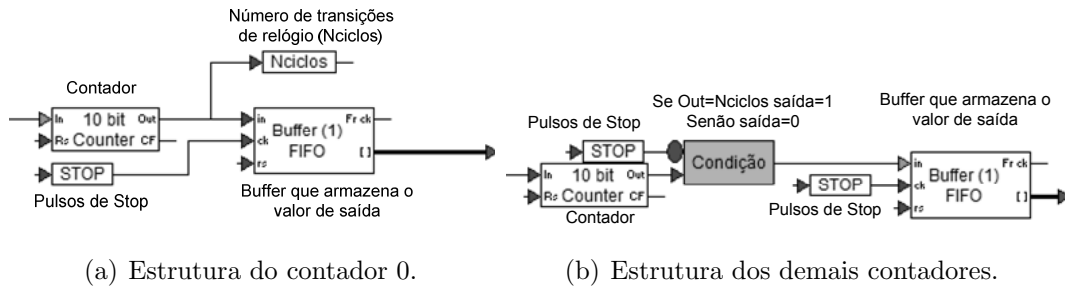


Figura 5.9: Estruturas dos contadores utilizados no bloco 4C.

de chegada de cada sondagem fosse $\tau = 0$. Esta medida foi adotada para que o tempo estimado ficasse de acordo com a definição abordada no Capítulo 2 e não com o tempo corrente da simulação. Todos os outros tempos de chegada resultantes dos fenômenos de multipercurso foram calculados em relação a este. Porém, esta determinação poderia ser efetuada pela diferença entre os tempos de chegada do sinal atual e anterior incidentes sobre os elementos do arranjo.

Após a obtenção dos valores de tempo é feita uma média dos tempos de chegada em função das diversas sondagens efetuadas do ambiente. Vale ressaltar que, na prática o número de medidas que compõem esta média é em função da taxa de pulsos de sondagem com o tempo de coerência do canal.

O Bloco 5 da Figura 5.1 é o bloco de estimação de DOA. Este bloco é responsável por estimar as possíveis direções de chegada, onde é feita a varredura do espectro angular para cada direção de chegada dentro da faixa de $[-90^\circ, +90^\circ]$, devido ao problema de ambiguidade angular abordado no Capítulo 4. O algoritmo utilizado na estimação é o MUSIC, devido ao mesmo ser muito referenciado na literatura e pela sua facilidade de implementação. Cada informação da DOA é analisada separadamente com o objetivo de facilitar a união com as informações de TOA e de amplitude, o que é finalmente realizado no Bloco 6.

Os dados de saída das informações de DOA e TOA são gravados em arquivos para que seja efetuada a união destas informações com a amplitude dos sinais incidentes, bem como a análise dos resultados.

5.2 Resultados obtidos

5.2.1 Configuração do ambiente de simulação

Os parâmetros da simulação não são, como usual, correspondentes àqueles que seriam utilizados na prática. Em outras palavras, os parâmetros de simulação foram escolhidos como sendo um fator de escala dos parâmetros reais. A transposição para valores reais é, contudo, simples e direta.

As Tabelas de 5.1 até 5.6 mostram as configurações dos principais parâmetros utilizados nas simulações, as quais foram separadas por bloco com o objetivo de facilitar a interpretação. A Tabela 5.1 mostra os parâmetros de configuração do próprio programa VisSim/Comm, onde foram efetuadas as configurações relacionadas ao tempo e a frequência de simulação.

Tabela 5.1: *Parâmetros do simulador VisSim/comm.*

Parâmetros do simulador	
Tempo de simulação (duração)	10000 s
Frequência de simulação	10 Hz

A frequência de simulação é a frequência a qual é utilizada para determinar o passo da simulação ou seja determina de quanto em quanto tempo são calculados os pontos da simulação uma vez que um sinal gerado dentro de um ambiente de simulação consiste de um conjunto de amostras as quais estão separadas umas das outras do passo de simulação.

A Tabela 5.2 mostra as configurações relacionadas às características dos pulsos de sondagem transmitidos.

Tabela 5.2: *Parâmetros de configuração do Bloco 1*

Bloco 1 - Características do sinal de sondagem	
Tempo entre os pulsos de sondagem	100 s
Formato dos pulsos	monociclo Gaussiano
Amplitude	1 V
Duração dos pulsos	5 s

A Tabela 5.3 mostra as configurações utilizadas no modelo de canal Saleh-Valenzuela.

Tabela 5.3: *Parâmetros de configuração do Bloco 2*

Bloco 2 - Características do canal	
Tempo de chegada médio dos <i>clusters</i> ($1/\Lambda$)	1 s
Tempo de chegada médio das raias ($1/\lambda$)	1 s
Tempo de decaimento médio dos <i>clusters</i> ($1/\Gamma$)	80 s
Tempo de decaimento médio das raias ($1/\gamma$)	1 s
Ganho médio da 1 raia	0.5

A Tabela 5.4 corresponde às configurações do Bloco 3, correspondentes aos parâmetros dos blocos 3A, 3B, 3C e 3D, compostos pelo bloco correlator, o de restrição das amostras, o arranjo de antenas e o de geração de ruído.

Tabela 5.4: *Parâmetros de configuração do Bloco 3*

Bloco 3 - Simulação da resposta do arranjo de antenas.	
Bloco 3A - Correlator	
Tempo entre os pulsos	5 s
Formato dos pulsos	monociclo Gaussiano
Amplitude	1 V
Duração dos pulsos	5 s
Bloco 3B - Restrição das Amostras	
Limiar de recepção	0.85 V
Bloco 3C - Arranjo de Antenas	
Comprimento de onda (λ)	1×10^9 m
Distância entre os elementos do arranjo (d)	500×10^8 m
Número de amostras (K)	2000
Número de elementos do arranjo (M)	20
Bloco 3D - Características do Ruído	
Tipo	ruído branco Gaussiano
Média	0 V

A Tabela 5.5 Mostra os parâmetros de configuração usados no Bloco 4, relacionados ao bloco responsável pela medição da TOA.

Tabela 5.5: *Parâmetros de configuração do Bloco 4*

Bloco 4 - Estimação TOA	
Frequência do sinal de relógio	0.1 Hz
Atraso dos elementos de retardo	1 s

A Tabela 5.6 mostra os parâmetros de configuração usados pelo bloco de estimação da DOA.

Tabela 5.6: *Parâmetros de configuração do Bloco 5.*

Bloco 5 - Estimação DOA	
Comprimento de onda (λ)	1×10^9 m
Distância entre os elementos do arranjo (d)	500×10^8 m
Resolução angular de varredura	0.5°

Mais uma vez ressaltando que os parâmetros de simulação correspondem a um fator de escala dos valores reais e foram escolhidos com o objetivo de se ter um bom desempenho computacional, como também resultados satisfatórios. Em outras palavras valores reais elevariam o valor da frequência de simulação, reduzindo a velocidade de processamento e, por fim, elevando o tempo de simulação para valores proibitivos, inviabilizando assim a simulação.

5.2.2 Validação da simulação

Para validação foram analisadas 3 situações. Na primeira foi considerado um ambiente de simulação onde o ruído existe mas causa pouca influência sobre o sinal ($\sigma^2 = 1 \times 10^{-8} V^2$). Na segunda e na terceira o ruído causa influência significativa sobre a estimação da resposta do canal ($\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$ e $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$). A Tabela 5.7, mostra os dados de entrada da simulação, aqueles que serão estimados pelo sistema de caracterização do canal.

Tabela 5.7: *Dados da simulação considerando um ambiente sem ruído.*

Amplitude (W)	5.4195	2.3392	4.17	0.7651	0.7477	0.871	0.9252
Atraso (s)	0	5	10	15	55	70	75
DOA ($^\circ$)	0	7.7042	20.248	-12.8011	-33.3187	-24.9545	0.3764

5.3 Análise gráfica das informações de TOA, DOA e amplitude

Os gráficos das Figuras 5.10 , 5.13 e 5.16 mostram o perfil de potência em função do ângulo e dos atrasos para as três situações apresentadas. As Figuras 5.11, 5.12, 5.14, 5.15, 5.17 e 5.18 mostram os comportamentos individuais de DOA e TOA, obtidos a partir dos eixos em θ e τ das Figuras 5.10, 5.13 e 5.16 respectivamente.

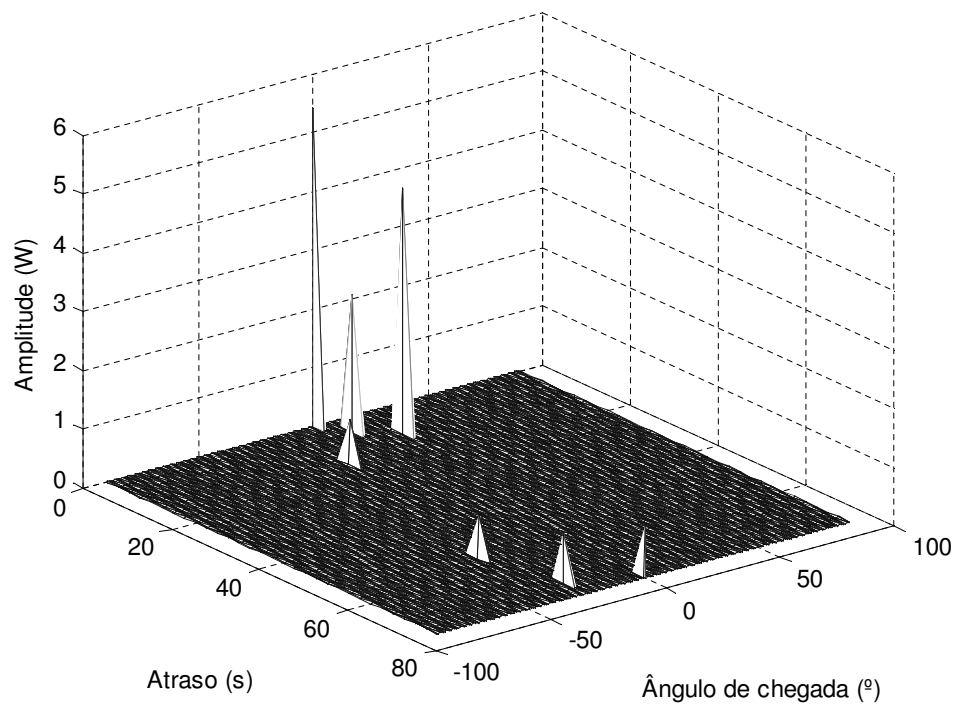


Figura 5.10: Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$.

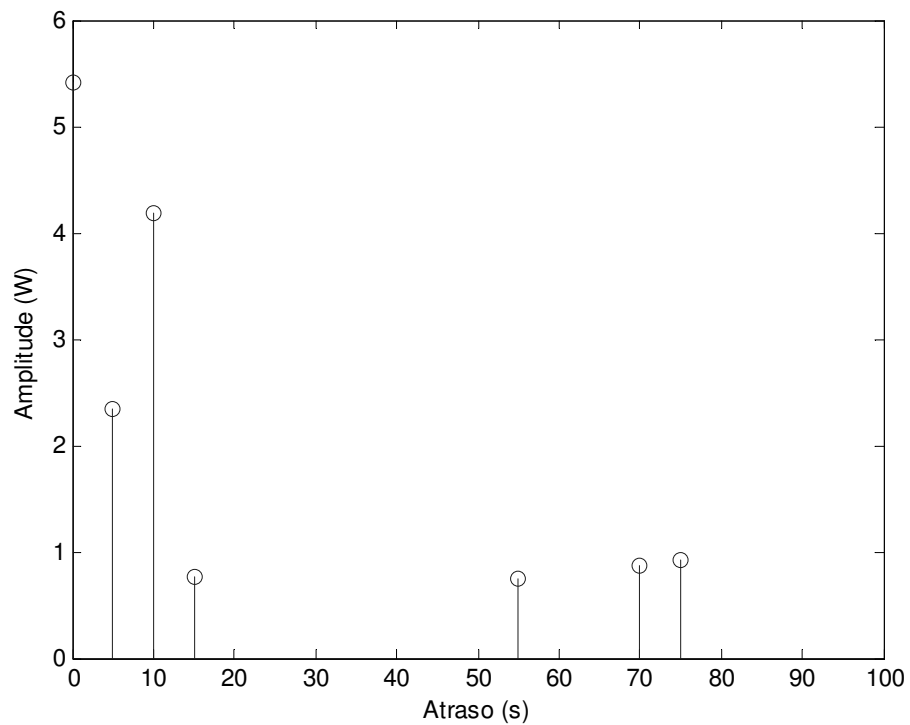


Figura 5.11: Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$.

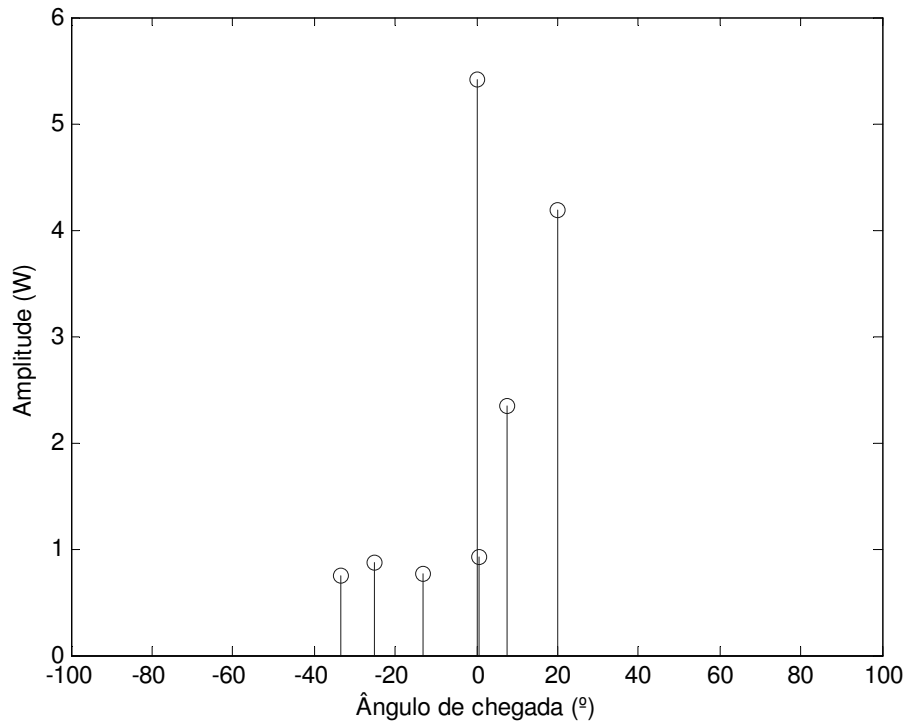


Figura 5.12: Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$.

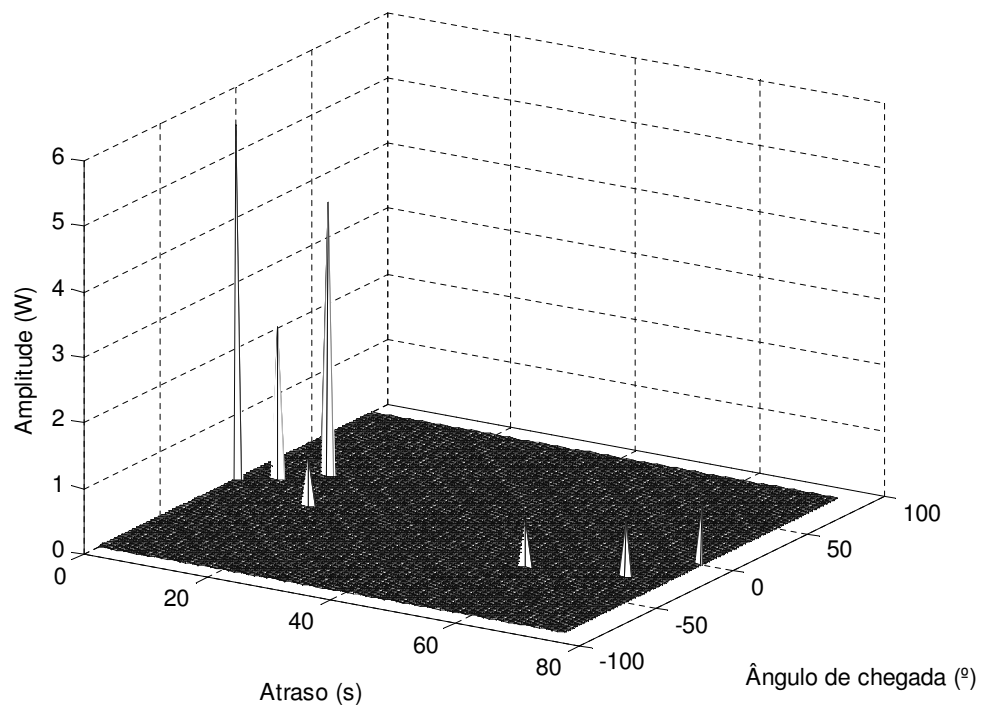


Figura 5.13: Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$.

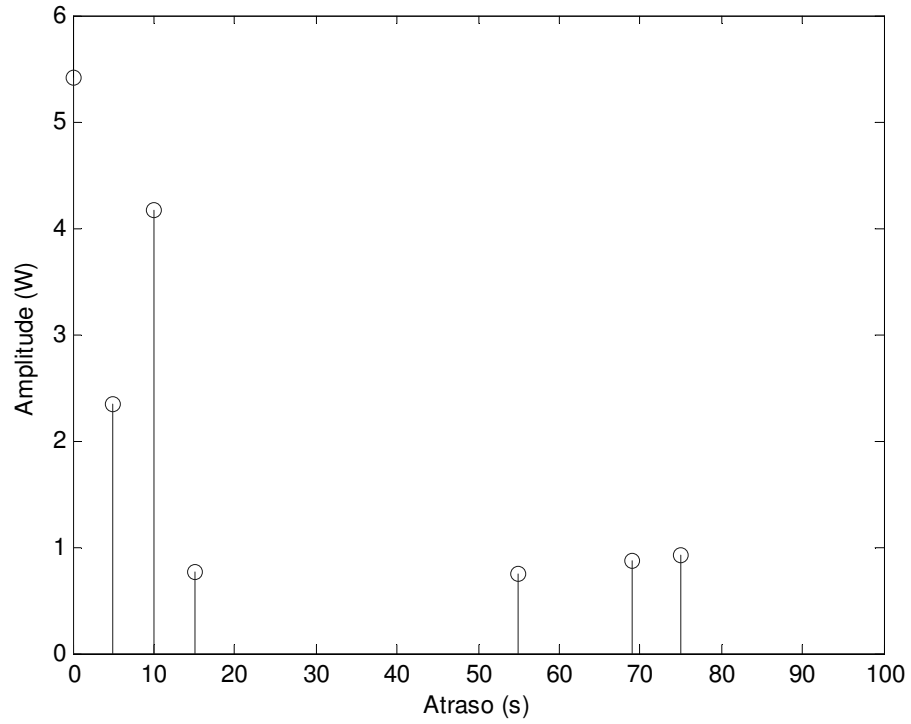


Figura 5.14: Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$.

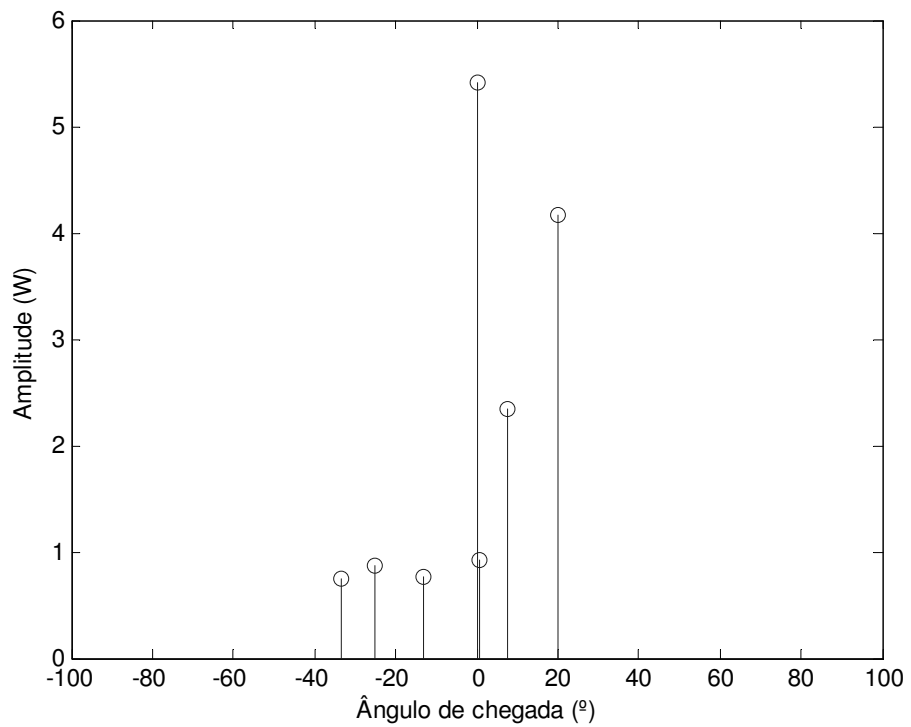


Figura 5.15: Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$.

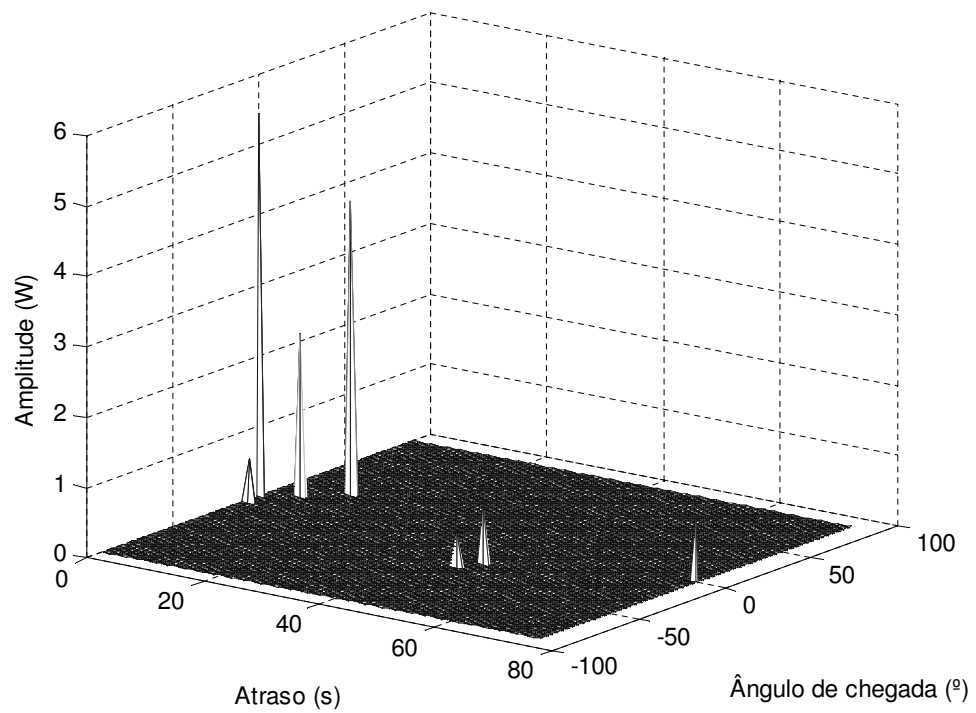


Figura 5.16: Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$.

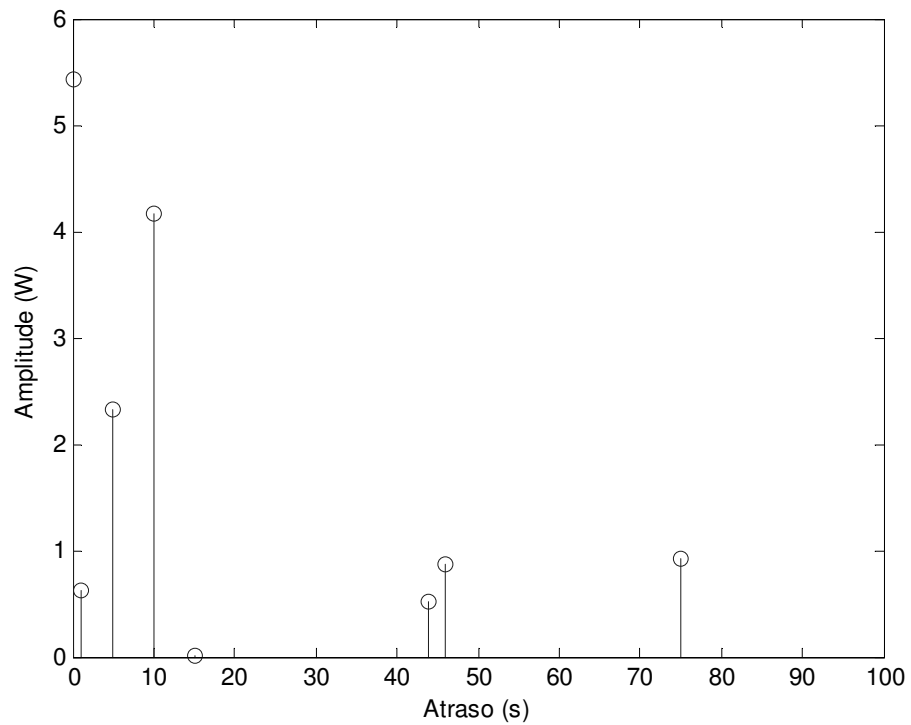


Figura 5.17: Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$.

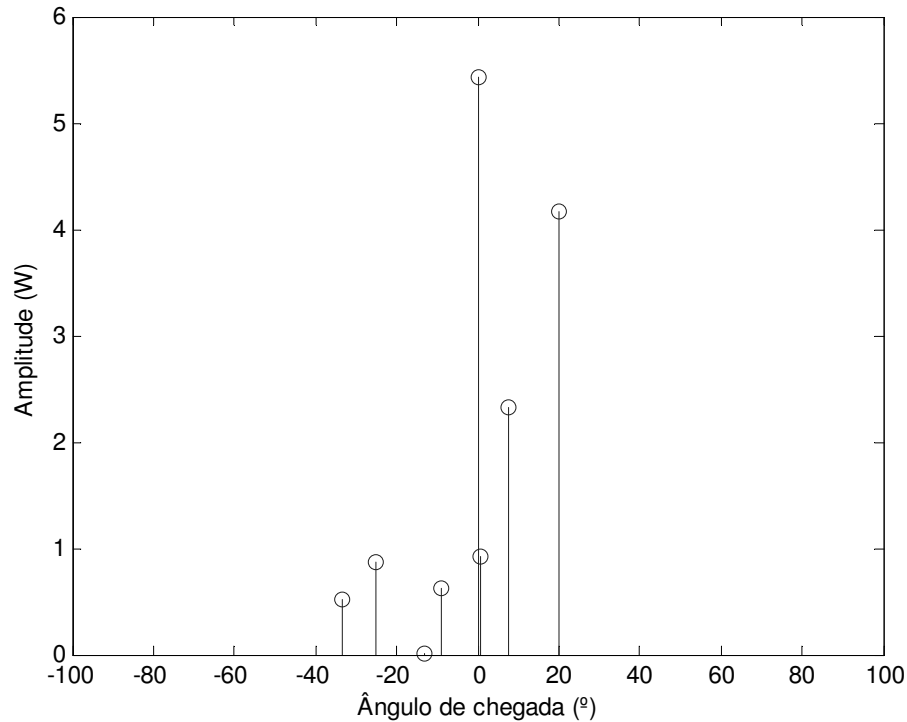


Figura 5.18: Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 7 \times 10^{-3} V^2$.

Estes gráficos consistem das informações de amplitude, ângulo de chegada e tempo na direção de chegada unidas através de gráficos de 2 e de 3 dimensões. Isto nos dá uma idéia de como o canal se comporta em função do tempo (atraso), espaço (ângulo) e intensidade (amplitude).

Comparando-os com os dados originais da Tabela 5.7 podemos constatar que em um ambiente com uma alta relação sinal-ruído, os efeitos do ruído sobre as informações de amplitude e de direção de chegada foram praticamente desprezíveis. Porém, na 2ª situação os efeitos do ruído podem ser notados sobre a alteração das informações de amplitude, mas ainda assim não compromete os resultados, pois ainda representa o comportamento do canal de maneira satisfatória quando comparado com os dados da Tabela 5.7.

Porém na 3ª situação devido a influência do ruído surgiu um falso componente de multipercurso o qual possui tempo de chegada, direção de chegada e amplitude. Isto se deve ao fato de que ocorreu a seleção de uma amostra indesejada que estava abaixo do limiar de recepção devido a forte influência do ruído.

Com relação as respostas obtidas do modelo de canal dentro das análises efetuadas, podemos observar que o número de percursos é relativamente pequeno quanto à resposta original do canal. Isto se deve ao fato de que as amplitudes da maioria dos múltiplos percursos existentes possuem valores abaixo do limiar de recepção mínimo imposto

na recepção.

Em um canal real o perfil de potência angular e temporal difere destes mostrados nas Figuras 5.10, 5.11 e 5.12, os quais foram gerados somente para verificar o funcionamento dos algoritmos de estimação de DOA e TOA. Perfis reais tendem a apresentar uma maior densidade de percursos, o que corresponderia a uma situação similar àquela mostrada na parte central da Figura 3.11 encontrada no Capítulo 3. Por este motivo um novo modelo de canal foi gerado apenas com o intuito de demonstrar um modelo com um número de percursos maior do que o modelo apresentado anteriormente.

A Figura 5.19 ilustra este modelo:

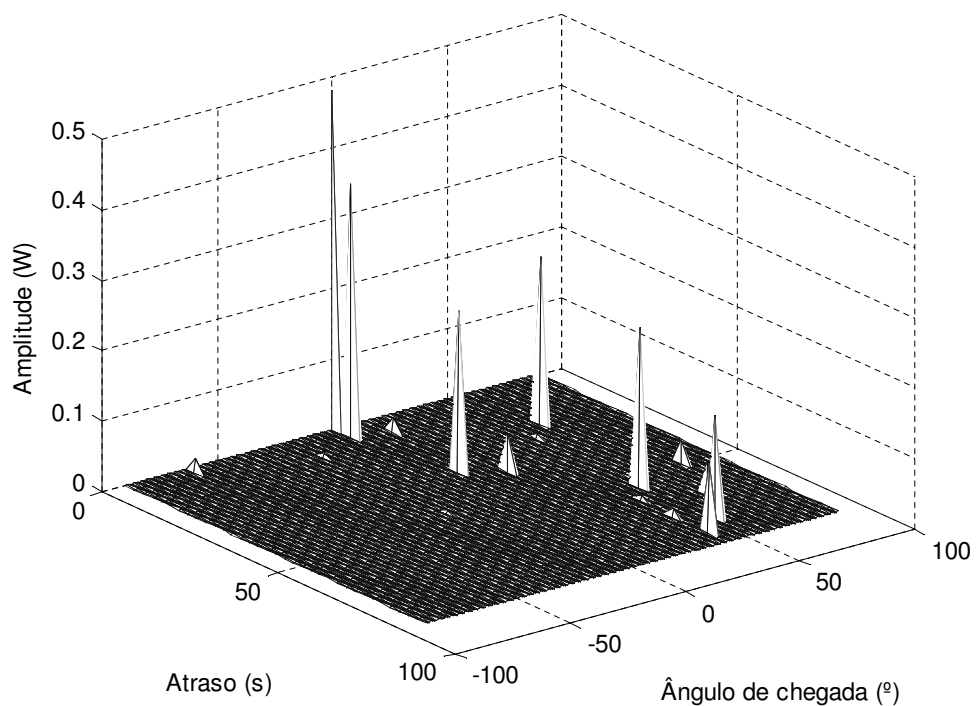


Figura 5.19: Perfil de potência em função do tempo e dos atrasos para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$.

Analisando os dados gerados correspondentes as Figuras 5.19, 5.20 e 5.21, podemos constatar o que foi visto na teoria abordada no Capítulo 2, que indica que os valores de amplitudes dos sinais decrescem ao longo do tempo devido ao fenômeno de multipercursos pois as várias réplicas dos sinais chegam de diferentes caminhos, em diferentes instantes de tempo e com diferentes intensidades. Com relação a análise em função da amplitude e ângulos dos sinais incidentes podemos constatar que há uma concentração de raias (percursos) em torno de 0° e em torno de 60° isto se deve ao fato de que foram gerados aleatoriamente dois *clusters*, um com ângulo médio de 0° e outro com ângulo médio de 60° e as raias restantes foram geradas em torno destes valores conforme o modelo proposto por Spencer [4] abordado também no Capítulo 2.

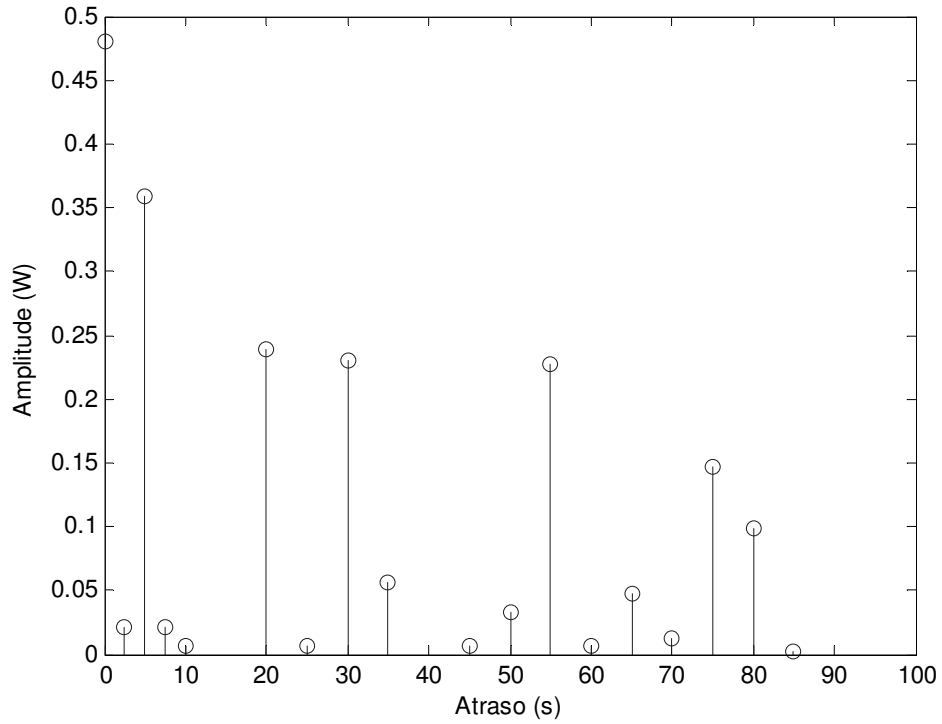


Figura 5.20: Perfil de potência temporal para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6}V^2$.

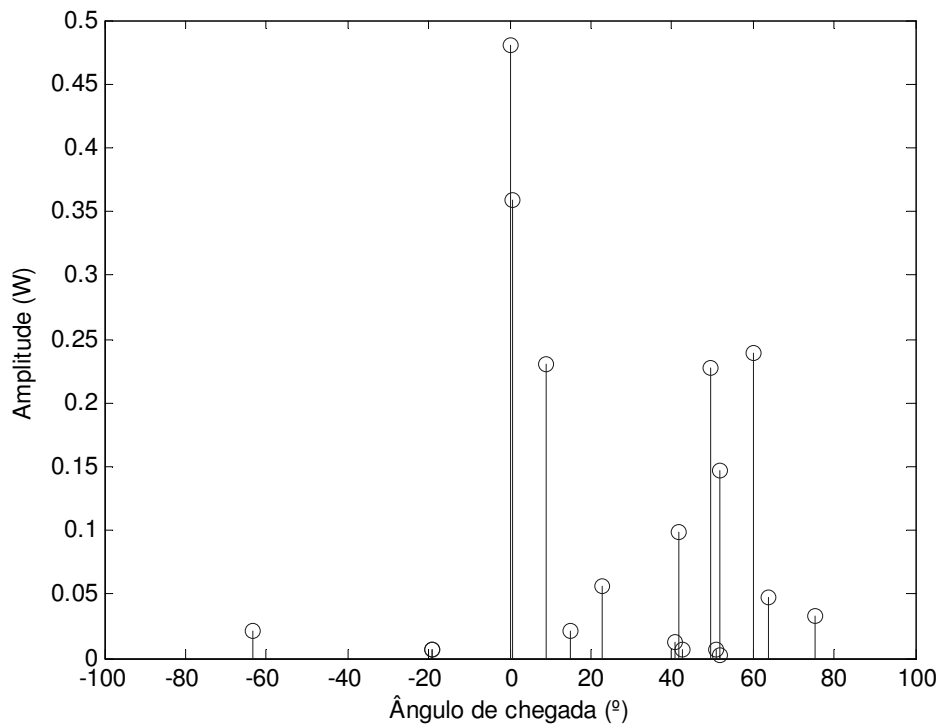


Figura 5.21: Perfil de potência angular para $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6}V^2$.

5.4 Análise das informações de TOA, DOA e amplitude através do erro médio quadrático

A Tabela 5.8 mostra os valores de variância de ruído analisados e a Tabela 5.9 mostra os valores de erros de estimação de amplitude, DOA e TOA para estes valores. Note que os valores de amplitude usados para comparação foram dados em Volts (V) e não em Watts (W) como na seção anterior, isto se deve ao fato de que na representação anterior foi efetuada a conversão para que o modelo de gráfico analisado ficasse condizente com a teoria abordada no Capítulo 2 sobre perfis de potência temporal, angular e o perfil em função da potência e dos atrasos.

Tabela 5.8: *Análise do ruído.*

Análise	Variância do ruído (σ^2)
1 ^a análise	$1 \times 10^{-6} V^2$
2 ^a análise	$1 \times 10^{-4} V^2$
3 ^a análise	$5 \times 10^{-4} V^2$
4 ^a análise	$1 \times 10^{-3} V^2$
5 ^a análise	$3 \times 10^{-3} V^2$
6 ^a análise	$6 \times 10^{-3} V^2$

Tabela 5.9: *Dados da simulação considerando um ambiente sem ruído.*

Percursos	1 ^o	2 ^o	3 ^o	4 ^o	5 ^o	6 ^o	7 ^o
Amplitude (V)	2.3279	1.5294	2.044	0.8746	0.8647	0.9332	0.9618
Atraso (s)	0	5	10	15	55	70	75
DOA ($^\circ$)	0	7.7042	20.248	-12.8011	-33.3187	-24.9545	0.3764

Para estimar o erro utilizou-se o método da raiz do erro médio quadrático (RMSE-*Root Mean Square Error*) para determinar o erro entre o valor estimado e o valor esperado.

A RMSE é dada por:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} (Vt_i - Vs)^2}, \quad (5.1)$$

onde N_c corresponde ao número de experimentos realizados, Vt_i corresponde ao i -ésimo valor estimado e Vs corresponde ao valor esperado.

Após calculado o RMSE foi determinado o erro percentual em relação ao valor

esperado através da seguinte expressão:

$$Erro(\%) = \left(\frac{RMSE}{V_s} \right) \times 100. \quad (5.2)$$

As Tabelas 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15 ilustram a análise do erro médio quadrático para diferentes valores de variância do ruído. Para cada análise (DOA, TOA e amplitude) foram efetuadas 10 estimativas.

Tabela 5.10: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-6} V^2$.

Percursos	1º	2º	3º	4º	5º	6º	7º
Erro amplitude (%)	0.0009	0.0029	0.0012	0.0046	0.0031	0.0043	0.0032
Erro atraso (%)	0	0	0	0	0	0	0
Erro DOA (%)	0	2.6514	1.2249	1.5533	0.5441	0.182	32.8372

Tabela 5.11: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-4} V^2$.

Percursos	1º	2º	3º	4º	5º	6º	7º
Erro Amplitude (%)	0.01356	0.0221	0.0198	0.0495	0.0278	0.0250	0.0325
Erro Atraso (%)	0	0	0	0	0	0	0
Erro DOA (%)	0	2.6513	1.2249	1.5533	0.5441	0.182	32.8372

Tabela 5.12: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 5 \times 10^{-4} V^2$.

Percursos	1º	2º	3º	4º	5º	6º	7º
Erro Amplitude (%)	0.0328	0.0402	0.0252	0.3312	4.0687	0.0724	0.0964
Erro Atraso (%)	0	0	0	0	0.3162	4.1231	0
Erro DOA (%)	0	2.6514	1.2269	1.5533	0.5441	0.182	32.8372

Tabela 5.13: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 1 \times 10^{-3} V^2$.

Percursos	1º	2º	3º	4º	5º	6º	7º
Erro Amplitude (%)	0.0274	0.034	0.0436	1.1229	8.6194	0.1263	0.1065
Erro Atraso (%)	0	0	0	0	1.1401	8.8431	0
Erro DOA (%)	0	2.6514	1.2308	1.5533	0.5441	0.182	32.8372

Analisando os valores das Tabelas 5.10 e 5.11 de ruído, podemos observar que não ocorreram muitas diferenças nos erros de estimação devido a pouca influência do ruído

Tabela 5.14: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 3 \times 10^{-3} V^2$.

Percursos	1 ^o	2 ^o	3 ^o	4 ^o	5 ^o	6 ^o	7 ^o
Erro Amplitude (%)	0.0483	0.1018	0.0663	8.8786	21.1184	0.1718	0.1527
Erro Atraso (%)	0	0	0	0	9.2736	21.7761	0
Erro DOA (%)	0	2.6514	1.2269	1.5533	0.5441	0.182	32.8372

Tabela 5.15: Erros de DOA, TOA e amplitude considerando um ruído de variância $\sigma^2 = 6 \times 10^{-6} V^2$.

Percursos	1 ^o	2 ^o	3 ^o	4 ^o	5 ^o	6 ^o	7 ^o
Erro Amplitude (%)	0.1231	0.1959	0.0838	33.9749	25.6764	10.2408	1.0603
Erro Atraso (%)	0	0	0	0	34.4622	28.2181	10.3771
Erro DOA (%)	0	2.6514	1.2289	1.6507	0.5441	0.182	32.8371

nas medidas para todas as informações. Porém a medida em que se aumenta a variância do ruído podemos notar variações significativas em amplitude referentes ao 4^o, 5^o, 6^o e 7^o percursos para todas as análises restantes (Tabelas 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15). Para os valores de TOA foram afetados o 5^o e o 6^o percurso para as 3^a, 4^a e 5^a análises (Tabelas 5.12, 5.13 e 5.14) e o 5^o, 6^o e 7^o percurso na 6^a análise (5.15).

Isto se deve ao fato destes valores de amplitudes estarem próximos do limiar de recepção que era de 0.85 V. Isto faz com que os valores de amplitudes destes percursos oscilem sobre o valor do limiar, ora acima, ora abaixo deste valor. O 4^o percurso não foi afetado durante as estimativas, porém também está sujeito a erros de estimação por ser próximo do valor do limiar.

Com relação as informações de DOA, não ocorreram variações durante todas as estimações, um dos fatores que propiciaram o bom desempenho do estimador é o fato do valor de resolução angular ser alto (0.5^o), fazendo com que os erros fossem pequenos durante a maior parte das estimações.

Com relação ao 7^o percurso o erro apesar de ser relativamente alto, podemos considerar que o erro é pequeno pois o valor gerado está entre 0^o e 0.5^o.

Outro fator importante é que os sinais foram estimados separadamente, ou seja um por vez conforme citado no início desta capítulo, isto também propiciou um bom desempenho do algoritmo, pois o número de sinais incidentes é muito menor do que o número de elementos do arranjo, tendo a relação de 1 para 20 ou seja 1 sinal incidente (D) para 20 elementos do arranjo (M), pois o subespaço de sinal e o de ruído são determinados através dos valores de M e D conforme teoria abordada no Capítulo 4.

Também podemos citar é que o número de amostras também influencia neste

processo, pois quanto maior o número de amostras melhor o desempenho do estimador, porém um estudo mais detalhado poderia comprovar qual ou quais destes fatores mais especificamente contribuiu para o bom desempenho do algoritmo.

5.5 Conclusões

Este trabalho teve como objetivo apresentar os resultados dos estudos e simulações referentes à caracterização de um canal de comunicação utilizando o modelo de Saleh-Valenzuela com as modificações propostas por Spencer através da estimação das informações de direção de chegada, tempo na direção de chegada e amplitude dos sinais incidentes sobre um arranjo de antenas. Uma das motivações para a elaboração deste trabalho se deve ao fato desse tema possuir uma grande importância dentro do cenário atual. Além disto, a obtenção destas informações nos permite obter outros dados relacionados ao comportamento dispersivo do canal tanto no domínio espacial, como também temporal, conforme ilustrado na Figura 3.11.

A estimação espacial foi efetuada através da sondagem empregando um arranjo linear uniforme, associado ao algoritmo de estimação MUSIC [5]. Para a medição dos tempos de chegada foi utilizada a técnica recente publicada por [2][3]. A implementação desta técnica no contexto de estimação de TOA, bem como de todo o sistema de caracterização de canal (TOA, DOA e intensidade) através de simulação representa a principal contribuição desta dissertação.

Neste capítulo foi apresentada uma descrição detalhada de todo o ambiente de simulação, o qual simula todo o processo de sondagem de um canal de comunicação móvel sem fio terrestre.

Para a execução da simulação foram escolhidos parâmetros de configuração da simulação do próprio VisSim/Comm que não exigissem um grande tempo de processamento das informações, como também uma grande carga computacional.

Com relação às rotinas de estimação da direção de chegada e ao arranjo de antenas, as escolhas foram feitas com o objetivo de se ter um grande número de amostras e uma boa estimação da direção de chegada, pois quanto maior o número de amostras melhor será a precisão dos resultados na saída do algoritmo.

A escolha dos parâmetros relacionados ao modelo de canais foi feita com o objetivo de se obter canais que representem de maneira satisfatória o que ocorre na prática.

Outro fator importante é que o número de sinais incidentes estimados foi relativamente pequeno quando comparado à resposta real do canal, Isto se deve à escolha dos valores do limiar de recepção, bem como de tempo de obtenção das amostras no cor-

relator, como também à duração dos pulsos de sondagem. A diminuição destes valores pode levar a um aumento no número de sinais incidentes bem como a um maior tempo de processamento das informações, mas gerando uma maior fidelidade nos resultados.

Com relação a estimação da TOA, não ocorreram maiores problemas devido à sua simplicidade de implementação e à escolha adequada entre os elementos de retardo e frequência de relógio, fez com que as informações fossem estimadas na maior parte das vezes de forma correta, resultando em um bom desempenho da máquina de contagem implementada.

Por fim, com a validação das simulações pode-se concluir que as implementações realizadas estão corretas, representando um passo relevante na direção de implementação de um sistema de contagem real.

5.6 Sugestões para trabalhos futuros

Um dos problemas de estimação de direção de chegada utilizando arranjos uniformes lineares consiste no problema de ambiguidade angular, o qual foi abordado na Seção 4.2.2 no Capítulo 4. A geração da DOA foi efetuada através do modelo proposto por Spencer [4], restringindo as informações de DOA dentro da faixa de $[-90^\circ, 90^\circ]$, para que os algoritmos funcionassem adequadamente. Uma maneira de resolver este problema seria a utilização de estruturas empregando arranjos circulares para análise do ambiente em 360° .

A inclusão das informações de elevação, além do azimute, também poderia ser considerada, pois utilizando ambas as informações consegue-se analisar o espaço angular dentro de um ambiente em 3 dimensões. Para isto poderiam ser empregadas estruturas de arranjos planares ou cilíndricos.

A consideração de modelos reais para a elaboração do arranjo de antenas levando em conta os seus efeitos também é válida. Isto faz com que o ambiente de simulação possua uma maior similaridade com um ambiente real de sondagem.

A utilização de outros algoritmos para a estimação da DOA, bem como a avaliação de seu desempenho também pode ser um tema interessante, pois levaria a uma melhor análise de qual algoritmo seria mais adequado para uma dada situação ou determinado ambiente.

A utilização de outras técnicas de sondagem como por exemplo, técnicas baseadas em espalhamento espectral ao invés da utilização de pulsos de sondagem, também seria interessante devido ao fato destas técnicas, aparentemente, serem as mais utilizadas atualmente [6].

A implementação em hardware das técnicas aqui apresentadas, com o objetivo de criar e analisar um sistema de sondagem real, como também para comparação dos resultados obtidos em campo com os modelos simulados, representa uma outra oportunidade.

Outra oportunidade seria a melhoria geral na implementação atual, incluindo análises estatísticas do canal.

Há também a oportunidade de se realizar um estudo complementar que possibilita avaliar o desempenho do sistema aqui proposto com relação a outros mais tradicionais, ou mesmo aqueles que podem ser considerados como o estado da arte no assunto.

Referências Bibliográficas

- [1] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol. SAC-05, No.02, Feb. 1987, pp. 128-137.
- [2] C. N. M. Marins, "Sistema e Processo para Geração, Sincronização Remota e Comparação de Sinais Temporais Precisos," Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2010.
- [3] C. N. M. Marins, et al, "Precision Clock and Time Transfer on a Wireless Telecommunication Link," *IEEE Transactions Instruments Measurements*, vol.59, No.03, Mar. 2010, pp. 512-518.
- [4] Q.B. Spencer, et al, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel," *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol.18, No.03, Mar. 2000, pp. 347-359.
- [5] R. O. Schmidh, "MUSIC-Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol.AP-34, No.03, Mar. 1986, pp. 276-280.
- [6] M. H. C. DIAS, "Estimação das Respostas do Canal Real de Propagação Rádio Móvel nos Domínios Espacial e Temporal: Análise da Supressão de Ruído como Técnica Complementar de Processamento," Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2003.

Anexo A

Programas

Estes anexos contém todos programas utilizados na simulação do ambiente de comunicação proposto dentro do *software* VisSim/Comm referentes aos Blocos 3C, 4 e 5. Estes blocos representam a resposta do arranjo de antenas, o bloco de estimação da direção de chegada e o bloco responsável pela obtenção do tempo na direção de chegada. Também contém os programas utilizados para a determinação dos erros de estimação e plotagem dos gráficos em duas e em três dimensões dos perfis de potência temporal, espacial e o perfil de potência em função dos ângulos e dos atrasos.

A.1 Programas em Mathcad

Programa 1 - Resposta do Arranjo de Antenas

"Extração dos dados do VissimComm

```

MOD := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\modulo.dat")
ANG := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\fase.dat")
ruído_mod := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\ruído_mod.dat")
ruído_fase := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\ruído_fase.dat")
ruído_fase := ruído_fase · j
ruído := ruído_mod + ruído_fase

```

"Informações sobre a simulação"

```

tempo_simulacao := 100   intervalo_entre_amostras := 5
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\tempo_simulacao.dat") := tempo_simulacao

```

$D := \left(\frac{\text{tempo_simulacao}}{\text{intervalo_entre_amostras}} \right)$ Número de amostras obtidas dentro do intervalo de simulação

D = 20

```
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\número_pontos_simulacao.dat") := D
```

"Extração das informações de módulo e de fase dos sinais incidentes"

```

vetor_amostras_modulo := MOD   vetor_ruído_modulo := ruído_mod
vetor_amostras_fase := ANG   vetor_ruído_fase := ruído_fase
tamanho_vetor_amostras := length(vetor_amostras_modulo)
vetor_amostras_modulo := submatrix(vetor_amostras_modulo, 2, tamanho_vetor_amostras, 1, 1)
length(vetor_amostras_modulo) = 2 × 103
vetor_amostras_fase := submatrix(vetor_amostras_fase, 2, tamanho_vetor_amostras, 1, 1)

```

```

length(vetor_amostras_fase) = 2 × 103
ruído := submatrix(ruido, 2, tamanho_vetor_amostras, 1, 1)
length(ruido) = 2 × 103

K :=  $\frac{\text{length}(\text{vetor\_amostras\_modulo})}{D}$ 
K = 100
organiza_matriz(vvetor_amostras, D, K) :=  $\left\{ \begin{array}{l} \text{cont} \leftarrow 1 \\ \text{for } ik \in 1..K \\ \text{for } id \in 1..D \\ \quad \text{matriz\_saida}_{id,ik} \leftarrow \text{vvetor\_amostras}_{\text{cont}} \\ \quad \text{cont} \leftarrow \text{cont} + 1 \\ \end{array} \right.$ 
matriz_saida
converte o vetor para uma matriz de sinais

vetor_amostras_modulo := organiza_matriz(vetor_amostras_modulo, D, K)
Ncolunas := cols(vetor_amostras_modulo) Nlinhas := rows(vetor_amostras_modulo)
Ncolunas = 100 Nlinhas = 20

vetor_amostras_fase := organiza_matriz(vetor_amostras_fase, D, K)
Ncolunas := cols(vetor_amostras_fase) Nlinhas := rows(vetor_amostras_fase)
Ncolunas = 100 Nlinhas = 20

vetor_ruido := organiza_matriz(ruido, D, K)
Ncolunas := cols(vetor_ruido) Nlinhas := rows(vetor_ruido)
Ncolunas = 100 Nlinhas = 20

```

"Limitação das amostras em função de um limiar de recepção"

Geração do vetor limiar

```

funcao_limiar(vvetor_amostras_modulo) :=
  Nlinhas ← rows(vvetor_amostras_modulo)
  Ncolunas ← cols(vvetor_amostras_modulo)
  for icolunas ∈ 1..Ncolunas
  for ilinhas ∈ 1..Nlinhas
    vetor_limiar_1linhas_icolunas ← 1 if vvetor_amostras_modulo_1linhas_icolunas > 0,01
    vetor_limiar_1linhas_icolunas ← 0 otherwise
  vetor_limiar
vetor_limiar := funcao_limiar(vvetor_amostras_modulo)

```

Cálculo do número de raíes por clusters

```

calcula_numero_de_cluser_raia(vvetor_limiar, D1) :=
  [ [vetor_limiar_transposto ← ((vetor_limiar)ᵀ) ]
  saida1 ← 0
  saida2 ← 0
  limite ←  $\frac{D1}{2}$ 
  for isinal ∈ 1..D1
    vetor_saida ←  $\sum$  vvetor_limiar_transposto (isinal)
    saida1 ← saida1 + 1 if (vetor_saida ≠ 0 ∧ isinal ≤ limite)
    saida2 ← saida2 + 1 if (vetor_saida ≠ 0 ∧ isinal > limite) otherwise
  saida ←  $\begin{pmatrix} \text{saida1} \\ \text{saida2} \end{pmatrix}$ 
saida := calcula_numero_de_cluser_raia(vvetor_limiar, D)
Nraias1 := saida_1
Nraias2 := saida_2
saida =  $\begin{pmatrix} 3 \\ 4 \end{pmatrix}$ 

```


Gerção dos vetores amostras após a limitação em amplitude

```

funcao_nivela_amostras(vvetor_limiar, vvetor_amostras) :=
Nlinhas ← rows(vvetor_amostras)
Ncolunas ← cols(vvetor_amostras)
for icolunas ∈ 1..Ncolunas
for ilinhas ∈ 1..Nlinhas
vetor_saida_icolunas, icolunas ← vvetor_amostras_icolunas · vvetor_limiar_icolunas
vetor_saida

```

```
vetor_amostras_modulo := funcao_nivela_amostras(vvetor_limiar, vvetor_amostras_modulo)
```

```
vetor_amostras_fase := funcao_nivela_amostras(vvetor_limiar, vvetor_amostras_fase)
```

"Junção das informações de amplitude e de fase"

Gerção do vetor sinal

```

junta_vetor_amostras(vvetor_amostras_modulo, vvetor_amostras_fase) :=
Nlinhas ← rows(vvetor_amostras_modulo)
Ncolunas ← cols(vvetor_amostras_modulo)
for icolunas ∈ 1..Ncolunas
for ilinhas ∈ 1..Nlinhas
vetor_amostras_icolunas, icolunas ← vvetor_amostras_modulo_icolunas · e
vetor_saida

```

```
vetor_amostras := junta_vetor_amostras(vvetor_amostras_modulo, vvetor_amostras_fase)
```

```
K := cols(vetor_amostras)      K = 100
```

```
vetor_sinal := vetor_amostras      Ncolunas := cols(vetor_sinal)      Nlinhas := rows(vetor_sinal)      Ncolunas = 20      Ncolunas = 100
```

Gerção do vetor ruído

```
rows(vetor_ruído) = 20      cols(vetor_ruído) = 100
```

Geração da base de tempo

```

funcao_gera_base_tempo(vvetor_limiar,D1,K) :=
    vvetor_limiar_transposto ← (vvvetor_limiar)T
    for itempo ∈ 1..D1
        vetor_nulo_itempo ← 5 · (itempo - 1)
        vetor_tempo ← vetor_nulo
        vetor_saida ← 0
        for isinal ∈ 1..D1
            soma_linha ← ∑ vvetor_limiar_transposto(isinal)
            vetor_saida ← stack(vetor_saida, vetor_tempo(isinal)) if soma_linha ≠ 0
        Nlinhas ← rows(vetor_saida)
        Ncolunas ← cols(vetor_saida)
        vetor_saida ← submatrix(vetor_saida, 2, Nlinhas, 1, Ncolunas)

base_tempo := funcao_gera_base_tempo(vvetor_limiar, D, K)
base_tempoT = (5 10 15 55 70 75 85)

```

Retirada dos vetores sinais nulos (linhas nulas da matriz)

```

funcao_retra_ptos_nulos(vvetor_sinal,D1,K) :=
    vvetor_sinal_transposto ← (vvvetor_sinal)T
    for iamostras ∈ 1..K
        vetor_nulo_amostras ← 0
        vetor_saida ← vetor_nulo
        valor ← 0
        for isinal ∈ 1..D1
            soma_linha ← ∑ vvetor_sinal_transposto(isinal)
            vetor_saida ← augment(vetor_saida, vvetor_sinal_transposto(isinal)) if soma_linha ≠ 0
        vetor_sinal ← vetor_saidaT
        Nlinhas ← rows(vetor_sinal)
        Ncolunas ← cols(vetor_sinal)
        vetor_sinal ← submatrix(vetor_sinal, 2, Nlinhas, 1, Ncolunas)

```

```

vetor_sinal := funcao_retira_ptos_nulos(vetor_sinal, D, K)
amplitude := funcao_retira_ptos_nulos(vetor_amstras_modulo, D, K)
D := rows(vetor_sinal)      K := cols(vetor_sinal)
D := 7                      K := 100

funcao_calcula_modulo(sinal_entrada, Dd, Kk) :=
  for ilinhas ∈ 1..Dd
  for icolunas ∈ 1..Kk
  sinal_saida_ilihas, icolunas ← sinal_entrada_ilihas, icolunas
  sinal_saida

amplitude_sinal_ruído := funcao_calcula_modulo(vetor_sinal, D, K)

```

"Declaração das variáveis para a geração/estimção das informações de direção de chegada"

```

Nclusters := length(saída)   $\lambda_{\text{max}} := 3 \cdot 10^8$ 
Nclusters = 2              M := 2.0
Nraios1 = 3                f := 0.3
Nraios2 = 4
precisao_angular := 0.5   lambda :=  $\frac{c}{f}$ 
delta_x := 0.5 · lambda   Beta :=  $\frac{(2 \cdot \pi)}{\text{lambda}}$ 

```

"Geração do modelo de canal de Saleh-Valenzuela/Spencer"

"Cálculo das variáveis aleatórias uniformes"

Cálculo da variável aleatória theta_1 (ângulo médio do cluster)

```

calcula_theta_1(Nc, a, b) := runif(Nc, a, b)  Função que gera os ângulos médios
theta_1 := calcula_theta_1(Nclusters,  $-\frac{\pi}{4}$ ,  $\frac{\pi}{4}$ )
theta_1 := 0                                theta_1 ←  $\begin{pmatrix} 0 \\ -0.05957429 \end{pmatrix}$ 

```

"Cálculo das variáveis aleatórias Laplacianas"

Cálculo da variável aleatória θ_{kI} (ângulo de cada raia)

$\text{calcula_}U(Nr, a, b) := \int_R \left[\begin{array}{l} R \leftarrow \text{runif}(Nr, a, b) \\ R \end{array} \right]$

$U1 := \text{calcula_}U(Nraias1, -0.5, 0.5) \quad U2 := \text{calcula_}U(Nraias2, -0.5, 0.5)$

Função que gera a distribuição uniforme no intervalo entre 'a' e 'b'

$\text{calcula_}\theta_{kI}(Nr, Uu) := \left(\begin{array}{l} \text{sigma} \leftarrow 5 \\ \text{alpha_inv} \leftarrow \frac{\text{sigma}}{\sqrt{2}} \\ \text{for } ir \in 1..Nr \\ \theta_{kI_ir} \leftarrow -\text{alpha_inv} \cdot \text{sign}(Uu_{ir}) \cdot \log(1 - 2 \cdot Uu_{ir} \cdot |Uu_{ir}|) \\ \theta_{kI} \end{array} \right)$

Função que gera a distribuição laplaciana para o cálculo de θ_{kI} a distribuição laplaciana para o cálculo de θ_{kI} com média nula

$\theta_{kI} := \text{calcula_}\theta_{kI}(Nraias1, U1) \quad \theta_{kI2} := \text{calcula_}\theta_{kI}(Nraias2, U2)$
 $\theta_{kI1} := 0$

"Cálculo do ângulo de incidência total (ângulo médio do cluster + ângulo da raia)"

$\text{calcula_angulo_total}(Nr, ttheta_I, ttheta_kI) := \left(\begin{array}{l} \text{for } ir \in 1..Nr \\ \text{angulo_total_ir} \leftarrow ttheta_I + ttheta_kI \\ \text{angulo_total} \end{array} \right)$

$\text{angulo_total1} := \text{calcula_angulo_total}(Nraias1, \theta_{I1}, \theta_{kI1})$
 $\text{angulo_total2} := \text{calcula_angulo_total}(Nraias2, \theta_{I2}, \theta_{kI2})$

$DOA := \text{stack}(\text{angulo_total1}, \text{angulo_total2}) \cdot \frac{180}{\pi}$

"Cálculo da estimação da direção de chegada" "Geração do vetor posição"

```

calcula_vetor_posicao(Dd, Mm, Bbeta, Ddoa, ddelta_x) :=
    for is ∈ 1..Dd
        DOA ← Ddoa_is
    for m ∈ 1..Mm
        psi ← Bbeta · (m - 1) · ddelta_x · sin(DOA · deg)
    vetor_posicao_m_is ← e-jpsi
    vetor_posicao

vetor_posicao := calcula_vetor_posicao(D, M, Beta, DOA, delta_x)
out0 := vetor_posicao      rows(vetor_sinal) = 7
out1 := vetor_sinal       cols(vetor_sinal) = 100
out2 := vetor_ruido

WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_posicao.dat") := out0
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_sinal.dat") := out1
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_ruido.dat") := out2
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\DOA_gerado_distribuciao.dat") := DOA
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\amplitude.dat") := amplitude_sinal_ruido

```

Programa 2 - Estimação da Direção de Chegada

"Dados de Entrada

```
vetor_posicao := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_posicao.dat")
vetor_sinal := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_sinal.dat")
vetor_ruído := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_ruído.dat")
```

"Declaração das variáveis para a geração/estimação das informações de direção de chegada"

```
f := 0.3
 $\lambda := 3 \cdot 10^8$ 
precisao_angular := 0.5
D := cols(vetor_posicao)

lambda :=  $\frac{c}{f}$ 
M := rows(vetor_posicao)
D = 7

delta_x := 0.5 · lambda
 $M_{AA} = 20$ 
K := cols(vetor_sinal)
K = 100
```

"Métodos de estimação da direção de chegada MUSIC"

```
Npontos :=  $\left( \frac{180}{precisao\_angular} \right) + 1$ 
Npontos = 361

calcula_theta(Np, pa) :=
theta 1 ← -90
for i_theta ∈ 1..Np - 1
theta_i_theta ← -90 + i_theta · pa
theta ← stack(theta 1, theta)
tamanho_vector ← length(theta)
resol ← 90 - theta_tamanho_vector
theta ← stack(theta, 90) if resol > 0.5
theta

theta := calcula_theta(Npontos, precisao_angular)
```

```

funcao_DOA(vvetor_posicao, vvetor_sinal, vvetor_ruído, Dd, Mm, ttheta, ddelta_x, Bbeta) :=
vetor_sinal ← vvetor_sinal
vetor_posicao ← vvetor_posicao
vetor_sinal_transposto ← vetor_sinalT
for id ∈ 1..Dd
    vetor_sinal ← vetor_sinal_transposto<id>
    vetor_posicao1 ← vetor_posicao<id>
    vetor_resultante ← vetor_posicao1 · vetor_sinalT + vetor_ruído
    R ←  $\left(\frac{1}{K}\right) \cdot \text{vetor\_resultante} \cdot \left(\text{vetor\_resultante}\right)^T$ 
    autovalores ← sort(eigenvals(R))
    tamanho_autovalores ← length(autovalores)
    for iv ∈ 1..tamanho_autovalores
        autovetores ← eigenvec(R, autovaloresiv)
        subespaco_vetorial<iv> ← autovetores
    for iruido ∈ 1..Mm - Dd
        subespaco_ruído<iruido> ← subespaco_vetorial<iruido>
        tamanho_theta ← length(ttheta)
        P ← 0
        for itheta ∈ 1..tamanho_theta
            for m ∈ 1..Mm
                psi ← Bbeta · (m - 1) · ddelta_x · sin(tthetaitheta · deg)
                vetor_posicaoovm ← e-jpsi
                Psaida ← Rc $\left[\frac{1}{\left(\text{vetor\_posicaoov}\right)^T \cdot \text{subespaco\_ruído} \cdot \left(\text{subespaco\_ruído}\right)^T} \cdot \text{vetor\_posicaoov}\right]$ 
                P ← stack(P, Psaida)
        Pmusic<id> ← submatrix(P, 2, tamanho_theta + 1, 1, 1)
Pmusic

```

```

P := funcao_DOA(vetor_posicao, vetor_sinal, vetor_ruido, D, M, theta, delta_x, Beta)
funcao_mostra_doa(P, theta) :=
  Ninhas ← rows(P)
  Ncolunas ← cols(P)
  DOAest ← 0
  for icolunas ∈ 1..Ncolunas
    Pteste ← P<icolunas>
    Pmax ← max(Pteste)
    Ptestedb ← 10 · log( $\frac{Pteste}{Pmax}$ )
    for iinhas ∈ 1..Ninhas
      DOAest ← stack(DOAest, theta<iinhas>) if Ptestedb<iinhas> = 0
    DOAest ← submatrix(DOAest, 2, length(DOAest), 1, 1)

DOAest := funcao_mostra_doa(P, theta)
out0 := P
out1 := theta
out2 := DOAest
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\Psaida.dat") := out0
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\theta.dat") := out1
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\doest.dat") := out2

```


Programa 3 - Estimación de tempo na dirección de chegada, geração dos dados para a plotagem dos gráficos e para a análise através do erro médio quadrático.

"Dados de Entrada

```

amplitude := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\amplitude.dat")
DOAest := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\doaest.dat")
toa_sem_modulo := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\TOAsemmodulo.dat")
toa_com_modulo := mod(toa_sem_modulo, 100)
DOA := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\DOA_gerado_distribuido.dat")
vetor_posicao := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\vetor_posicao.dat")
D := cols(vetor_posicao)
D = 7

TOA := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\TOA.dat")
tamanho_vetor_toa := length(TOA)
tamanho_vetor_toa = 664
pontos_simulacao := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\número_pontos_simulacao.dat")
D1 := pontos_simulacao
D1 = 20
K := cols(amplitude)
K = 100
tempo_simulacao := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\tempo_simulacao.dat")
T1 := tempo_simulacao
T1 = 100

```

"Geração de um vetor base de tempo para comparação dos resultados de TOA"

```

vetor_saida_teste(D1,K) := tamanhoseq ← D1 · K
vetor_saida tamanhoseq ← 0
for itoa ∈ 1..tamanhoseq
vetor_saida_itoa ← 5 · (itoa - 1)
vetor_saida

escala_tempo := vetor_saida_teste(D1,K)
length(escala_tempo) = 2 × 103

```

"Conversão do vetor das informações de TOA para uma matriz"

```

organiza_matriz_TOA(escala_tempo,TOA) :=
cont_toa ← 1
cont ← 1
tamanho_escala_tempo ← length(escala_tempo)
tamanho_toa ← length(TOA)
restante ← tamanho_escala_tempo - tamanho_toa
vetor_restante restante ← 0
TOA ← stack(TOA, vetor_restante)
while cont ≤ tamanho_escala_tempo
if (escala_tempo[cont] = TOA[cont_toa])
cont_toa ← cont_toa + 1
cont ← cont + 1
otherwise
escala_tempo[cont] ← 0
cont ← cont + 1
escala_tempo

```

converte o vetor para uma matriz D x K

```

vetor_toa := organiza_matriz_TOA(escala_tempo, toa_sem_modulo)

```

```

organiza_matriz(vvetor_amostras,D,K) :=
  cont ← 1
  for ik ∈ 1..K
    for id ∈ 1..D
      matriz_saida[id,ik] ← vvetor_amostras[cont]
      cont ← cont + 1
    matriz_saida
  
```

converte o vetor para uma matriz de sinais

```

matriz_toa := organiza_matriz(vvetor_toa,D1,K)
Nlinhas := rows(matriz_toa)
Ncolunas := cols(matriz_toa)
Ncolunas = 100
Nlinhas = 20

```

"Cálculo da potência média do sinal"

```

funcao_calcula_mod_toa(matriz_toa,T1) :=
  Ncolunas ← cols(matriz_toa)
  Nlinhas ← rows(matriz_toa)
  vetor_nulo ← 0
  for icolunas ∈ 1..Ncolunas
    vetor_nulo[icolunas] ← mod(matriz_toa[icolunas],T1)
  vetor_nulo

```

```

matriz_toa := funcao_calcula_mod_toa(matriz_toa,T1)

```

"Função que retira as linhas nulas da matriz"

```

funcao_retira_ptos_nulos(matriz_toa, D1, K) :=
matriz_toa_transposta ← (matriz_toa)T
for amostras ∈ 1..K
  vetor_nulo_amostras ← 0
  vetor_saida ← vetor_nulo
  valor ← 0
  for isinal ∈ 1..D1
    soma_linha ← ∑ matriz_toa_transposta(isinal)
    vetor_saida ← augment(vetor_saida, matriz_toa_transposta(isinal)) if (isinal = 1) ∧ (soma_linha = 0)
    vetor_saida ← augment(vetor_saida, matriz_toa_transposta(isinal)) if soma_linha ≠ 0
  vetor_toa ← vetor_saidaT
  Nlinhas ← rows(vetor_toa)
  Ncolunas ← cols(vetor_toa)
  vetor_sinal ← submatrix(vetor_toa, 2, Nlinhas, 1, Ncolunas)

```

```

matriz_toa := funcao_retira_ptos_nulos(matriz_toa, D1, K)
Nlinhas := rows(matriz_toa)
Ncolunas := cols(matriz_toa)
Nlinhas = 8
Ncolunas = 100

```

"Cálculo do TOA médio"

```

funcao_toa_medio(TTOA, D, K) :=
matriz_toa_transposta ← (TTOA)T
vetor_saida_D ← 0
for isinal ∈ 1..D
  vetor_saida_isinal ←  $\frac{1}{K} \left( \sum \text{matriz\_toa\_transposta}^{(isinal)} \right)$ 
vetor_saida

```

TOA_medio := funcao_toa_medio(matriz_toa, D, K)

"Cálculo da potência média do sinal"

```
funcao_potencia_media(aamplitude, D, K) :=
linhas ← rows(aamplitude)
colunas ← cols(aamplitude)
for linha ∈ 1..linhas
for icoluna ∈ 1..colunas
potencia_linha_icoluna ← (aamplitude_linha_icoluna)2
potencia_trans ← potenciaT
vetor_saida_D ← 0
for isinal ∈ 1..D
vetor_saida_isinal ←  $\frac{1}{K} \left( \sum potencia\_trans^{(isinal)} \right)$ 
vetor_saida
```

potencia_media := funcao_potencia_media(aamplitude, D, K)

"Cálculo da amplitude média do sinal"

```
funcao_amplitude_media(aamplitude, D, K) :=
linhas ← rows(aamplitude)
colunas ← cols(aamplitude)
for linha ∈ 1..linhas
for icoluna ∈ 1..colunas
amplitude_linha_icoluna ← (aamplitude_linha_icoluna)T
amplitude_trans ← amplitudeT
vetor_saida_D ← 0
for isinal ∈ 1..D
vetor_saida_isinal ←  $\frac{1}{K} \left( \sum amplitude\_trans^{(isinal)} \right)$ 
vetor_saida
```

```
amplitude_media_est := funcao_amplitude_media(amplitude, D, K)
```

"Valores de Saída para a plotagem dos gráficos"

```
out1 := potencia_media
out0 := TOA_medio
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\toa_medio.dat") := out0
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\amplitude_media.dat") := out1
TOA_est := TOA_medio
```

"Variáveis de saída para cálculo do erro médio quadrático"

```
DOA = 
$$\begin{pmatrix} 0 \\ 2.9622201 \\ 3.0292918 \times 10^{-3} \\ -19.03247 \\ -10.577713 \\ -9.5051001 \\ -25.730408 \end{pmatrix}$$

```

```
amplitude := 
$$\begin{pmatrix} 2.32798572 \\ 1.5294487 \\ 2.04408039 \\ 0.87468156 \\ 0.86472402 \\ 0.9332536 \\ 0.96186642 \end{pmatrix}$$

```

```
TOA := 
$$\begin{pmatrix} 0 \\ 5 \\ 10 \\ 15 \\ 55 \\ 70 \\ 75 \end{pmatrix}$$

```

```
doq_quad := DOA2
erro_DOA := DOAest - DOA
erro_doa_quad := erro_DOA2
amplitude_quad := amplitude2
erro_amplitude := amplitude2 - amplitude
erro_doa_quad := erro_DOA2
erro_amplitude_quad := erro_amplitude2
toa_quad := TOA2
erro_TOA := TOA_est - TOA
erro_toa_quad := erro_TOA2
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\erro_quad_amplitude10.dat") := erro_amplitude_quad
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\erro_quad_toa10.dat") := erro_toa_quad
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\erro_quad_doa10.dat") := erro_doa_quad
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\amplitude_quad_original.dat") := amplitude_quad
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\toa_quad_original.dat") := toa_quad
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadrico\teste\analise6\quad_doa_original.dat") := doa_quad
```

Programa 4 - Análise dos dados através do erro quadrático médio

Dados de Entrada

1 estimativa

```
AMP1 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude1.dat")
DOA1 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa1.dat")
TOA1 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa1.dat")
```

2 estimativa

```
AMP2 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude2.dat")
DOA2 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa2.dat")
TOA2 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa2.dat")
```

3 estimativa

```
AMP3 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude3.dat")
DOA3 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa3.dat")
TOA3 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa3.dat")
```

4 estimativa

```
AMP4 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude4.dat")
DOA4 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa4.dat")
TOA4 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa4.dat")
```

5 estimativa

```
AMP5 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude5.dat")
DOA5 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa5.dat")
TOA5 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa5.dat")
```

6 estimativa

```
AMP6 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude6.dat")
DOA6 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa6.dat")
TOA6 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa6.dat")
```

7 estimativa

```
AMP7 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude7.dat")
DOA7 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa7.dat")
TOA7 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa7.dat")
```

8 estimativa

```
AMP8 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude8.dat")
DOA8 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa8.dat")
TOA8 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa8.dat")
```

9 estimativa

```
AMP9 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude9.dat")
DOA9 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa9.dat")
TOA9 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa9.dat")
```

10 estimativa

```
AMP10 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_amplitude10.dat")
DOA10 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_doa10.dat")
TOA10 := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\analise\erro_quad_toa10.dat")
```


"Cálculo do erro médio quadrático

```
EQM_amplitude :=  $\frac{1}{10}$ (AMP1 + AMP2 + AMP3 + AMP4 + AMP5 + AMP6 + AMP7 + AMP8 + AMP9 + AMP10)

EQM_doa :=  $\frac{1}{10}$ (DOA1 + DOA2 + DOA3 + DOA4 + DOA5 + DOA6 + DOA7 + DOA8 + DOA9 + DOA10)

EQM_toa :=  $\frac{1}{10}$ (TOA1 + TOA2 + TOA3 + TOA4 + TOA5 + TOA6 + TOA7 + TOA8 + TOA9 + TOA10)

amplitude_quad := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\amplitude_quad_original.dat")
toa_quad := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\toa_quad_original.dat")
doa_quad := READPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\doa_quad_original.dat")
```

"Cálculo do erro (%) em relação ao valor estimado

```
funcao_calcula_erro_quadratico_medio_porcentagem(EQM_valor_quadratico) :=
  tamanho_vector ← length(valor_quadratico)
  EQM_percent_tamanho_vector ← 0
  for item ∈ 1..tamanho_vector
    EQM_percent_item ← 0 if valor_quadratico_item = 0
    EQM_percent_item ←  $\left( \frac{\sqrt{\text{EQM}_{\text{item}}}}{\text{valor\_quadratico}_{\text{item}}} \right) \cdot 100$  otherwise
  EQM_percent

EQM_amplitude_perc := funcao_calcula_erro_quadratico_medio_porcentagem(EQM_amplitude.amplitude_quad)
EQM_doa_perc := funcao_calcula_erro_quadratico_medio_porcentagem(EQM_doa.doa_quad)
EQM_toa_perc := funcao_calcula_erro_quadratico_medio_porcentagem(EQM_toa.toa_quad)
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\erros_eqm_percentual\analyse\eqm_amplitude_perc.dat") := EQM_amplitude_perc
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\erros_eqm_percentual\analyse\eqm_doa_perc.dat") := EQM_doa_perc
WRITEPRN("C:\simulacao_vissimcom\medidas_erro_medio_quadratico\teste\erros_eqm_percentual\analyse\eqm_toa_perc.dat") := EQM_toa_perc
```

A.2 Programas em Matlab

```

1
2 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
3 %% PROGRAMA 5 - Programa de plotagem dos perfis de potência temporal, angular %%
4 %% e a potência em função dos ângulos e dos atrasos no Matlab. %%
5 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
6
7 clc;
8 clear all;
9 close all;
10
11 %INÍCIO DO PROGRAMA
12
13 %DADOS DE ENTRADA
14
15 TOA=load('C:\simulacao_vissimcom\toa_medio.dat');
16 x=load('C:\simulacao_vissimcom\theta.dat');
17 z=load('C:\simulacao_vissimcom\amplitude_media.dat');
18 DOAest=load('C:\simulacao_vissimcom\doaest.dat');
19 Nlinhas=length(x);
20 Ncolunas=length(TOA);
21
22 resolugcao=1;%verificar a resolucao minima de acordo com o menor valor de TOA medio
23 y=0:resolucao:max(TOA);
24
25 posicao_doa_matriz=zeros(1,length(DOAest));
26
27 for j=1:length(DOAest)
28     for i=1:length(x)

```

```
29     if DOAest(j)==x(i)
30         posicao_doa_matriz(j)=i;
31     end
32 end
33 end
34
35 posicao_toa_matriz=zeros(1,length(TOA));
36
37 for j=1:length(TOA)
38     for i=1:length(Y)
39         if TOA(j)==y(i)
40             posicao_toa_matriz(j)=i;
41         end
42     end
43 end
44
45 posicao_toa_matriz(length(TOA))=length(y);
46
47 saida=zeros(length(x),length(y));
48
49 [Nlinhas_saida,Ncolunas_saida]=size(saida);
50
51 for i=1:Ncolunas
52     saida(posicao_doa_matriz(i),posicao_toa_matriz(i))=z(i);
53 end
54
55 %PERFIL DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DOS ÂNGULOS E DOS ATRASOS
56 figure(1);
```

```
57 mz=saida. ';
58 [mx,my]=meshgrid(x,y);
59 mesh(mx,my,mz);
60 set(gca,'YDir','rev');
61 xlabel('Ângulo de chegada (°)');
62 ylabel('Atraso (s)');
63 zlabel('Amplitude (W)');
64
65 %PERFIL DE POTÊNCIA TEMPORAL
66 figure(2);
67 stem(TOA,z);
68 xlabel('Atraso (s)');
69 ylabel('Amplitude (W)');
70 axis([0 100 0 6]);
71
72 %PERFIL DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DOS ÂNGULOS E DOS ATRASOS
73 figure(3);
74 stem(DOAest,z);
75 axis([-100 100 0 6]);
76 xlabel('Ângulo de chegada (°)');
77 ylabel('Amplitude (W)');
78
79 %FIM DO PROGRAMA
```