

ALEXANDER ESPINOSA HERNÁNDEZ

**PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL PARA
AUMENTO DE CAPACIDADE EM
COMUNICAÇÕES MÓVEIS**

FLORIANÓPOLIS

2000

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL PARA
AUMENTO DE CAPACIDADE EM
COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ALEXANDER ESPINOSA HERNÁNDEZ

Florianópolis, Setembro de 2000.

PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL PARA AUMENTO DE CAPACIDADE EM COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Alexander Espinosa Hernández

'Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Orientador

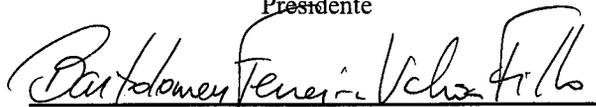


Prof. Aguinaldo Silva e Silveira, Ph..D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

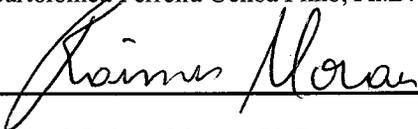
Banca Examinadora:



Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Presidente



Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.



Prof. Raimes Moraes, Ph.D.

AGRADECIMENTOS

Durante o curso de Mestrado conheci pessoas de grande valor profissional e humano. Aproveito este trabalho para deixar testemunho de meu agradecimento a professores, colegas e amigos. PPGEEL (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Os sempre atenciosos Marcos e Wilson. LINSE (Laboratório de Instrumentação). Professores Rui Seara, Sidnei Noceti, o secretário Sr. Elton Fontão, os alunos Hélen Macedo, Sérgio Penedo, Alexander Raitz, Luis Hermano e Fabiola. GPEB (Grupo de Pesquisas em Engenharia Biomédica). Professores Fernando Méndez de Azevedo, Jefferson Luis Brum Márquez, Raimes Moraes, a secretária Vânia Mattozo e as alunas Maria do Carmo e Kathya. INEP (Instituto de Eletrônica de Potência). Professores Ivo Barbi, Hari Bruno Mohr, Ênio Valmor Kassick, João Carlos dos Santos Fagundes, Alexandre Ferrari de Souza, Denizar Cruz Martins, a secretária Srta. Patrícia Schmitt, a assistente Srta. Dulcemar Borges, os alunos: Carlos Illa, Kefas Damazio, Sérgio Vidal, os irmãos Grover e René Torrico, Claudenei Simão, Anderson Alves e Luis Cândido Tomaselli. LABSPOT (Laboratório de Sistemas de Potência). Professoras Kátia Campos de Almeida, Jacqueline Rollim e o professor Hans Helmutz Zürn. LABSOLDA (Laboratório de Soldagem). Professora Cleide Marqueze, professores Buschinelli e Niño e os alunos Víctor, Afrânio e Moisés. GPQCOM (Grupo de Pesquisa em Comunicações) Professores Carlos Aurélio Faria da Rocha, Bartolomeu Uchôa Filho e Leonardo da Silva e os alunos Richard Demo, Fagner, Iuri e Jaelson. Os amigos cubanos e suas famílias. Nelquis e Damián, Amarilys e Alejandro, Hugo e Rita, Niubis e Francisco, Douglas, Abiel e Félix. A família da minha companheira. Os pais, Carmen e Francisco, as irmãs Maria Gracia, Paula, Pilar e a tia Hilda.

Dedico este trabalho a minha família e ao meu país, Cuba. Em especial a minha mãe Sonia Hernández Parra, ao meu pai Gudelio Espinosa León, ao meu irmão Jorge Luis Espinosa Hernández, aos meus avós Ignacio de la Cruz Hernández, Rita Parra Sesti, Luisa León Gonzáles aos meus tios Felícia Espinosa León e Omar Hernández Parra, a minha prima Martha de la Caridad Hernández e as minhas sobrinhas Diana Laura e Coral. Com grande amor também o dedico a minha companheira Gloria Millaray Julia Curilem Saldías e ao meu filho Camilo Ignacio.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL PARA AUMENTO DE CAPACIDADE EM COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Alexander Espinosa Hernández

Setembro/2000

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Área de Concentração: Processamento de Sinais.

Palavras-chave: Propagação por Multipercursos, Processamento Espaço-Temporal, Processamento de Arranjo, Simuladores de Comunicações Móveis.

Número de Páginas: 107.

O principal objetivo de projeto para sistemas celulares de terceira geração é estender os serviços providos pelos sistemas de segunda geração atuais, com maior capacidade de dados a alta taxa de bits. O problema principal que obstrui a prossecução deste objetivo é a natureza severa do desvanecimento no meio móvel, causado pela propagação por multipercursos. Esforços são feitos para superar o desvanecimento, principalmente na procura da tecnologia de acesso múltiplo mais apropriada.

O uso de antenas baseadas em arranjo pode superar o desvanecimento não só atingindo ganhos por diversidade no espaço, mas também fortalecendo, com mais graus de liberdade, a capacidade isolante do acesso múltiplo. O uso de uma dimensão de processamento adicional em estações móveis e estações-base introduz benefícios com complexidade reduzida e causa menos impacto em padrões industriais que a introdução de novos métodos de acesso múltiplo.

Este trabalho começa com uma descrição do canal móvel, indo do menos ao mais complexo, focalizando os efeitos de propagação por multipercursos nos modelos de canal. É seguido por uma descrição das características de processamento nos domínios temporal, espacial e espaço-temporal, mostrando como o processamento pode superar as interferências e o ruído e reduzir os efeitos dos multipercursos. Considerações teóricas foram trazidas para justificar os aspectos práticos e evitar que a apresentação fosse muito dependente apenas de fatos. Simulações ajudaram na melhor compreensão dos modelos matemáticos envolvidos.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

SPACE-TEMPORAL PROCESSING FOR CAPACITY ENHANCEMENT IN MOBILE COMMUNICATION

Alexander Espinosa Hernández

September/2000

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Area of Concentration: Signal Processing.

Keywords: Multipath Propagation, Space-Time Processing, Array Processing, Simulators for Mobile Communication.

Number of Pages: 107.

The main design objective for third-generation cellular systems is to extend the services provided by current second-generation systems with high-rate data capabilities. The main drawback involving the prosecution of this objective is the severe nature of fading in the mobile medium caused by multipath propagation. Several efforts were made in the past to overcome fading, mainly in the search of the most appropriate multiple access technology.

Use of antenna arrays can overcome fading by not only attaining gain via diversity in space, but also by powering current multiple access isolating capabilities with more degrees of freedom. Use of additional processing dimension at mobile and base stations introduces new benefits at reduced complexity and causes less impact in industry standards than introduction of new multiple access methods.

This work begins with a description of a mobile channel, from the less complex to the most, focussing on the effects of multipath propagation in channel models. It is followed by a description of the characteristics of processing in temporal, spatial and space-temporal domains, showing how processing can overcome interferences and noise, and reduce effects of multipath. Theoretical considerations were inserted jointly with practical facts to make this presentations equilibrated and not too based in facts. Also, simulations helped to better understand the mathematical aspects of communication problems.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xii
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 1	xiii
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 2	xiv
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 3	xvii
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 4	xviii
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 5	xix
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 6	xxi
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 7	xxiii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	1
1.2 O PROBLEMA	2
1.2.1 O contexto do problema	2
1.3 METODOLOGIA PARA ESTUDO E SOLUÇÃO DO PROBLEMA	3
1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	4
2. CANAL RÁDIO - MÓVEL	6
2.1 INTRODUÇÃO	6
2.2 RÁDIO - PROPAGAÇÃO DE SINAIS BANDA ESTREITA	7
2.3 RÁDIO - PROPAGAÇÃO DE SINAIS DE BANDA LARGA	9
2.3.1 Característica de desvanecimento de banda larga	9
2.4 PROPAGAÇÃO POR MULTIPERCURSOS	10
2.4.1 Superfície de multipercursos	11
2.4.2 Deslocamento Doppler	12
2.4.3 Desvanecimentos	13
2.4.4 Interferência intersimbólica (ISI).....	14
2.5 RESPOSTA AO IMPULSO DO CRM	14
2.5.1 Modelo de microondas	15
2.5.2 Modelo de dois percursos	17
2.5.3 Modelo de multipercursos	18
2.5.4 Aproximação quase - estacionária	19

2.6	MODELO DE <i>CLARKE</i>	20
2.7	ANÁLISE ESPECTRAL DO CRM : MODELO DE <i>GANS</i>	23
2.7.1	Diversidade e resolução de multipercursos	24
2.8	PARÂMETROS DO CRM	25
2.8.1	Perfil de intensidade de multipercurso	26
2.8.2	Distribuição de atrasos e espalhamento de multipercurso	26
2.8.3	Função de autocorrelação de separação de tempo-separação de frequência.....	27
2.8.4	Largura de banda de coerência	28
2.8.5	Tempo de coerência	28
2.8.6	Função de espalhamento.....	29
2.8.7	Uso dos parâmetros	29
2.9	DESEMPENHO DO CRM	30
2.9.1	Sinal conhecido a excessão de alguns parâmetros	31
2.9.2	Deteção de um sinal Gaussiano com covariância conhecida	33
2.9.3	Probabilidade de erro	34
2.10	CONCLUSÃO	35
3.	CANAL RÁDIO - MÓVEL CELULAR	37
3.1	INTRODUÇÃO	37
3.2	DESEMPENHO DO CRM CELULAR	39
3.2.1	Interferência cocanal.....	40
3.2.2	Interferência de canal adjacente	42
3.2.3	Intermodulação	43
3.2.4	Interferência dominante	43
3.2.5	Interferência TDMA	44
3.2.6	Interferência de múltiplo acesso (MAI)	45
3.3	CAPACIDADE DE RÁDIO	48
3.4	CONCLUSÃO	49
4.	PROCESSAMENTO TEMPORAL	51
4.1	INTRODUÇÃO	51
4.2	DETECÇÃO CASADA NA PRESENÇA DE ISI	52
4.3	UMA ESTRATÉGIA PARA AUMENTAR A CAPACIDADE DO CRM	54
4.4	RECEPTORES ADAPTÁVEIS	56

4.4.1	Equalizador MMSE	57
4.4.2	Equalizador de forçagem a zero	57
4.4.3	Equalizador DFE	58
4.5	CODIFICAÇÃO	59
4.6	CONCLUSÕES	59
5.	PROCESSAMENTO ESPACIAL	61
5.1	INTRODUÇÃO	61
5.2	MODELAGEM ESPACIAL DO CRM CELULAR	61
5.2.1	Resposta de arranjo	64
5.2.2	Separação espacial	66
5.3	PARÂMETRO DO CRM CELULAR ESPACIAL	66
5.3.1	Situações com desvanecimento plano	66
5.3.2	Situações com desvanecimento seletivo	68
5.3.3	As limitações	69
5.3.4	Distância de coerência	70
5.3.5	Abordagem radar	71
5.3.6	Abordagem diversidade	72
5.3.7	Função de correlação dependente do espalhamento angular	73
5.3.8	Combinação ótima	74
5.3.9	Combinação de diversidade e cancelamento de interferência	74
5.3.10	Analogias com o processamento temporal	74
5.4	FORMAÇÃO DE FEIXE	75
5.5	PROCESSAMENTO ESPACIAL E O CONCEITO CELULAR	76
5.5.1	Formação de múltiplos feixes	77
5.5.2	Formação de feixes adaptáveis	77
5.5.3	Formação dinâmica de célula	77
5.5.4	Limitações do formador de feixe	78
5.6	CONCLUSÕES	80
6.	PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL	82
6.1	INTRODUÇÃO	82
6.2	MATRIZ DE CORRELAÇÃO ESPACIAL	83
6.2.1	Decomposição espectral	84

6.3	MATRIZ DE CORRELAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL	85
6.4	FORMADOR DE FEIXE DE BANDA LARGA	86
6.4.1	Combinador ótimo	87
6.5	RECEPÇÃO MLSE	88
6.5.1	Combinação e rejeição de interferência	89
6.5.2	Combinação em diversidade	91
6.5.3	Combinação e rejeição de interferência com amostragem fracional	91
6.6	CONCLUSÕES	92
7.	SIMULAÇÕES	94
7.1	INTRODUÇÃO	94
7.2	FORMATADOR DE FEIXE DE BANDA LARGA	94
7.3	RESULTADOS	97
7.4	CONCLUSÕES	98
8.	CONCLUSÕES	102
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	105

LISTA DE FIGURAS

2.1	Um pulso sinc $p(t)$ e seu espectro de banda limitada.	10
2.2	Um ambiente de perdas de propagação e desvanecimento de multipercurso.	11
2.3	CRM de microondas para $a=1$, $b=0.9$, $\tau=6.3$ ns e $f_0=10$ MHz. A largura de banda (área sombreada) foi determinada para um sinal de $R_b=140$ Mbps usando um filtro cosseno levantado com excesso de faixa de 30%.	16
2.4	Distribuição dos objetos espalhadores no CRM	28
3.1	Configuração esquemática de um sistema móvel celular.	38
3.2	Diferentes estratégias de múltiplo acesso. Cada tubo representa o uso do espectro durante o tempo necessário para fazer possível a comunicação. Fica evidente o isolamento na frequência dos sistemas FDMA e TDMA e a carência deste nos sistemas CDMA e SDMA . Os últimos sistemas estão isolados no domínio do código e o espaço, respectivamente.	39
3.3	Interferência cocanal. A comunicação entre cada móvel e sua estação-base representa um perigo potencial de interferências para o resto dos usuários móveis. Na figura, o móvel da célula central recebe interferências dos móveis desde uma distância média de D quando todos operam no mesmo canal de comunicação.	41
3.4	Modelo idealizado de um sistema de espectro espalhado de banda base. (a) Transmissor. (b) Canal. (c) Receptor.	46
3.5	Ilustração das formas de onda no transmissor em banda básica.	47
3.6	Termos de compromisso assumido pelas operadoras de telefonia móvel no Brasil relativo à qualidade de serviço. São apresentadas as estatísticas a nível nacional dos indicadores de desempenho do sistema celular. Fonte: Agência Nacional de Telecomunicações (anatel , www.anatel.gov.br).	50
4.1	Resultado da aplicação do critério de <i>Nyquist</i> para zero ISI . No eixo horizontal: instantes de amostragem, no eixo vertical: sinal recebido em banda básica. Note que nos instantes de amostragem (-6...6) apenas um pulso pode ser recuperado, o resto é suprimido.	53
4.2	Esquema de um equalizador com realimentação de decisão (DFE). O sinal é filtrado para suprimir a ISI . Depois, uma estimativa é produzida no dispositivo de decisão, processada no filtro <i>backward</i> e realimentada para melhorar a supressão da ISI	58
5.1	Definição do sistema de coordenadas. São M fontes emitindo (ou recebendo) e L	

	sensores recebendo (ou transmitindo). Os sensores formam um arranjo seguindo o eixo x . A i – ésima fonte está na posição dada pelo i – ésimo vetor de posição r_i e o i – ésimo ângulo sólido v_i	62
5.2	Arranjo de elementos uniformemente espaçados (ULA).	63
5.3	Formador de feixe de banda estreita. Neste dispositivo, cada um dos L sensores do arranjo é ponderado e logo somado com os outros para produzir a saída. Os pesos de ponderação incidem na forma do padrão de irradiação do arranjo.	65
5.4	Uma situação típica mostrando diferentes lóbulos cobrindo vários móveis. Alguns grupos ou móveis individuais podem receber um lóbulo específico do padrão de irradiação da antena. Em alguns casos o grupo pode ser seguido por um lóbulo na medida que este desloca-se na célula como pode ser notado na seqüência de imagens a), b).	78
5.5	Disposição das células baseada em necessidades de tráfego. (a) Células de forma fixa. (b) Células de forma dinâmica.	79
6.1	Formador de feixe de banda larga. Aqui a ponderação do sinal em cada sensor é realizada por um filtro FIR , o qual permite combinar cofásicamente os sinais de banda larga.	93
7.1	Formadores de Feixe de banda larga.	95
7.2	Formadores de feixe realimentados por Decisão Direta.	96
7.3	Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações	97
7.4	Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações. São mostrados os resultados da fase de decisão direta.	98
7.5	Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações. Resultados da fase de decisão direta. Resultados com diferente agrupamento.	99
7.6	Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 200000 iterações.	100

LISTA DE TABELAS

2.1	Relação entre os parâmetros do CRM e do sinal transmitido.	30
5.1	Relação entre os parâmetros do CRM celular espacial e do sinal transmitido. ..	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 1

TDMA	<i>Time-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de tempo
CDMA	<i>Code-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de código
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
LINSE	Laboratório de Instrumentação

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 2

CRM	Canal rádio-móvel
P_t	Potência transmitida [W]
U_t	Vetor de Poynting [W/m^2]
dec	Década
dB	Decibélios
r	Raio de propagação [m]
$C(d, f)$	Característica do meio
f_c	Frequência da portadora [Hz]
c	Velocidade da luz ($\approx 3 \times 10^8 m/s$)
G	Ganho da antena receptora
P_r	Potência recebida [W]
k	Constante de proporcionalidade
$S_t(f)$	Espectro de densidade de potência
A_e	Área efetiva da antena [m^2]
K	Constante de proporcionalidade
$p(t)$	Pulso de sinalização banda larga
A	Amplitude do pulso $p(t)$
B	Largura de banda de $p(t)$ [Hz]
$b_m(t)$	Componente do pulso $p(t)$
$S(d, t)$	Superfície de multipercursos
d	Posição
t	Tempo [s]
\bar{t}	Duração média dos desvanecimentos
\bar{n}	Taxa de cruzamento de níveis
V	Velocidade do móvel [milhas por hora]
λ	Comprimento de onda [m]
FM	<i>Frequency Modulation</i> Modulação de frequência
ISI	<i>Intersymbol Interference</i> Interferência intersimbólica
$y(t)$	Sinal recebido
$x(t)$	Sinal transmitido
$h(t)$	Resposta ao impulso de um filtro
\otimes	Operador binário de convolução com sinais de banda estreita
$Re\{\bullet\}$	Operador parte real
$r(t)$	Sinal recebido em banda básica equivalente
$c(t)$	Sinal transmitido em banda básica equivalente
$h_b(t)$	Resposta ao impulso de um filtro em banda básica equivalente
$S_i(f)$	Densidade espectral de potência de $r(t)$
$H_b(\omega)$	Função de transferência em banda base equivalente
ω_0	Frequência de mínimo
a	Fator de desvanecimento plano
b	Fator de desvanecimento seletivo

τ	Atraso [s]
$\delta(t)$	Função Delta de Dirac (Função generalizada)
ω_c	Frequência angular da portadora
a_i	Atenuação do i – ésimo percurso
ϕ_i	Defasagem do i – ésimo percurso
τ_i	Atraso associado ao i – ésimo percurso
$\phi_i(t, \tau)$	Deslocamento de fase adicional causado pelo canal
$a_i(t, \tau)$	Atenuação do i – ésimo percurso dependente de t , com parâmetro τ
$ h_b(t) $	Perfil de intensidade de multipercursos
$\theta_i(t, \tau)$	Deslocamento de fase causado pela propagação de espaço livre
GSM	<i>Global System Mobile</i>
	Sistema celular de origem europeia
IS-136	<i>Interim Standard 136</i>
	Norma interina 136
$E_z(t)$	Componente do campo elétrico de uma onda electromagnética [V/m^2]
E_o	Média local do campo elétrico
C_n	Ponderação das ondas componentes de $E_z(t)$
θ_n	Ângulos iniciais da n – ésima onda
f_n	Deslocamento <i>Doppler</i> da n – ésima onda
N	Número de ondas participando na combinação
α_n	Ângulo entre a direção de chegada da n –ésima onda e a direção de deslocamento do móvel
$T_s(t), T_c(t)$	Componentes em fase e quadratura de $E_z(t)$ respectivamente
$F(t)$	Envoltória complexa de $y(t)$
ω_{\max}	Frequência angular máxima de deslocamento <i>Doppler</i> [rad/s]
f_m	Frequência máxima de deslocamento <i>Doppler</i> [Hz]
$\varphi(t)$	Ângulo da onda
$f_{r(t)}(r)$	Função de densidade de probabilidade de $r(t)$
σ^2	Variância de $r(t)$
η	Constante real
$I_0(x)$	Função Bessel modificada de ordem zero $\left(\sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n}}{2^{2n}(n!)^2} \right)$
$\beta(t)$	Modelo de <i>Clarke</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
	Modulação de Amplitude
$S_y(f)$	Função de densidade espectral de potência do sinal recebido $y(t)$
$S_r(f)$	Espectro em banda básica equivalente
$K(x)$	Função integral elíptica completa de primeira ordem $\left(\int \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}} dx \right)$
T_m	Espalhamento de atrasos
$S_c(\Delta f; f_d)$	Espectro de densidade de potência <i>Doppler</i>
$\phi_c(x, y; k)$	Função de correlação de x e y com parâmetro k

$\phi_c(\tau; 0)$	Perfil de intensidade de multipercursos
$p(\tau_i)$	Distribuição de atrasos
$(\Delta f)_c$	Largura de banda de coerência
$(\Delta t)_c$	Intervalo de coerência
B_c	Banda de coerência.
B_d	Espalhamento <i>Doppler</i>
$S(\tau; f_d)$	Função de espalhamento
T_s	Período de símbolo
T_{slot}	Intervalo de canal em um sistema TDMA
BW	<i>Bandwidth</i>
	Largura de banda
R_b	Taxa de bits transmitidos
H_0	Hipótese 0: Sinais presentes quando for transmitido o símbolo 0
H_1	Hipótese 1: Sinais presentes quando for transmitido o símbolo 1
$n(t)$	Ruído branco Gaussiano de média zero
$m(t; \theta)$	Forma de onda correspondente ao símbolo 1
$\mathcal{E}\{\bullet\}, \langle \bullet \rangle$	Operador esperança
$p(\bullet)$	Função de probabilidade
θ	Parâmetro com valor desconhecido
$X(t), Y(t)$	Componentes em fase e quadratura de $m(t; \theta)$
$A(t)$	Ganho correspondente à modulação de amplitude
E	Energia do símbolo transmitido $m(t; \theta)$
$V_s(t), V_c(t)$	Componentes em fase e quadratura da envoltória na saída do filtro casado
$K(t, s)$	Função de covariância
$\phi(t)$	Ângulo
$L(t)$	Relação de verossimilhança
$\hat{m}(t)$	Estimativa de $m(t)$ no sentido do mínimo erro quadrático médio
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
	Mínimo erro quadrático médio
$\gamma, S/N$	Relação sinal-ruído
$\Gamma, C/N$	relação portadora-ruído
P_e	Probabilidade de erro total
P_{e1}	Probabilidade de erro devida ao desvanecimento plano
P_{e2}	Probabilidade de erro devida à modulação FM aleatória
P_{e3}	Probabilidade de erro devida ao desvanecimento seletivo
R_b	Taxa de bits
R_{rfm}	Taxa de símbolo abaixo da qual acontece o efeito <i>Doppler</i>
R_Δ	Taxa de símbolo acima da qual acontece interferência intersimbólica

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 3

CDMA	<i>Code-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de código
TDMA	<i>Time-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de tempo
FDMA	<i>Frequency-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de frequência
SDMA	<i>Space-Division Multiple Access</i> Acesso múltiplo por divisão de espaço
FDD	<i>Frequency-Division Duplexing</i> Modo duplex por divisão de frequência
TDD	<i>Time-Division Duplexing</i> Modo duplex por divisão de tempo
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> Chaveamento por deslocamento de fase em quadratura diferencial
C/I	Relação interferência-ruído
E_b/I_o	Relação energia de bit-interferência
$(C/I)_s$	C/I mínimo requerido para uma comunicação tolerável
M	Número de interferentes
R	Raio de celda
D	Distância entre células cocanais
C	Potência da portadora
P_t	Potência transmitida nos móveis
q	Fator de redução da interferência cocanal
K	Fator de reuso de frequências
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> Interferência de acesso múltiplo
$c(t)$	Código espalhador
$b(t)$	Sinal modulador
$m(t)$	Sinal transmitido
$r(t)$	Sinal recebido
$z(t)$	Sinal desespalhado
$i(t)$	Sinal interferente
α_k	Ganho complexo do canal
$a_k(t)$	Sinal do k – <i>ésimo</i> usuário
$c_k(t)$	Código espalhador do k – <i>ésimo</i> usuário
K	Número de usuários
m	Capacidade de rádio de um sistema celular
B_t	Largura de banda licenciada
B_c	Largura de banda de canal ou canal equivalente
C	Reformulado para capacidade de canal
S/N	Relação sinal-ruído

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 4

MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i> Estimativa de seqüências de máxima verossimilhança
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> Ruído Gaussiano branco aditivo
W	Largura de banda
N_0	Potência unilateral de ruído
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i> Modulação por amplitude de pulso
P	Potência recebida
$\phi_i(t)$	Funções ortonormais
$\{a_i\}$	Símbolos transmitidos
$\{z_i\}$	Estimativa de $\{a_i\}$
$\{\omega_i\}$	Ruído na saída do filtro casado
σ_ω^2	Variância de $\{\omega_i\}$
$\delta_{i-i'}$	Delta de Dirac deslocado a $t = i - i'$
T	Intervalo de símbolo [s]
$\mathbf{P}(f)$	Espectro de $p(t)$
B_N	Banda de Nyquist
$\tilde{\mathbf{H}}(f)$	Espectro correspondente a $h(t)$
$P_s^0(f)$	Espectro de vertimento de água
$G(f)$	Espectro de $x(t)$
$P_s(f)$	Potência do sinal em frequência $ G(f) ^2$
K	Constante
$SNR_c(f)$	Relação sinal-ruído em frequência
$N(f)$	Potência de ruído em frequência
B	Largura de banda que permite máximo desempenho
C	Capacidade
WLL	<i>Wireless Local Loop</i> Serviço de telefonia local sem fios
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i> Equalizador por realimentação de decisão
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> Processador de sinais digitais

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 5

L	Número de elementos de um arranjo de antenas
M	Número de fontes chegando ao arranjo
(ϕ_i, θ_i)	Direção (ϕ_i, θ_i) que define um ângulo sólido para a chegada da onda
$\nu_i(\phi_i, \theta_i)$	Vetor unitário na direção (ϕ_i, θ_i)
$\tau_l(\phi_i, \theta_i)$	Atraso da i – <i>ésima</i> fonte até o l – <i>ésimo</i> elemento
ULA	<i>Uniform Linear Array</i> Arranjo linear uniforme
$m_i(t)$	i – <i>ésima</i> função de modulação complexa
τ_l	Vetor de posição do l – <i>ésimo</i> elemento
θ_i	Direção azimutal de chegada da onda
ϕ_i	Direção vertical de chegada da onda
d	Espaçamento inter-elementos
n_l	Componente de ruído no l – <i>ésimo</i> elemento do arranjo
σ_n^2	Variância de ruído
$\theta_{yl}(t)$	Sinal recebido no l – <i>ésimo</i> elemento
θ	Ângulo de chegada azimutal da onda
f	Resposta de arranjo
$\mathbf{s}(k)$	Sinal recebido na entrada do arranjo e amostrado no instante k
$\mathbf{x}(k)$	Sinal na saída do arranjo com pesos unitários e amostrado no instante k
A	Matriz de respostas de arranjo
S	Matriz de sinais na entrada do arranjo
n	Vetor de componentes de ruído
w	Pesos nos elementos do arranjo
$\mathbf{y}(k)$	Sinal na saída do arranjo depois de aplicados os pesos, amostrada em k
A_s	Vetor de respostas de arranjo dos sinais úteis
A_n	Vetor de respostas de arranjo de interferências
Δf	Separação de frequência [Hz]
Δt	Separação de tempo [s]
$\rho_c(\Delta f; \Delta t)$	Coefficiente de correlação separação de tempo-separação de frequência
J_0	Função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero
β	Número de onda
Δd	Separação de espaço
$(\Delta d)_c$	Distância de coerência
H_b($\tau; t$)	Resposta ao impulso vetorial em banda básica
α	Vetor de processos aleatórios Gaussianos complexos e independentes
ϕ_n	n – <i>ésima</i> variável aleatória com distribuição uniforme $[0, 2\pi)$
θ_n	n – <i>ésima</i> variável aleatória com distribuição uniforme $[0, 2\pi)$
Φ_n	Ângulo inicial da n – <i>ésima</i> onda
f_d	Deslocamento <i>Doppler</i>
$\bar{\theta}$	Ângulo de chegada central
Δ	Espalhamento do ângulo de chegada
J_n	Função Bessel de primeiro tipo e ordem n

$\rho(\Delta t, \Delta d)$	Função de correlação intermediária
BER	<i>Bit Error Rate</i> Taxa de bits errados
SER	<i>Symbol Error Rate</i> Taxa de símbolos errados
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> Relação sinal-ruído
$\text{sinc}(\bullet)$	Função <i>sinc</i> $\text{sinc}(\bullet) = \frac{\text{sen}(\pi\bullet)}{\pi\bullet}$

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 6

TDL	<i>Time Delay Line</i> Linha de atrasos de tempo
IRC	<i>Interference Rejection Combining</i> Combinação e rejeição de interferência
R	Matriz de Correlação dos dados de entrada
$\mathcal{E}\{\bullet\}$	Operador Esperança
p_i	Potência da i – ésima fonte
f	Respostas de arranjo de uma onda direcional
S	Matriz de correlação espacial das fontes
λ_l	l – ésimo autovalor de S
u_l	l – ésimo autovalor normal de S
Λ	Matriz dos autovalores de S
U_l	l -ésima matriz de vetores unitários na decomposição espectral de S
x_l	Sinal amostrado na saída do arranjo
R_M^{ij}	Matriz de correlação temporal para o formador de feixe espaço-temporal
R_{3M}^{ij}	Matriz de correlação espaço-temporal, formador de feixe espaço-temporal
w_M	Pesos do formador de feixe espaço-temporal
W	Matriz de pesos do formador de feixe espaço-temporal
X	Sinais recebidos no formador de feixe espaço-temporal
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> Resposta de impuls finita
\odot	Operador de multiplicação de matrizes
$S(f)$	Espectro do sinal recebido
$g(\bullet)$	Função contínua qualquer
$J(\bullet)$	Função custo
$\{a_n\}$	Seqüência de símbolos do sinal desejado
$\{\hat{a}_n\}$	Estimativa de $\{a_n\}$
$\{b_{ni}\}$	Seqüências de símbolos interferentes
$h_b(t)$	Respostas espaço-temporais dos sinais desejados, em banda básica
$\hat{h}_b(t)$	Estimativas de $h_b(t)$
$h_{bi}(t)$	Respostas espaço-temporais dos interferentes, em banda básica
$w(t)$	Sinais indesejáveis
$\hat{w}(t)$	Estimativa de $w(t)$
$y(t)$	Sinal recebido
$u(t)$	Seqüências desejadas
$\hat{u}(t)$	Estimativa de $u(t)$
$u_i(t)$	Seqüências interferentes
$n(t)$	Ruído
$R_{ww}(t_1, t_2)$	Matriz de correlação de $w(t)$
$R_{zz}(t_1, t_2)$	Estimativa da matriz de correlação de $z(t)$
$g(\tau; t)$	Resposta em banda básica do arranjo
$G(lT_s; kT_s)$	Função amostrada de g

$f(\tau)$	Filtro formatador de pulso
$f_T(\tau), f_R(\tau)$	Filtros formatadores no transmissor e no receptor
r_d	Sinal desejado no $d - \acute{e}simo$ do arranjo
\hat{r}_d	Estimativa do sinal desejado no $d - \acute{e}simo$ do arranjo
$\mathbf{r}(k)$	Seqüência desejada
$\hat{\mathbf{r}}(k)$	Estimativa de $\mathbf{r}(k)$
$\mathbf{z}(k)$	<i>Impairment</i> : Ruído + Interferências
\mathbf{R}_{zz}	Contém apenas a correlação espacial de $\mathbf{z}(k)$
MC	<i>Metric Combiner</i>
	Combinador de medidas
$P_d(n)$	Potência dos sinais indesejáveis no $d - \acute{e}simo$ elemento do arranjo
$\tilde{\mathbf{r}}$	Matriz de sinais indesejáveis após amostragem fracional

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS DO CAPÍTULO 7

LMS	<i>Least Mean Square</i> Menor quadrado médio
T_a	Intervalo de símbolo
MSE	<i>Mean Squared Error</i> Erro quadrado médio

CAPITULO 1

INTRODUÇÃO

A presente dissertação reflete a visão pessoal do autor sobre o canal rádio-móvel adquirida durante o processo de preparação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo da presente dissertação é contribuir para o estudo do ambiente rádio-móvel e das contramedidas baseadas em processamento espaço-temporal para aumento da capacidade, isto é, para o aumento do número de assinantes.

Como o ambiente rádio-móvel pode ser modelado computacionalmente, o objetivo principal foi colocado em termos de objetivos específicos que envolvem simulações computacionais. Tais objetivos são:

1. Realizar estudos básicos de modelagem computacional para o canal rádio-móvel.

2. Construir um simulador de ambiente rádio-móvel, baseado no item 1 que tivesse a maior abrangência possível em termos de condições de propagação e que não fosse limitado no uso de dispositivos receptores.

3. Continuar o estudo dos princípios do canal rádio-móvel a través da sistematização do conhecimento para diferentes tipos de canais e da realização de simulações.

4. Estudar e aplicar contramedidas teóricas baseadas em processamento espaço-temporal.

Não foi colocada como objetivo a comparação sistêmica entre os diversos algoritmos de recepção, dada a grande diversidade de abordagens teóricas implícitas nestes.

1.2 O PROBLEMA

O problema discutido nesta dissertação é o aumento da capacidade num ambiente com disponibilidade reduzida de recursos de comunicação e demanda crescente de canais, acompanhado de maiores requerimentos de velocidade e qualidade dos enlaces.

O ambiente rádio-móvel produz desvanecimentos severos, que podem ser seletivos no tempo e/ou na frequência e que são causados pelo movimento relativo entre o transmissor e o receptor e pela propagação por multipercursos das ondas que os unem.

1.2.1 O contexto do problema

Como caso específico do canal rádio-móvel, os sistemas celulares permitem aumentar a capacidade via o uso compartilhado dos recursos espectrais, distribuídos geograficamente em células, o qual é conhecido como conceito celular.

Os sistemas celulares comerciais têm tido uma expansão rápida, na qual, têm-se sucedido diferentes estratégias para aumentar capacidade, já que os primeiros sistemas eram muito limitados e úteis apenas para tráfego telefônico analógico.

A escolha de modulação de ângulo permitiu compensar em parte os desvanecimentos e, neste sentido, as modulações de fase digitais conseguiram atingir o limite da capacidade, permitindo a transmissão de dados digitais que, como é sabido, constitui uma plataforma

comum para muitos serviços, incluindo as redes de computadores.

As estratégias de acesso múltiplo, por outro lado, acompanharam a evolução e foram adaptadas para o ambiente celular. Neste contexto, os métodos **TDMA** (*Time-Division Multiple Access*) e **CDMA** (*Code-Division Multiple Access*) têm tido papel destacado.

O problema principal do conceito celular é a interferência cocanal, que não pode ser eliminada por nenhum dos métodos mencionados acima. Por isso, é preciso estudar os mecanismos que permitam uma separação da interferência utilizando técnicas de processamento digital, desenvolvidas nos domínios temporal, espacial e espaço-temporal.

1.3 METODOLOGIA PARA ESTUDO E SOLUÇÃO DO PROBLEMA

A metodologia usada para satisfazer os objetivos da presente dissertação, consistiu em uma pesquisa extensiva de informações relevantes, seguido de estudo intensivo, com o objetivo de fixar as informações pertinentes ao desenvolvimento do trabalho. Também foi construído um simulador para testar diferentes situações do ambiente rádio-móvel, para consolidar o conhecimento adquirido e enriquecer a dissertação com ilustrações sobre o comportamento prático de soluções teóricas.

Durante a pesquisa bibliográfica foram consultadas mais de 125 fontes, das quais 28 foram escolhidas para dar suporte a este trabalho.

Das 125 fontes cadastradas, 28 são publicações do ano de 1999; 77 são publicações do Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos, (**IEEE: The Institute of Electrical and Electronics Engineers**), 26 são livros, 82 correspondem a artigos e 6 são teses de doutorado ou dissertações de mestrado nacionais.

Para esta tarefa contamos com o auxílio da **Biblioteca Universitária**, a excelente biblioteca setorial do **Laboratório de Instrumentação (LINSE)**, os recursos pessoais do nosso orientador e de outros colegas, além de recursos distribuídos na rede mundial de computadores **Internet**.

O simulador foi projetado utilizando o programa de computação **MATLAB** para **Windows** da **MathWorks Incorporated**.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A dissertação parte de princípios básicos para chegar à formulação do problema de recepção para diferentes situações de propagação.

O segundo capítulo é o produto de uma pesquisa sobre a modelagem do canal rádio-móvel, considerando um transmissor e um receptor móvel, permitindo apenas o uso de antenas monoelementos.

Este capítulo responde as seguintes questões sobre o canal rádio-móvel:

1. Como é o ambiente rádio-móvel?
2. Quais são os principais problemas que devem ser considerados no seu estudo?
3. Como modelar o canal rádio-móvel, matemática e computacionalmente?
4. Que parâmetros utilizar para avaliar o desempenho?
5. Quão ruim é, ou como se comporta o melhor receptor na pior condição?
6. Que papel executa o processamento temporal neste canal, para aumentar a capacidade?

O Capítulo 3 introduz problemas do ambiente celular. Assim, as questões que são respondidas aqui são:

1. Quais são os problemas do sistema celular?
2. Como é reformulado o canal rádio-móvel para incluir os efeitos do sistema celular?
3. Como é medido o desempenho nos sistemas celulares?
4. Como deveriam ser as estratégias para combater os problemas do sistema celular e para aumentar a sua capacidade?

As contramedidas para combater os problemas descritos nos primeiros capítulos começam a ser vistas a partir do Capítulo 4. Aqui as contramedidas são primeiramente aplicadas na dimensão temporal e as principais questões que devem ser elucidadas neste capítulo são:

1. Quais são as justificativas teóricas para o funcionamento das contramedidas temporais?
2. Quais são as soluções práticas para a aplicação de contramedidas temporais?
3. Quais são os limitantes do processamento temporal no aumento da capacidade?

O Capítulo 5 introduz a dimensão espacial de processamento e as justificativas teóricas de funcionamento. As principais questões que são respondidas neste capítulo são:

1. Como é modelado o ambiente rádio-móvel celular utilizando a dimensão espacial?
2. Como é afetado o desempenho do canal rádio-móvel celular espacial perante diferentes situações de propagação?
3. Qual é o papel da correlação no funcionamento dos dispositivos de contramedidas?
4. Quais são as limitações do processamento espacial no aumento da capacidade?

O Capítulo 6 apresenta o processamento espaço-temporal como última fronteira de processamento oferecendo maiores graus de liberdade para o combate dos problemas mencionados. Assim, neste capítulo as questões que devem ser respondidas são:

1. Como o processamento espaço-temporal supera o processamento temporal e o processamento espacial?
2. Qual é a importância da matriz de correlação espaço-temporal no desempenho superior do processamento espaço-temporal?
3. Como são vistos os graus de liberdade?
4. Como é usado o processamento espaço-temporal na implementação das estratégias de detecção vistas nos capítulos anteriores?

Os últimos capítulos são dedicados à apresentação de simulações e às conclusões do trabalho. As simulações visam ilustrar alguns dos conceitos apresentados nesta dissertação, mais do que avaliar exaustivamente as técnicas de recepção.

Espera-se que este trabalho e o simulador possam ser utilizados como material de estudo em disciplinas afins da graduação e da pós-graduação.

CAPITULO 2

CANAL RÁDIO - MÓVEL

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são descritas as características de um enlace de comunicações onde um dos extremos é o móvel e o meio de transmissão é o ar. Este enlace é conhecido como canal rádio - móvel (**CRM**).

Primeiramente são apresentadas algumas noções de propagação das ondas de rádio no ambiente associado ao **CRM** que justificam a presença de múltiplos percursos de propagação. Estes percursos causam fortes mudanças nos níveis de amplitude dos sinais recebidos que são conhecidas como desvanecimentos.

Em segundo lugar são apresentados alguns modelos da resposta ao impulso de canais sem fio começando pelo mais simples e finalizando com o modelo completo do **CRM**. Em um ambiente de multipercursos a modelagem do **CRM** pode ser realizada para diferentes tipos de desvanecimentos: rápidos, lentos, seletivos ou planos. Também é apresentado o modelo estatístico de *Clarke*. Este, por sua vez, é um modelo que restringe a

análise à banda de frequências na proximidade da frequência portadora, o que contrasta com os modelos anteriores que englobam o comportamento do **CRM** em todas as frequências.

Por último, é apresentado o modelo de *Gans*, o qual vem complementar o modelo de *Clarke* com uma descrição no domínio da frequência que inclui o efeito *Doppler*.

Bastante relacionado com os modelos estão os parâmetros de coerência, os quais são usados para prever qual comportamento, dentre os vários tipicamente observados, corresponderá ao **CRM** em cada caso. Eles são tratados num terceiro momento neste capítulo.

O capítulo é finalizado com a dedução de um receptor ótimo obtido a partir da aplicação da *Teoria de Detecção de Sinais* para o **CRM** com desvanecimento *Rayleigh*. A formulação deste receptor revela uma relação direta com a *Teoria de Estimação de Sinais*, já que são utilizadas estimativas no processo da detecção.

A *Teoria de Filtragem Adaptável* pode oferecer técnicas para a obtenção destas estimativas instantâneas, calculadas de uma forma recursiva e adaptadas à dinâmica do **CRM**. Isto é um argumento de peso para justificar o emprego de receptores adaptáveis em todos os ambientes do **CRM**. De fato, boa parte da literatura atual sobre o **CRM** versa sobre o uso de estruturas adaptáveis associadas a uma função objetivo que deve ser minimizada (possivelmente na forma recursiva) utilizando diversos algoritmos.

A comparação de desempenho entre os sistemas propostos, estrutura por estrutura, algoritmo por algoritmo, para um mesmo ambiente **CRM** é difícil já que nos trabalhos disponíveis os pesquisadores mostram maior interesse na análise daqueles ambientes **CRM** para os quais o receptor proposto por eles é mais promissor. Por isso nos capítulos seguintes o conteúdo será limitado àquelas idéias sobre o processamento espaço-temporal para o aumento da capacidade do enlace no **CRM** que sejam mais interessantes.

Finalmente, nos últimos capítulos, são apresentados resultados de simulações que ilustram alguns dos conceitos do processamento espacial, temporal e espaço-temporal.

2.2 RÁDIO - PROPAGAÇÃO DE SINAIS BANDA ESTREITA

Em geral, uma onda eletromagnética irradiada por uma antena é composta por uma onda terrestre que vem de correntes induzidas na Terra e que viaja pela superfície terrestre,

e de uma onda celeste que se propaga pelo espaço. Como a componente tangencial do campo elétrico não pode existir na superfície da Terra, usa-se polarização vertical quando se quer propagação por meio da onda terrestre. A onda celeste com uma frequência maior que 30 MHz não muda suficientemente seu trajeto para conseguir voltar à Terra, portanto, não influi naquelas comunicações terrestres onde os extremos da comunicação estão próximos à superfície. Para enlaces no campo distante da antena o meio é considerado isotrópico e homogêneo. Por isso a onda de propagação, conforme o mecanismo de onda progressiva, pode ser considerada plana [1].

As perdas de propagação associadas à onda são da ordem de 20 dB/década da distância percorrida desde o transmissor. Estas perdas são chamadas perdas de espaço livre porque acontecem num enlace teórico sem obstáculos à propagação da onda. É possível medir a energia a uma distância r do transmissor usando a seguinte expressão:

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} [W/m^2], \quad (2.1)$$

onde, U_t é a componente radial do vetor de *Poynting* médio [2], r é a distância entre o transmissor e o receptor, e P_t [watts] é a potência transmitida.

Ao incluir os efeitos da onda refletida na superfície e os efeitos do **CRM** as perdas dobram e passam a ser da ordem de 40 dB/década. Estas perdas são conhecidas como perdas de percurso excessivo (*excessive path loss*). A relação teórica entre a potência transmitida e a potência recebida é dada por:

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} C(d, f) \frac{c^2 G}{4\pi f_c^2} [W], \quad (2.2)$$

onde P_r é a potência recebida, $C(d, f)$ é a característica do meio, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz, G é o ganho da antena receptora e f_c [Hz] é a frequência portadora.

No **CRM** a potência recebida medida experimentalmente é dada por:

$$P_r = \frac{k c^2 G}{16\pi^2} \frac{1}{f_c^3} \frac{P_t}{r^4} [W], \quad (2.3)$$

onde k é uma constante de proporcionalidade. Estes resultados experimentais [3] mostram uma dependência direta das perdas com a distância que separa o transmissor do receptor ($P_r \propto \frac{P_t}{r^4}$), segundo um expoente de valor 4. No entanto, este expoente pode ter um outro valor, sempre em correspondência com o tipo de ambiente. Assim o parâmetro k e o expoente da distância caracterizam a influência do ambiente nas perdas de propagação por percurso excessivo.

2.3 RÁDIO - PROPAGAÇÃO DE SINAIS DE BANDA LARGA

Se uma potência P_t é usada para transmitir um sinal banda larga com largura de banda B , esta potência poderá ser expressa por

$$P_t = \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} S_t(f) df [W], \quad (2.4)$$

onde $S_t(f)$ é o espectro de densidade de potência do sinal. A potência medida experimentalmente a uma distância r do transmissor é dada por

$$P_r = K \frac{1}{f_c^3 [1 - (B/2f_c)^2]^2} [W],$$

onde $K = \frac{kc^2 GA_e}{(4\pi r^2)^2}$ e onde A_e é a área efetiva da antena.

Quando a largura de banda B aproxima-se de zero, a equação (2.4) simplifica-se para $P_r = K \frac{1}{f_c^3}$, a qual pertence ao caso de banda estreita. Nota-se que a potência recebida é função da frequência da portadora e da largura de banda.

Embora tenham-se medidos aumentos na ordem de 2.5 dB na potência recebida correspondente aos sinais de banda larga, na prática, isto não traz muita vantagem para o processamento no receptor.

A vantagem de usar sinais de banda larga é bem outra, é a habilidade para combinar construtivamente os efeitos do canal que são restritos a pequenas bandas de frequência, o que permite que o processamento no receptor seja mais eficiente. Quanto maior a largura de banda disponível, melhor.

2.3.1 Característica de desvanecimento de banda larga

Neste item apresentam-se os efeitos em banda básica da rádio - propagação de sinais de banda larga.

O pulso de sinalização banda larga $p(t)$ pode ser expresso como $p(t) = A \frac{\text{sen}(\pi Bt)}{\pi Bt}$ onde A é a amplitude e B é a largura de banda do espectro de frequência correspondente (veja a Fig.2-1). No receptor, m cópias do pulso transmitido são recebidas, afetadas diferentemente por um fator $b_m(t)$, e deslocadas de $t - m/B$. O sinal recebido pode ser

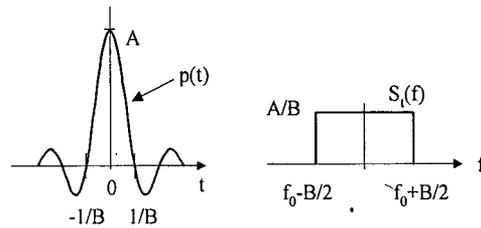


FIGURA 2-1 Um pulso sinc $p(t)$ e seu espectro de banda limitada.

expresso como

$$r(t) = \left(\frac{A}{B}\right) \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m(t) \frac{\text{sen}(\pi B(t - m/B))}{\pi(t - m/B)}, \quad (2.5)$$

onde cada componente especificada por m é conhecida como componente de multipercurso. Naturalmente, na equação (2.5) apenas são importantes as cópias que não estejam muito atenuadas, por isso m assume um número finito de valores. O resultado da soma pode apresentar grandes diferenças nos níveis de potência recebidos. Essas diferenças devem-se principalmente aos atrasos relativos entre as componentes.

2.4 PROPAGAÇÃO POR MULTIPERCURSOS

A propagação de ondas de rádio terrestres com frequências maiores que 30 MHz pode ser modelada segundo as leis da óptica, já que os comprimentos de ondas são pequenos (desprezíveis) quando comparados às dimensões dos objetos existentes no meio de transmissão.

Como os objetos de grande tamanho impedem a passagem das ondas em linha reta, estas são desviadas de seus trajetos retos em correspondência com seus ângulos de incidência. A potência das ondas refletidas é menor devido à reflexão imperfeita com os objetos. Veja a Fig.2-2.

Os objetos menores como os sinais de trânsito, causam outro fenômeno conhecido como espalhamento. Estes são capazes de decompor a onda incidente em outras ondas, as quais propagam-se seguindo diferentes percursos. O sinal de informação que é transportado em cada cópia é essencialmente preservado dos efeitos do canal.

A propagação feita desta forma é chamada de propagação por multipercursos e o

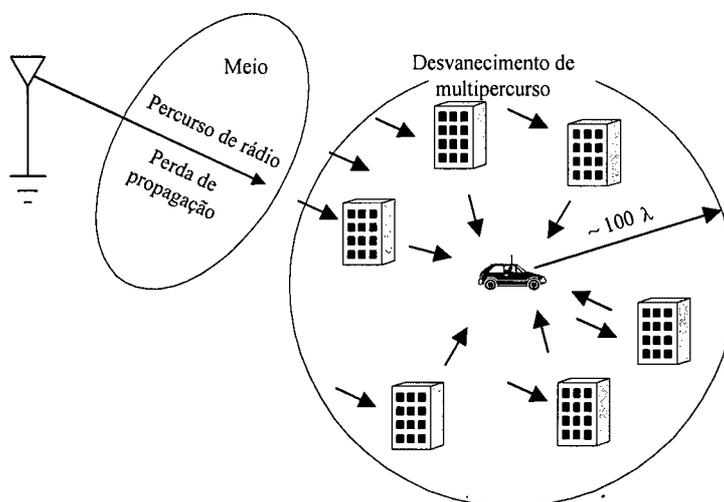


FIGURA 2-2 Um ambiente de perdas de propagação e desvanecimento de multipercurso.

ambiente onde acontece é chamado de ambiente multipercurso.

2.4.1 Superfície de multipercursos

Em princípio, para modelar o ambiente de multipercursos pode-se pensar que na área próxima do transmissor fixo existem pontos de combinação de sinais formando uma superfície de potência de multipercurso $S(d, t)$ variável no tempo, onde d é a posição e t é o tempo.

Em algumas zonas geográficas a combinação pode ser excessivamente desfavorável, de tal maneira que o nível do sinal resultante é extremamente fraco. Tal fenômeno é conhecido como desvanecimento. Essas zonas não mudam sua posição nem a sua extensão a menos que a configuração do ambiente mude, via uma mudança relativa das posições dos objetos presentes. Se o móvel permanece em uma dessas zonas fracas, existe uma alta probabilidade de que a comunicação não seja possível.

A superfície de multipercurso ao ser percorrida pelo receptor gera na sua antena uma seqüência de níveis energéticos cujo comportamento poder-se-ia antecipar. Mas a superfície de multipercurso não passa de uma abstração útil. Na prática, apenas se dispõe do sinal recebido.

A partir de medições é possível caracterizar o comportamento estatístico do sinal recebido. Sabe-se que a envoltória do sinal recebido em banda básica equivalente possui um comportamento aleatório que obedece a uma distribuição *Rayleigh/Rician*. Por extensão, os desvanecimentos podem ser caracterizados da mesma maneira. O tempo que o sinal permanece abaixo de um certo nível de potência é caracterizado pelo parâmetro estatístico \bar{t} , chamado de *duração média dos desvanecimentos*. O valor deste parâmetro depende da extensão da zona fraca e da velocidade com que ela é percorrida. Por exemplo, a duração média dos desvanecimentos caracterizados por uma potência média de 10 dB é dado por $\bar{t} = 0.132 \left(\frac{\lambda}{V} \right)$, onde V [milhas por hora] é a velocidade do móvel e λ é o comprimento de onda. Um segundo parâmetro estatístico é a *taxa de cruzamentos de níveis* \bar{n} , expressa como $\bar{n} = 0.75 \left(\frac{V}{\lambda} \right)$. Este valor depende da distância média que separa as zonas fracas. Com estas medições é possível construir a função de distribuição cumulativa de probabilidades dos desvanecimentos [3].

2.4.2 Deslocamento Doppler

O sentido em que é percorrida a superfície $S(d, t)$ influi na percepção do sinal recebido. Assim, quando o móvel desloca-se ao encontro de uma onda, as oscilações espaciais que esta segue são percebidas antecipadamente pelo móvel. O tempo transcorrido entre cada oscilação é encurtado ou alongado correspondentemente ao sentido do deslocamento, o qual é traduzido em deslocamentos na frequência da onda recebida.

As magnitudes dos deslocamentos de frequências dependem da velocidade do móvel, do ângulo formado entre a direção de deslocamento do móvel e a direção de progressão da onda, e do comprimento de onda.

O fenômeno de encurtamento ou alongamento de ondas desta forma é conhecido como deslocamento *Doppler*. O deslocamento *Doppler* visto no tempo é tecnicamente um tipo de modulação **FM** aleatória exercida sobre a onda portadora.

Uma consequência direta do deslocamento *Doppler* é o aumento na largura de banda do sinal, este fenômeno é chamado de espalhamento *Doppler*. É bom alertar que a largura de banda deve ser entendida como a largura de banda instantânea, já que o conceito de frequência aplicado correntemente, agora, é substituído pelo conceito de frequência

instantânea conforme [4].

2.4.3 Desvanecimentos

O desvanecimento pode afetar diferentemente cada frequência que compõe o espectro (dinâmico) do sinal recebido. Neste caso fala-se que os desvanecimentos são seletivos na frequência. De maneira similar, os desvanecimentos podem apenas acontecer em momentos específicos e não em outros, manifestando com isto seletividade no tempo. Quando nenhum dos efeitos mencionados acontece, pode-se falar que os desvanecimentos são planos nos respectivos domínios.

Quando a potência recebida é medida com intervalos de tempo pequenos, que estejam na ordem do período de símbolo, manifesta-se um comportamento estatístico conforme a distribuição *Rayleigh/Rician* [3]. Quando é medida a média local da potência (geograficamente falando), em intervalos que estejam na ordem do comprimento de onda da portadora, manifesta-se uma distribuição *log-normal* [3]. O primeiro é chamado de desvanecimento de pequena escala e é causado principalmente pela combinação de sinais atrasados do ambiente multipercurso e o segundo é a consequência da existência de grandes obstáculos no meio de transmissão e é chamado de desvanecimento de grande escala, ou sombreamento.

O sombreamento é levado em conta na projeção de sistemas celulares para determinar a localização e as dimensões das células mais adequadas aos propósitos do sistema, mas não é importante para a análise dos algoritmos de recepção, os quais devem ajustar a recepção em tempos muito menores, na escala de símbolo.

Os desvanecimentos não podem ser superados aumentando a potência de transmissão para favorecer uma melhor relação sinal-ruído. Apesar de existirem algumas contramedidas para diminuir seus efeitos, a inevitabilidade das perdas de símbolos devido aos desvanecimentos força o emprego de códigos corretores de erros para garantir a comunicação confiável, a qual representa uma diminuição da taxa de bits. Os desvanecimentos de multipercurso também são responsáveis pelos erros de rajada (*burst error*) que acontecem na transmissão digital e que podem comprometer seriamente o enlace.

2.4.4 Interferência intersimbólica (ISI)

É provável que a soma em (2.5) cause não apenas desvanecimentos mas também uma mistura de símbolos emitidos em diferentes instantes de tempo, a qual é conhecida como interferência intersimbólica (ISI, do inglês: *Intersymbol Interference*). A ISI causa incerteza na estimação do símbolo transmitido e pode ser eliminada com o uso de dispositivos conhecidos como equalizadores ou com outras contramedidas como o uso de filtros formatadores de pulso.

Na seção seguinte serão apresentados vários modelos da resposta ao impulso do CRM.

2.5 RESPOSTA AO IMPULSO DO CRM

O maior interesse desta monografia reside no processamento feito no receptor em banda básica. Por isso a modelagem usada aqui contempla apenas os desvanecimentos na escala de símbolo. O modelo correspondente é chamado de modelo de desvanecimento de pequena escala. Para isso é preciso representar os sinais convenientemente usando a definição de envoltória complexa [5][6], também conhecida como modelo de banda básica equivalente.

Os princípios da representação usando a envoltória complexa são bem simples. O canal real é substituído por outro, onde apenas o efeito da modulação é subtraído e os efeitos do canal real que acontecem devido ao uso da portadora de alta frequência são levados a banda básica.

Portanto, um sinal qualquer $x(t)$ de banda estreita transmitido usando uma portadora tem um equivalente que se relaciona com $x(t)$ por $x(t) = \text{Re}\{c(t) e^{j\omega_c t}\}$, onde $c(t)$ é uma variável complexa chamada de envoltória complexa de $x(t)$ e ω_c é a frequência angular da onda portadora.

Igualmente, um filtro passa - faixas $h(t)$ centrado em ω_c pode ter uma representação em banda básica que se relaciona com $h(t)$ por $h(t) = 2 \text{Re}\{h_b(t) e^{j\omega_c t}\}$, onde $h_b(t)$ é chamada de resposta impulsiva equivalente em banda básica.

Se o sinal $x(t)$ é aplicado na entrada do filtro $h(t)$, a saída será dada por

$$y(t) = x(t) \otimes h(t), \quad (2.6)$$

onde \otimes é o operador de convolução com sinais de banda estreita. Equivalentemente, em banda passante tem-se $y(t) = \text{Re} \{r(t) e^{j\omega_c t}\}$, onde $y(t)$ é o sinal recebido.

A relação equivalente em banda básica é dada por $\frac{1}{2}r(t) = \frac{1}{2}c(t) \otimes \frac{1}{2}h_b(t)$, onde a constante $\frac{1}{2}$ preserva a igualdade de potência em ambas as representações.

Ao se utilizar a representação da envoltória complexa comete-se um erro dado por $\frac{|S_i(2\omega_c)|}{|S_i(0)|}$, onde $S_i(\omega)$ é a densidade espectral de potência de $r(t)$ [4]. Apesar disto, o estudo do CRM é simplificado posto que passa de uma análise em banda passante para uma análise em banda básica. Para poder utilizar esta representação é preciso cumprir com o requisito de que os sinais e dispositivos envolvidos sejam de banda estreita.

2.5.1 Modelo de microondas

Aqui é apresentado um modelo simples, utilizado em sistemas de enlaces de microondas, para ilustrar o desvanecimento plano e o desvanecimento seletivo. Este inclui um percurso direto e um percurso refletido na atmosfera, atrasado em relação ao primeiro. O ambiente é menos severo que o canal CRM porque os extremos da comunicação são fixos e não existe deslocamento *Doppler*. Apesar disso o canal é dinâmico porque a atmosfera pode mudar as suas propriedades de reflexão com as mudanças do clima.

O módulo da função de transferência em banda base equivalente $|H_b(\omega)|$ de um enlace de microondas possui um mínimo em ω_o que depende da propagação atmosférica num momento dado. O modelo de microondas deve servir para aproximar o efeito seletivo do canal na banda de frequências de interesse. Para isso utiliza-se apenas dois parâmetros a e b , os quais devem ser escolhidos para fazer corresponder o modelo com as medições do canal [1].

O modelo é dado por

$$H_b(\omega) = a [1 - be^{-j(\omega-\omega_o)\tau}], \quad (2.7)$$

onde $H_b(\omega)$ é a resposta em frequência em banda básica equivalente, a é o fator de escala que modela o desvanecimento plano, $[1 - be^{-j(\omega-\omega_o)\tau}]$ é o termo de desvanecimento

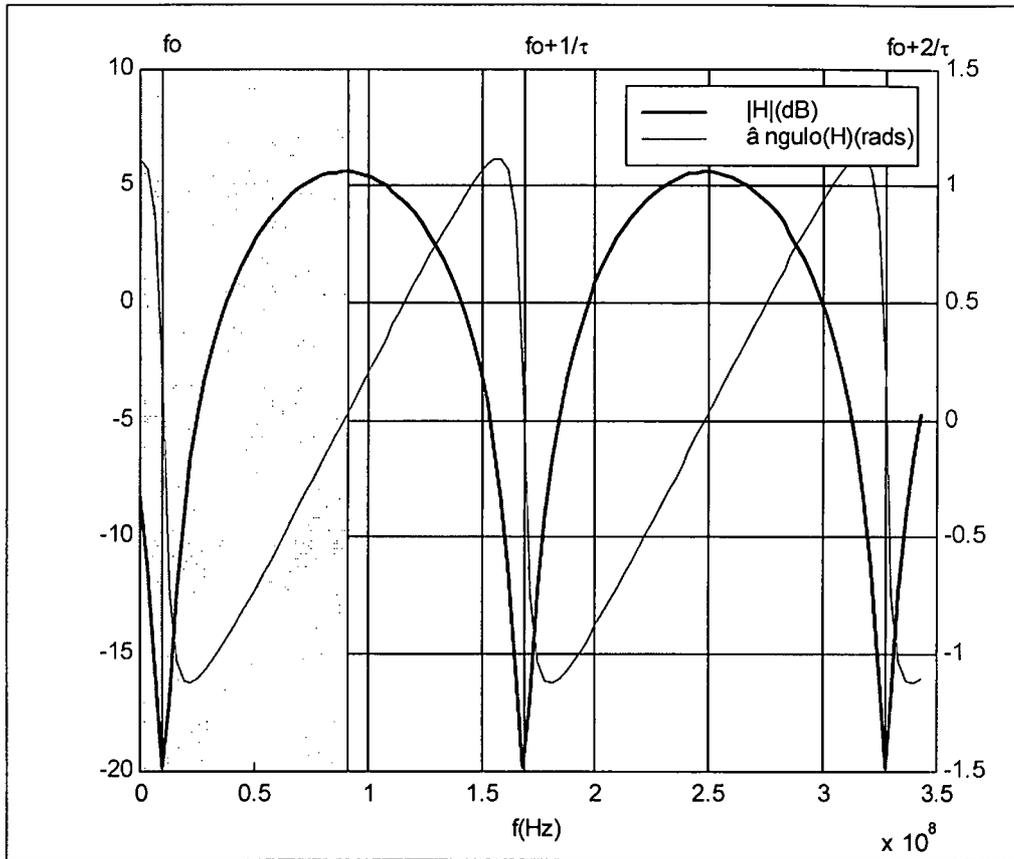


FIGURA 2-3 CRM de microondas para $a=1$, $b=0.9$, $\tau=6.3$ ns e $f_0=10$ MHz. A largura de banda (área sombreada) foi determinada para um sinal de $R_b=140$ Mbps usando um filtro cosseno levantado com excesso de faixa de 30%.

seletivo, τ é o atraso do percurso refletido e ω_o é a frequência de mínimo no espectro. O sinal negativo que afeta b representa uma mudança de fase devida a reflexão.

A resposta ao impulso, depois de aplicada a *Transformada Inversa de Fourier*, fica:

$$h_b(t) = \overbrace{a\delta(t)}^{\text{percurso direto}} - \overbrace{abe^{j\omega_o\tau}\delta(t - \tau)}^{\text{percurso refletido}}. \tag{2.8}$$

Quando é transmitida uma onda portadora contínua sem modulação, por exemplo $x(t) = 2 \cos \omega_c t$, ou seja, $c(t) = 2$, o sinal recebido é expresso por $\frac{1}{2}r(t) = \frac{1}{2}2 \otimes \frac{1}{2}h_b(t)$.

Substituindo $h_b(t)$ pela equação (2.8) obtém-se

$$\frac{1}{2}r(t) = 1 \otimes \frac{1}{2} (a\delta(t) - abe^{j\omega_o\tau}\delta(t - \tau)).$$

Finalmente, o sinal recebido pode ser expresso como

$$r(t) = a - abe^{j\omega_o\tau}. \tag{2.9}$$

O parâmetro a em (2.9) apenas influe na relação sinal-ruído, já que seus efeitos são

percebidos de igual forma em cada percurso, ao estilo de um atenuador.

Na Fig.2-3 é mostrada a resposta em frequência do canal de microondas dada por (2.7). Na figura, a largura de banda do sinal transmitido é destacada com uma cor mais escura. Como pode ser notado, a característica em frequência é seletiva com a maior atenuação em f_0 , onde o módulo da função de transferência possui um valor de $-20 \log(1 - b)$ dB. Se o conteúdo espectral do sinal transmitido inclui este mínimo de amplitude (como é o caso), o sinal sofrerá distorção. Por outro lado, o parâmetro τ determina a periodicidade da característica de frequência e poderá fazer com que sejam incluídos mais picos de atenuação na faixa de transmissão, piorando a distorção potencial.

A característica de fase também possui um comportamento periódico com valores máximos de inclinação na proximidade de f_0 , onde o atraso de grupo vale $-\frac{b\tau}{1-b}$, o que pode causar distorção de fase.

Maiores detalhes no comportamento deste canal podem ser encontrados em [7].

2.5.2 Modelo de dois percursos

Em [8] é apresentado um modelo semelhante ao modelo de microondas, chamado modelo de dois percursos, o qual pode ser aplicado ao ambiente do CRM. Este é dado por:

$$h_b(t) = \overbrace{a_1 e^{j\phi_1} \delta(t)}^{\text{percurso direto}} - \overbrace{a_2 e^{j\phi_2} \delta(t - \tau)}^{\text{percurso refletido}}$$

Onde a_1 e a_2 são variáveis aleatórias independentes com distribuição *Rayleigh*, ϕ_1 e ϕ_2 são variáveis aleatórias independentes uniformemente distribuídas e τ é o atraso entre os dois percursos.

Neste modelo, pode-se obter uma grande variedade de condições de desvanecimento seletivo. Para o caso especial em que $a_1 = 0$ ou $a_2 = 0$ obtém-se desvanecimento plano.

O sinal em banda básica recebido em caso de transmissão apenas da portadora é dado por:

$$c(t) = 2 \tag{2.10}$$

$$\frac{1}{2}r(t) = 1 \otimes \frac{1}{2} (a_1 e^{j\phi_1} \delta(t) - a_2 e^{j\phi_2} \delta(t - \tau))$$

$$r(t) = a_1 e^{j\phi_1} - a_2 e^{j\phi_2}. \tag{2.11}$$

Conforme às conclusões de [9], o modelo é útil apenas para ambientes onde a maior parte

dos atrasos tem valores pequenos, e como por exemplo, os valores que obedecem a função de probabilidade (2.25).

Conforme [8, p. 143] as fases da onda de chegada estão dadas por $\phi_i = 2\pi f_c \tau(t) + \phi_i(t; \tau)$ o que explica a natureza aleatória de ϕ_i como devidas as contribuições do efeito *Doppler*, que faz com que f_c mude dentro de um intervalo limitado pela velocidade do móvel; da natureza não correlacionada dos percursos de propagação, que faz com que $\tau(t)$ possua distribuição aleatória e independente, podendo até ser exponencial conforme (2.25) e da natureza do canal que faz com que $\phi_i(t; \tau)$ mude aleatoriamente. A dedução do comportamento normal para as fases são o resultado da aplicação do teorema do limite central considerando que neste modelo, de dois percursos, estão condensados os efeitos de inúmeros percursos independentes.

Note que quando $\tau_1(t) = 0$ a equação (2.11) é um equivalente aleatório da modelagem de microondas dado por (2.9), onde $a_1 = a; b = ab; \omega_0 \tau = \omega_c \tau + \phi_i(t; \tau)$. Neste caso aparece um nulo como o mostrado na Fig.2-3, posicionado na vizinhança de frequência portadora e que muda de posição aleatoriamente.

2.5.3 Modelo de multipercursos

A resposta ao impulso do **CRM** pode ser vista como uma generalização de (2.8) para N percursos [8, p. 143]. Este modelo tem uma correspondência com a física da propagação: cada um dos percursos que a onda percorre introduz um atraso τ_i , uma defasagem de $\omega_c \tau_i(t) + \phi(t, \tau)$ e uma atenuação de $a_i(t, \tau)$.

A resposta ao impulso em banda básica equivalente é uma caracterização do canal de banda larga e contém toda a informação necessária para simular o canal multipercurso. É dada por:

$$\begin{aligned}
 h_b(t, \tau) &= \overbrace{a_1(t, \tau) e^{j\omega_c \tau_1(t) + \phi(t, \tau)} \delta(\tau - \tau_1(t))}^{\text{percurso 1}} + \dots \\
 &\quad + \overbrace{a_N(t, \tau) e^{j\omega_c \tau_N(t) + \phi(t, \tau)} \delta(\tau - \tau_N(t))}^{\text{percurso N}} \\
 h_b(t, \tau) &= \sum_{i=1}^N a_i(t, \tau) e^{-j\theta_i(t, \tau)} \delta(\tau - \tau_i(t)), \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

onde $h_b(t, \tau)$ é a resposta ao impulso em banda básica equivalente, $\theta_i(t, \tau) =$

$\omega_c \tau_i(t) + \phi(t, \tau)$, $\omega_c \tau_i(t)$ é o deslocamento de fase provocado pela propagação no espaço livre no i - ésimo percurso, $\phi(t, \tau)$ é o deslocamento de fase adicional causado por quaisquer outros efeitos do canal, $a_i(t, \tau)$ é a atenuação real causada pelo i - ésimo percurso e $\tau_i(t)$ é o atraso observado da i - ésima componente em relação ao percurso menos atrasado.

O sinal recebido devido à transmissão da portadora $c(t) = 2$ é dado por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t, \tau) e^{-j\theta_i(t, \tau)}. \quad (2.13)$$

Note que este modelo inclui qualquer combinação possível de atrasos e atenuações, e além do mais, estes são aleatórios, fazendo com que a resposta ao impulso seja diferente para cada instante de tempo t .

O canal é medido em testes fornecendo o perfil de potências, que é dado por

$$|h_b(t, \tau)|^2, \quad (2.14)$$

e definido mais adiante como **perfil de intensidade de multipercurso**.

2.5.4 Aproximação quase - estacionária

Quando o receptor é deslocado em uma área pequena, o meio pode ser considerado invariante no tempo, ou fracamente estacionário, durante um tempo prefixado, o suficientemente extenso para permitir o processamento no receptor. A potência do sinal e as flutuações de $a_i(t, \tau)$ e $\theta_i(t, \tau)$ serão lentas. Então, tem sentido simplificar (2.12) considerando que $a_i(t, \tau) \approx a_i$ e que $\tau_i(t) \approx \tau_i$. Com estas aproximações o modelo é chamado de quase - estacionário [8] e é dado por:

$$h_b(t) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-j\theta_i} \delta(t - \tau_i) \quad (2.15)$$

Note que embora nesta aproximação as flutuações de $a_i(t, \tau)$ sejam mínimas, o mesmo não acontece com $\theta_i(t, \tau)$, o qual muda rapidamente já que uma mudança da distância entre o transmissor e o receptor na ordem de $\frac{1}{f_c}$ é suficiente para causar uma mudança de 2π no ângulo da onda.

Um exemplo de situação quase - estacionária é dada pelo sistema **GSM** (*Global System Mobile*), o qual possui canais **TDMA** com um intervalo de canal (T_{slot}) de

0.577 ms. Não existe um ambiente **CRM** que possa mudar severamente neste tempo. Por outro lado, no sistema **IS - 136** (Interim Standard 136), o canal **TDMA** toma muito mais tempo: 6.66 ms de duração para o T_{slot} , o que torna inviável a aproximação [10], já que esse tempo é suficiente para que o ambiente possa mudar as suas propriedades de multipercursos.

Os modelos de multipercurso apresentados não podem ser usados sem o conhecimento detalhado dos percursos envolvidos no ambiente, ou seja, do conhecimento prévio de cada a_i e τ_i . Quando não se dispõe desses dados é possível ainda caracterizar aproximadamente o **CRM** a partir do comportamento estatístico desses parâmetros. O modelo apresentado a seguir atua desta forma.

2.6 MODELO DE CLARKE

Segundo o modelo de *Clarke* [8], os efeitos estatísticos do canal são devidos aos processos de espalhamento (*scattering*). São N componentes, produtos do espalhamento que chegam ao móvel com fases e direções arbitrárias (uniformemente distribuídas no intervalo $(0, 2\pi]$), mas de igual amplitude média. Neste modelo não são contemplados atrasos relativos entre as ondas incidentes, como acontece nos modelos mostrados nas seções anteriores. Nestas circunstâncias, apenas é possível modelar desvanecimento plano [8, p. 178].

Com a polarização vertical das antenas, a componente vertical do campo elétrico da onda recebida no ambiente do **CRM** é expressa pela equação

$$y(t) \equiv E_z(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n), \quad (2.16)$$

onde $E_z(t)$ é uma variável aleatória real representando a componente vertical do campo elétrico; E_0 é a média local da componente de campo elétrico $E_z(t)$ da onda portadora (constante real); C_n , $n = 1, 2, \dots, N$, são variáveis aleatórias independentes representando a amplitude de cada uma das ondas que contribuem para componente $E_z(t)$. A condição $\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1$ deve ser satisfeita ($\bar{\cdot}$ denota a média de conjunto (*ensemble*)). Por último, θ_n é uma variável aleatória com distribuição uniforme no intervalo $(0, 2\pi]$ representando os ângulos da n -ésima onda: $\theta_n = 2\pi f_n t + \phi_n$, onde ϕ_n é a fase de chegada da n -ésima onda e f_n é o deslocamento *Doppler* ($f_n = 2\pi \frac{V}{\lambda} \cos \alpha_n$), onde α_n é o ângulo formado entre

a direção de chegada da n - ésima onda e a direção de deslocamento do móvel.

Se os processos aleatórios formados por $T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_n t + \phi_n)$ e $T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n)$ possuem um espectro limitado a $[0, \omega_{\max}]$, onde ω_{\max} é uma frequência suficientemente pequena ($\omega_{\max} \ll \omega_c$), estes podem ser considerados processos passa-baixas e, conseqüentemente, $E_z(t) = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t)$ pode ser considerado um processo passa-faixas.

A largura de banda de $T_c(t)$ e $T_s(t)$ está limitada pela normalização da amplitude de C_n ($\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1$) e o máximo deslocamento de frequência causado pelo efeito *Doppler*. Então, conforme a definição de largura de banda instantânea dada em [4], os processos $T_c(t)$ e $T_s(t)$ são processos passa - baixas se

$$f_m \ll f_c$$

e

$$\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1,$$

onde $f_m = \frac{V}{\lambda}$ [Hz] é o máximo deslocamento *Doppler*.

Por outro lado, conforme a inequação de *Tchebycheff* [5], que garante que a variância de um conjunto de variáveis aleatórias independentes diminua com o aumento do número delas, e conforme o *Teorema do Limite Central*, que estabelece que a densidade de probabilidade conjunta ficará concentrada em torno da sua média e será próxima de uma densidade de probabilidade Gaussiana, independentemente das funções de densidade de probabilidade de cada uma das variáveis componentes [5], $T_c(t)$ e $T_s(t)$, além de serem processos passa-baixas, são processos Gaussianos com média nula e variância reduzida se o valor de N é suficientemente grande.

$E_z(t)$, sendo conseqüência da soma de dois processos Gaussianos, também é um processo Gaussiano (de média nula). As variâncias são dadas por $\overline{T_c^2(t)} = \overline{T_s^2(t)} = \overline{|E_z|^2} = E_0^2/2$. A envoltória complexa de $y(t)$ é dada por

$$\begin{aligned} F(t) &= T_s(t) + jT_c(t) = r(t) e^{j\varphi(t)}, \\ r(t) &= \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)}, \quad r > 0, \\ \varphi(t) &= \tan^{-1} \left(\frac{T_c(t)}{T_s(t)} \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

A seguinte relação permite encontrar o sinal em banda passante a partir do sinal de

envoltória complexa:

$$\begin{aligned} y(t) &= \operatorname{Re} \{ F(t) e^{j\omega_c t} \} \\ &= \operatorname{Re} \{ r(t) e^{j\varphi(t)} e^{j\omega_c t} \} \\ &= r(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \end{aligned}$$

$r(t)$ é uma variável aleatória com distribuição *Rayleigh* dada por

$$f_{r(t)}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (2.18)$$

onde $\sigma^2 = E_0^2/2$ e $\varphi(t)$ possui distribuição uniforme entre $(0, 2\pi]$ conforme [4].

Se existe uma linha de visada entre o transmissor e o receptor, a distribuição de $r(t)$ passa a ser dada por

$$f_{r(t)}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + \eta^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r\eta}{\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (2.19)$$

onde $f_{r(t)}(r)$ é a função de densidade de probabilidade *Rician*, η é uma constante e

$I_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n}}{2^{2n}(n!)^2}$ é a função *Bessel* modificada de ordem zero.

O modelo de *Clarke* precisa apenas do conhecimento das estatísticas *Rayleigh/Rician* para sua aplicação. As estatísticas podem ser adquiridas através das medições das taxas de cruzamento de níveis e da duração média entre desvanecimentos conforme [3].

O modelo de *Clarke* é um ganho multiplicativo que deve ser aplicado ao sinal em banda base para que a envoltória e o ângulo da envoltória complexa adquiram as estatísticas necessárias.

Assim, a resposta ao impulso neste caso fica especificada pelos valores de uma variável aleatória complexa com envoltória *Rayleigh/Rician* e ângulo uniforme, o que pode ser expresso por:

$$h_b(t) = \beta(t) c(t), \quad (2.20)$$

onde $\beta(t)$ é um processo complexo, estocástico e Gaussiano com envoltória *Rayleigh/Rician* e ângulo uniforme.

Este modelo deve ser complementado com os efeitos da correlação temporal causado pelo efeito *Doppler*. Para isso foi criado o modelo de *Gans*.

2.7 ANÁLISE ESPECTRAL DO CRM: MODELO DE GANS

O CRM possui características de não estacionariedade que impedem a obtenção do espectro via a *Transformada de Fourier*. Mas, pelo menos uma estimação da largura de banda pode ser obtida rapidamente aplicando o conceito de frequência instantânea [4].

Dependendo da fonte, a largura de banda do sinal é composta pelas contribuições dos processos modulação de frequência (**FM**) e modulação de amplitude (**AM**) exercidos pelo canal. Para deslocamentos pequenos do receptor móvel a modulação **AM** é desprezível, então, apenas a modulação **FM** passa a ser importante na análise da largura de banda e do canal em geral.

Por exemplo, uma componente de multipercurso que sofreu os efeitos do deslocamento *Doppler* (um tipo de modulação **FM**) pode ter a quantidade suficiente de frequências para permitir a mudança rápida do seus valores no tempo abrindo a possibilidade de desvanecimentos rápidos. Caso contrário, a componente apenas pode mudar lentamente seus valores, como se algum tipo de inércia impedisse uma maior velocidade de mudança, e por isso estes (os valores) podem chegar misturados com os valores das outras componentes numa forma que impede os desvanecimentos rápidos.

Em [8, p. 179-181] é citado o modelo de análise espectral de *Gans* que foi feito para complementar o modelo de *Clarke*. Este considera o efeito de modulação **FM** decorrente do efeito *Doppler*. Aqui se supõe que existe distribuição uniforme no ângulo que formam as ondas ao chegar ao receptor, chamados de ângulos de chegada.

O espectro é obtido realizando uma transformação da variável ângulo de chegada para a variável frequência, usando a formulação do efeito *Doppler* que relaciona as duas variáveis. A equação aqui apresentada corresponde a uma antena $\frac{\lambda}{4}$ sem diretividade e ganho em relação à antena isotrópica de 1.5. A função de densidade espectral de potência é dada por:

$$S_y(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}}, \quad (2.21)$$

onde f_m é o deslocamento máximo *Doppler* [Hz] e f_c é a frequência da portadora [Hz]. O espectro é limitado ao intervalo $[f_c - f_m, f_c + f_m]$ e possui forma de U centrada em f_c .

Por outro lado, o espectro em banda básica equivalente, após a detecção por

envoltória, é dado por

$$S_r(f) = \frac{1}{8\pi f_m} K \left(\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2f_m} f \right)^2} \right), \quad (2.22)$$

onde $K(x) = \int \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)(1-k^2x^2)}} dx$ é a integral elíptica completa de primeira ordem com $k = 1$, onde $x = \frac{1}{2f_m} f$. Seus valores podem ser achados em forma de tabelas [11] ou usando métodos numéricos.

A equação (2.22) é uma curva que decresce monotonicamente até a frequência de corte em $f = 2f_m$ onde possui uma queda abrupta. A descida total em $f = 2f_m$ é de $8dB$. Como o espectro é seletivo apenas no intervalo $[0, 2f_m]$ o canal não causa prejuízo nos sinais com conteúdo espectral maior que $2f_m$. Então, sinais de áudio $[300Hz, 3.4kHz]$ não são afetados. Por exemplo: considere uma portadora em $1GHz$, recebida num receptor que se desloca a uma velocidade de 105 km/h . Neste caso $2f_m = 176 \text{ Hz}$ e em consequência o espectro de áudio não é seriamente afetado.

Por outro lado, as comunicações de dados podem ser afetadas se o espectro é concentrado nas frequências baixas, o qual pode ser evitado usando uma codificação de linha adequada.

2.7.1 Diversidade e resolução de multipercursos

Alguns receptores podem ser projetados para recuperar informações diversas de diferentes percursos. Para que isto seja possível é preciso que os diferentes percursos possam ser processados independentemente.

Quando os intervalos de atraso são muito pequenos em comparação ao intervalo de amostragem, o processo de amostragem realizado no receptor não poderá discriminar entre as contribuições de cada uma das componentes de multipercurso. Isto porque as componentes recebidas estão transportando o mesmo intervalo de símbolo simultaneamente, mesmo com pequenas diferenças de atraso. Então é difícil tirar proveito da existência de mais de um multipercurso quando não é possível isolar os efeitos individuais de cada um deles. Neste caso o desvanecimento é plano e os multipercursos são considerados como não resolvíveis, como no modelo de *Clarke* (2.17).

Na condição contrária, sempre será possível isolar os efeitos de cada multipercurso

usando várias estratégias. Por exemplo, aproveitando que o mesmo intervalo de símbolo estará presente com diferentes atrasos e que formará parte de diferentes amostras. Assim, será possível combinar as suas diferentes versões para obter uma cópia mais resistente ao desvanecimento. Esta estratégia é chamada de *diversidade*.

Em geral, pode ser que alguns multipercursos possam ser resolvidos e outros não. A capacidade de resolução de multipercursos mostra a dependência com o espalhamento *Doppler*, a taxa de bits, a taxa de amostragem e a distribuição dos valores dos atrasos. Destes fatores, dois correspondem ao canal: O espalhamento *Doppler* e a distribuição dos atrasos; e dois correspondem a variáveis de projeto que podem ser controladas *a priori*: a taxa de bits e a taxa de amostragem.

Por outro lado, o modelo de *Clarke* não distingue nenhum percurso de outro e portanto não permite a modelagem de um receptor para aproveitar a diversidade. No entanto nada impede o emprego de um modelo de canal mais geral onde o modelo de *Clarke* possa ser usado para caracterizar, digamos, cada multipercurso resolvível como um sub-canal, que por sua vez seja composto de multipercursos não resolvíveis.

Neste caso os multipercursos que chegam seguindo trajetórias semelhantes são candidatos para serem modelados formando grupos ou sub-canais, já que chegarão com pouco tempo de atraso ao receptor o que os impedirá de serem resolvidos eficientemente. Em [8] é apresentado este modelo.

2.8 PARÂMETROS DO CRM

Até aqui a descrição do **CRM** tem seguido o caminho trilhado que se segue ao analisar um canal qualquer. No entanto, chegou-se ao ponto onde o comportamento dinâmico do **CRM** deve ser adequadamente apresentado para diferentes ambientes de propagação. Para isso é preciso classificar o **CRM** conforme aos parâmetros apresentados a seguir.

2.8.1 Perfil de intensidade de multipercurso

Para um canal **CRM** em banda básica equivalente quase - estacionário pode-se definir uma função de autocorrelação dada por:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [h_b^*(\tau_1; t) h_b(\tau_2; t + \Delta t)]. \quad (2.23)$$

Quando não existe correlação entre os parâmetros $a_i(t, \tau)$ e $\theta_i(t, \tau)$ de diferentes percursos (2.23) fica

$$\frac{1}{2} E [h_b^*(\tau_1; t) h_b(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2).$$

Para $\Delta t = 0$ a autocorrelação

$$\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau) \quad (2.24)$$

mede a potência média como função do atraso τ e é chamado de **espectro de potência de atrasos** ou **perfil de intensidade multipercurso**.

2.8.2 Distribuição de atrasos e espalhamento de multipercurso

O intervalo de valores de τ para os quais $\phi_c(\tau)$ toma valores significativos é chamado de **espalhamento de multipercursos** do canal ou **espalhamento médio de atrasos** T_m , e é dado por $T_m = \sqrt{\int_0^\infty t^2 |h_b(t)| dt - (\int_0^\infty t |h_b(t)| dt)^2}$. O espalhamento de atraso dá uma medida da extensão temporal de $|h_b(t)|$, a partir da distribuição estatística dos valores dos atrasos, mas incorporando as atenuações de percurso e a resposta ao impulso de cada percurso.

No **CRM**, a resposta $|h_b(t)|$ é uma curva que se estende no eixo temporal até um valor de atraso máximo. $|h_b(t)|$ possuirá maiores amplitudes na zona do eixo onde os atrasos correspondam a grupos de componentes de percursos chegando mais frequentemente. Correspondentemente, menores amplitudes serão observadas nos pontos que correspondem aos percursos menos frequentes.

Experimentalmente tem-se comprovado que os percursos mais atrasados também sofrem maior atenuação o qual favorece menores amplitudes em atraso maiores. As componentes de percursos mais atrasadas são aquelas que tiveram que contornar maior quantidade de obstáculos, que por um lado causam maior atenuação e por outro desviam muito as trajetórias com relação à linha reta, o que por sua vez alonga as trajetórias e aumenta o tempo de trajeto.

A distribuição estatística dos valores dos atrasos é específica para cada ambiente de **CRM**. Por exemplo, em [3] é mostrada uma distribuição de atrasos (τ) dada por:

$$p(\tau_i) = \frac{1}{T_m} e^{-\frac{\tau_i}{T_m}}, \quad (2.25)$$

onde $p(\tau_i)$ é a probabilidade de se achar uma componente multipercorso chegando com atraso τ_i .

Nem sempre é possível assumir uma distribuição de probabilidade para englobar os valores dos atrasos. Às vezes, apenas se pode contar com o **perfil de intensidade de multipercursos** (2.24), que contém uma informação equivalente. Em [8] é mostrado um método para calcular T_m a partir do **perfil de intensidade multipercursos**.

Os valores de T_m típicos para áreas suburbanas são de $0.5 \mu s$ e nas áreas urbanas de $3 \mu s$. Em [3] e [10] podem ser encontrados outros valores.

Na Fig.2-4 é possível observar a localização dos objetos espalhadores. Os espalhadores que estão dentro de uma circunferência de raio $\sim 100\lambda$ na zona ao redor do móvel, são chamados de *espalhadores locais*. Estes são os principais responsáveis pelos desvanecimentos de pequena escala e do espalhamento de 360° no ângulo de chegada das componentes de multipercorso, como suposto no modelo de Clarke.

Por outro lado, a concentração maior dos espalhadores locais explica a predominância dos valores pequenos de atraso em relação aos atrasos maiores conforme o modelo de distribuição de atrasos (2.25). Note que os atrasos maiores são causados pela reflexão devida às edificações altas e montanhas na região distante.

2.8.3 Função de autocorrelação de separação de tempo-separação de frequência

Voltando aos parâmetros do **CRM**, pode-se definir uma *Transformada de Fourier* de $h_b(t, \tau)$ em relação aos atrasos: $H(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_b(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$, que preserva as estatísticas temporais de $h_b(t, \tau)$ no novo domínio da frequência. Então, $H(f; t)$ é um processo Gaussiano complexo de média nula quando o modelo de *Clarke* é usado, o qual permite definir uma nova função de correlação dada por

$$\phi_C(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [H_b^*(f_1; t) H_b(f_2; t + \Delta t)] \equiv \phi_C(\Delta f; \Delta t), \quad (2.26)$$

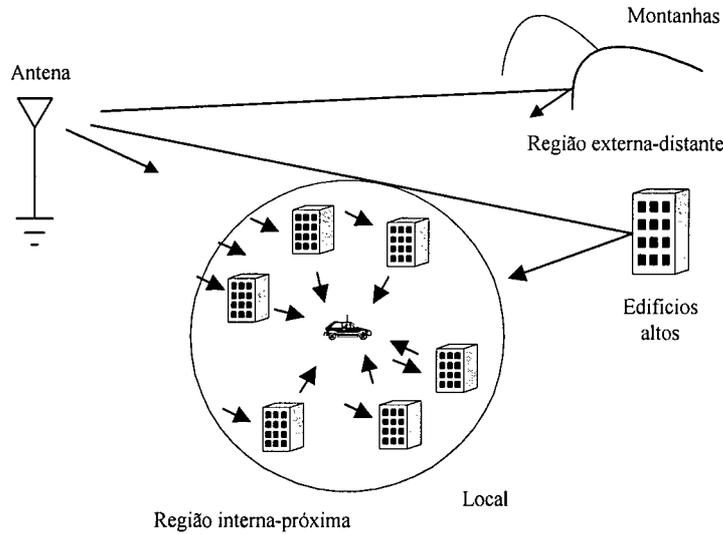


FIGURA 2-4 Distribuição dos objetos espalhadores no CRM.

onde $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ é chamada de função de autocorrelação para separação de tempo - separação de frequência.

2.8.4 Largura de banda de coerência

A relação entre as duas funções de correlação (2.24) e (2.26) é dada por $\phi_C(\Delta f; \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1$. Esta função une dois domínios: o do tempo e o da frequência permitindo que o **espalhamento de atrasos** tenha um equivalente recíproco que é uma medida da largura de banda do canal e é dado pela relação [12]

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.27}$$

onde $(\Delta f)_c$ é chamado de **largura de banda de coerência** do canal.

2.8.5 Tempo de coerência

Um último parâmetro pode ser a partir da função de autocorrelação de separação de tempo-separação de frequência em (2.26). Note que, tomando uma segunda *Transformada de Fourier* obtém-se $S_C(\Delta f; f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t$ onde $S_C(\Delta f; f_d)$

forma um par *Transformada de Fourier* com $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$, f_d é frequência *Doppler*.

Quando $\Delta f = 0$ obtem-se $S_C(0; f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta t) e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t$, onde $S_C(f_d) \equiv S_C(0; f_d)$ é o espectro de densidade de potência *Doppler* do CRM. Note que quando o canal é invariante no tempo $\phi_C(\Delta t) = 1$ e o espectro é reduzido ao *delta de Dirac*: $S_C(f_d) = \delta(f_d)$. Então, o espalhamento *Doppler* é reduzido a zero.

O intervalo de valores de f_d para os quais $S_C(f_d)$ não é zero é chamado de espalhamento *Doppler* (B_d). O recíproco de B_d é uma medida do **tempo de coerência** do canal, dado por

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d}. \quad (2.28)$$

Quando o receptor desloca-se mais rapidamente, o espalhamento *Doppler* aumenta acrescentando o conteúdo espectral do sinal recebido e abrindo a possibilidade para que desvanecimentos não correlacionados no tempo tenham lugar mais frequentemente.

2.8.6 Função de espalhamento

Uma última relação de Fourier é dada por $S(\tau; f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t$, onde $S(\tau; f_d)$ é a **função de espalhamento** do canal, que proporciona medidas da potência média de saída como função do atraso τ e do deslocamento *Doppler* f_d . Esta relação junto às outras apresentadas nesta seção são de grande utilidade nos sistemas de detecção de alvos via radar, para os quais foram originalmente pensadas. Embora a partir das distribuições tempo-freqüência e espaço-freqüência seja possível a detecção dos sinais, estas não são utilizadas diretamente no sistema celular, devido à alta complexidade computacional envolvida na sua obtenção.

2.8.7 Uso dos parâmetros

Os parâmetros aqui apresentados são utilizados na etapa de projeto de receptores para o CRM. É interessante saber, por exemplo, em que condição pode-se receber um sinal sem ISI. Sob esta condição os intervalos de símbolos correspondentes a bits diferentes não devem chegar misturados no receptor. Isto só acontece se $T_s > 2T_m$, onde T_s é o período de

TABELA 2-1 Relação entre os parâmetros do CRM e do sinal transmitido.

Condição	Efeito
$BW \gg B_c$	efeitos do espalhamento Doppler desprezíveis canal plano no tempo (ou com desvanecimento lento)
$BW \ll B_c$	efeitos do espalhamento Doppler significantes canal seletivo no tempo (com desvanecimento rápido)
$BW \gg (\Delta f)_c$	canal seletivo na frequência: distorção no tempo significativa
$BW \ll (\Delta f)_c$	canal plano na frequência: distorção no tempo desprezível
$T_s \gg T_m$	canal plano na frequência: ISI desprezível: sinal banda estreita
$T_s \ll T_m$	canal seletivo na frequência: ISI significante: sinal banda larga
$T_s \gg (\Delta t)_c$	canal seletivo no tempo (com desvanecimento rápido)
$T_s \ll (\Delta t)_c$	canal plano no tempo (ou com desvanecimento lento)
$T_{slot} \gg (\Delta t)_c$	canal estável (com desvanecimento lento)
$T_{slot} \ll (\Delta t)_c$	canal instável (com desvanecimento rápido)

símbolo.

A condição anterior pode ser cumprida na prática em alguns sistemas. Por exemplo: o sistema **GSM** possui um período de símbolo de $T_s = 3.7 \mu s$ correspondente a uma taxa de dados de $R_b = 1/3.7 \mu s = 270 Kbps$. Quando é operado em ambientes de pico-células, onde o espalhamento de atrasos, T_m , é da ordem de $0.1 \mu s$, não ocorre **ISI**, visto que $R_b = 0.270 Kbps < 1/T_m = 10Mbps$.

Este mesmo sistema quando operado num ambiente montanhoso, onde o espalhamento de atrasos é maior: $T_m = 20 \mu s$, deve lidar com a **ISI**. Neste caso, verifica-se que $R_b = 0.270 Mbps \not< 1/T_m = 50 Kbps$.

Por outro lado, o sistema **IS - 136**, que possui um período de símbolo de $41.6 \mu s$, fica livre de **ISI** nos ambientes mencionados.

A Tab. 2-1 mostra o uso dos parâmetros na predição dos comportamentos típicos do CRM.

2.9 DESEMPENHO DO CRM

A caracterização do CRM será terminada com uma medida do seu desempenho. Para isto serão analisadas abordagens de detecção ótima no sentido da minimização da probabilidade de erro.

As abordagens analíticas para medir o desempenho podem ser muito particulares à situação de cada canal. Aqui preferimos a análise encontrada em [13], devido ao seu caráter

geral e à elegância da apresentação no contexto da detecção de sinais. A detecção ótima coloca limites superiores de desempenho que funcionam como metas a serem atingidas na prática e que servem também para revelar relações importantes na detecção.

O problema fundamental da detecção de sinais tem a ver com a determinação de uma relação chamada de *relação de verossimilhança* na presença de ruído. O tipo de ruído utilizado para a análise é o ruído Gaussiano branco. A escolha deste para a análise no lugar do ruído colorido tem-se justificada porque deixa de fora os detalhes não relevantes para a engenharia e simplifica o tratamento matemático [13].

O mecanismo da detecção é a escolha dentre várias hipóteses sobre qual foi o símbolo transmitido. A escolha é baseada principalmente na observação da saída do canal e do conhecimento disponível *a priori* sobre o sinal recebido e/ou de algumas estatísticas. Por exemplo: um sistema que utiliza dois símbolos limita a escolha a apenas duas hipóteses, H_0 e H_1 , dadas por [14]:

$$H_0 : y(t) = n(t), 0 \leq t \leq T_s$$

$$H_1 : y(t) = m(t) + n(t), 0 \leq t \leq T_s,$$

onde $y(t)$ é o sinal recebido em um CRM como em (2.6), contendo agora ruído tal que $y(t) = \overbrace{x(t) \otimes h(t)}^{m(t)} + n(t)$, T_s é a duração do símbolo, $n(t)$ é ruído branco Gaussiano de média zero ($\mathcal{E}\{n(t)\} = 0$) e independente de $y(t)$ ($\mathcal{E}\{n(t)y(t)\} = \delta(t-s)$).

São tratados três casos na literatura de detecção de sinais, para os quais $m(t)$ pode ser:

1. um sinal completamente conhecido no receptor, ou
2. um sinal conhecido exceto por alguns poucos parâmetros, ou
3. um sinal sobre o qual se sabe apenas que é um processo estocástico.

2.9.1 Sinal conhecido a exceção de alguns parâmetros

Existe uma formulação analítica para o canal *Rayleigh* (o mesmo canal modelado por *Clarke*), partindo do ponto 2; ou seja, o sinal é conhecido exceto por alguns poucos parâmetros. Note que ao se assumir o modelo de *Clarke*, está se restringindo a análise ao

desvanecimento plano, como também a sinais e canais de banda estreita que admitem a representação de envoltória complexa. O teste de hipóteses deve ser modificado a fim de refletir a dependência nas estatísticas conhecidas *a priori* [13].

$$H_0 : y(t) = n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s,$$

$$H_1 : y(t) = m(t; \theta) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s.$$

A relação de verossimilhança pode ser apresentada por [13]

$$L(T_s) = \int e^{\int_0^{T_s} m(t; \theta) y(t) dt - \frac{1}{2} \int_0^{T_s} m^2(t; \theta) dt} p(\theta) d\theta, \quad (2.29)$$

onde θ é um parâmetro cujo valor é desconhecido e $p(\theta)$ é a densidade de probabilidade de θ , conhecida no receptor.

No modelo de *Clarke*, o parâmetro cujo valor é desconhecido é o ângulo da portadora $m(t; \theta) = A(t) \cos(\omega_c t + \theta + \phi(t))$. Mas é conhecido que θ possui distribuição de probabilidades uniforme. $m(t; \theta)$ pode ser apresentada usando a envoltória complexa como:

$$\begin{aligned} m(t; \theta) &= \operatorname{Re} \{ F(t) e^{j\omega_c t} \} \\ &= \operatorname{Re} \{ r(t) e^{j\varphi(t)} e^{j\omega_c t} \} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Também pode ser apresentada como a combinação de componentes em fase e em quadratura $\{X(t); Y(t)\}$ como:

$$m(t; \theta) = A(t) \cos(\theta + \phi(t)) \cos \omega_c t - A(t) \sin(\theta + \phi(t)) \sin \omega_c t,$$

$$m(t; \theta) = X(t) \cos \omega_c t - Y(t) \sin \omega_c t,$$

$$X(t) = A(t) \cos(\theta + \phi(t)); \quad Y(t) = A(t) \sin(\theta + \phi(t)),$$

onde as relações entre ambas as representações são dadas por:

$$F(t) = X(t) + jY(t) = r(t) e^{j\varphi(t)} = A(t) e^{j(\theta + \phi(t))},$$

$$r(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} = A(t), \quad r > 0,$$

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{Y(t)}{X(t)} \right) = \theta + \phi(t)$$

Sob a suposição de banda estreita ($X(t)$ e $Y(t)$ mudam muito lentamente quando comparados com $\cos(\omega_c t)$) a relação de verossimilhança fica convertida em:

$$L(T_s) = e^{-E/2I_0 (\sqrt{V_c^2(T_s) + V_s^2(T_s)})},$$

onde

$$E = \int_0^{T_s} m^2(t, \theta) dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_s} A^2(t) dt,$$

$$V_c(T_s) = \int_0^{T_s} A \cos(\omega_c t + \phi(t)) y(t) dt,$$

$$V_s(T_s) = \int_0^{T_s} A \sin(\omega_c t + \phi(t)) y(t) dt,$$

e $I_0(x)$ é a função de *Bessel* de ordem zero modificada.

Para calcular a relação de verossimilhança pode-se empregar um filtro casado com o sinal de banda estreita $A \cos(\omega_c t + \phi(t))$. A envoltória da saída deste filtro amostrada no instante $t = T_s$ proporciona a estatística necessária para o cálculo da relação de verossimilhança: $\sqrt{V_c^2(T_s) + V_s^2(T_s)}$ [13].

Este método de detecção também pode-se aplicar para o caso quase-estacionário, o qual pode ser definido pelas componentes em quadratura $\{A \cos(\phi(t)), A \sin(\phi(t))\}$, as quais mudam tão lentamente que podem ser consideradas como constantes no intervalo $[0, T_s]$.

2.9.2 Detecção de um sinal Gaussiano com covariância conhecida

Considere, agora, a situação na qual sabe-se apenas que o sinal transmitido é um processo estocástico.

A suposição de que os sinais nas comunicações se comportam como processos estocásticos é considerada por *Shannon*, quando ele afirma [15]:

“O aspecto mais importante da comunicação segundo o ponto de vista da engenharia é que a mensagem atual é uma escolha dentre um conjunto de mensagens possíveis. [...] Uma fonte de informação discreta gera a mensagem símbolo por símbolo, escolhendo símbolos sucessivos decorrentes de algumas probabilidades que dependem, em geral, tanto das escolhas precedentes quanto das probabilidades de símbolos particulares. Um sistema físico, ou um modelo matemático de um sistema que produz tais seqüências é conhecido como processo estocástico. Inversamente, qualquer processo estocástico que produz uma seqüência discreta de símbolos escolhidos dentre um conjunto finito pode ser considerado uma fonte discreta”.

Agora, a escolha entre duas hipóteses, H_0 e H_1 é dada por:

$$H_0 : y(t) = n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s,$$

$$H_1 : y(t) = m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s,$$

onde $m(t)$ é um processo Gaussiano com média zero, independente do ruído e com função de covariância K conhecida, a que pode ser formalmente expressa por:

$$\mathcal{E} \{m(t) n(s)\} \equiv 0, \quad (2.31a)$$

$$\mathcal{E} \{m(t) m(s)\} = K(t, s), \quad (2.31b)$$

Sob as suposições adicionais de que $K(t, s)$ é contínua em t e em s (s : instante de tempo diferente de t), e de que $\int_0^{T_s} K(t, t) dt < \infty$, a relação de verossimilhança fica [13]

$$L(T_s) = e^{-\frac{1}{2} \int_0^{T_s} \mathcal{E}\{\hat{m}^2(t)\} + \int_0^{T_s} \mathcal{E}\{\hat{m}^2(t)\} y(t) - \frac{1}{2} \int_0^{T_s} \mathcal{E}\{\hat{m}^2(t)\}}, \quad (2.32)$$

onde $\hat{m}(t)$ é uma estimativa de $m(t)$ no sentido **MMSE** (do inglês: *Minimum Mean Squared Error*, Mínimo Erro Quadrático Médio) obtida no receptor.

Se em vez de tomar como suposição de partida o ponto 3, se tomar o ponto 1, no qual o sinal $m(t)$ é completamente conhecido no receptor, a formulação correspondente é dada por $L(T_s) = e^{\int_0^{T_s} m(t)y(t)dt - \frac{1}{2} \int_0^{T_s} m^2(t)dt}$. Note que ambas as expressões são equivalentes se o sinal $m(t)$ é substituído pela sua estimativa de mínimos quadrados médios: $\mathcal{E}\{\hat{m}^2(t)\}$.

A recepção ótima desta maneira permite o uso de dispositivos mais simples que o filtro casado, chamados de estimadores-correlacionadores. A solução com estimadores-correlacionadores é geral, porque apenas precisa-se do conhecimento das estatísticas de segunda ordem ou da covariância, e não de algum parâmetro específico do sinal. Isto permite a sua utilização para diferentes tipos de sinais. Por exemplo, no receptor *RAKE*¹ um filtro de banda estreita de largura semelhante à do sinal de interesse é usado para achar uma estimativa no sentido dos mínimos quadrados. Apesar de grosseiras, estas estimativas são suficientes para atingir um desempenho adequado no ambiente multipercurso [13].

Naturalmente, o desempenho do receptor ótimo não é tão ótimo se as estimativas são ruins, por isso existe um compromisso entre a complexidade dos estimadores e a probabilidade de erro atingida.

2.9.3 Probabilidade de erro

A relação de verossimilhança é aproximada porque depende das estimativas. A probabilidade de erro não pode ser constante, por este motivo, e também porque a relação sinal-ruído é variante no tempo devido à presença de desvanecimentos. Então, é apenas possível utilizar um valor médio dado por

$$\langle P_e \rangle = \int_0^\infty P_e p(\gamma) d\gamma, \quad (2.33)$$

onde $\langle P_e \rangle$ é a probabilidade média de erro; P_e é a probabilidade de erro calculada conforme

¹ Receptor projetado por *Price e Green* em 1958 para comunicação resistente à propagação multipercurso e interferentes intencionais.

os métodos tradicionais de comunicações digitais, que podem ser achados em [12][16][3][8], $p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}$ é a função de densidade de probabilidade da envoltória complexa r , onde $\gamma = S/N$ é a relação sinal-ruído e $\Gamma = \langle S/N \rangle$ é a expectância da relação sinal-ruído a qual tende a ser igual à relação portadora/ruído ($\Gamma \rightarrow C/N$). Quando o ruído é desprezível, $\Gamma \gg 1$ e a probabilidade de erro satisfaz a relação $\langle P_e \rangle \propto \frac{1}{\Gamma}$. Em [3] e [8] são apresentados alguns resultados de desempenho para o **CRM Rayleigh** com desvanecimento lento e plano para diferentes modulações de ângulo. Em [8] é demonstrado, com simulações, que a probabilidade de erro decai mais lentamente no **CRM Rayleigh** do que no **CRM Gaussiano**. A queda no segundo ambiente é exponencial com o aumento da relação sinal-ruído média, enquanto que no primeiro, a queda é linear com o aumento da relação sinal-ruído média.

No **CRM** são conhecidas outras influências na probabilidade média do erro, além dos efeitos do desvanecimento.

Em [3] a probabilidade de erro obtida de simulações é dada por

$$P_e \begin{cases} P_{e_1} + P_{e_2} & R_b < R_{r_{fm}} \\ P_{e_1} & R_{r_{fm}} < R_b < R_{\Delta} \\ P_{e_1} + P_{e_3} & R_b > R_{\Delta} \end{cases}, \quad (2.34)$$

onde P_{e_1} é a contribuição na probabilidade de erro devido ao desvanecimento, P_{e_2} é a contribuição na probabilidade de erro devido à modulação **FM** aleatória (causada pelo efeito *Doppler*), P_{e_3} é a contribuição devido ao desvanecimento seletivo na frequência, $R_{r_{fm}}$ é um valor de taxa de símbolo devido ao qual acontece o efeito *Doppler* e R_{Δ} é um valor de taxa de símbolo acima do qual acontece interferência intersimbólica.

O erro devido ao desvanecimento seletivo em frequência (P_{e_3}) permanece sempre, e é independente da taxa de transmissão de informação usada. Este é conhecido como o erro irreduzível do **CRM**. O erro irreduzível significa que, apesar da probabilidade média do erro diminuir com o aumento do nível médio do sinal, chega-se a um momento no qual um aumento posterior não traz consigo a melhora esperada na probabilidade de erro.

Os parâmetros do **CRM**, veja Tab. 2-1, podem ser aplicados aqui para prever qual será a composição da probabilidade de erro.

2.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as principais características do **CRM** assim

como uma avaliação do seu desempenho através da probabilidade média de erro. O **CRM** mostra-se um canal limitado pelo desvanecimento. Para conseguir aumentar a capacidade do canal as contramedidas tradicionalmente recomendadas para sistemas digitais não são efetivas aqui.

Por isso é necessária a incorporação de novas dimensões de processamento, além dos domínios temporal e de frequência. A complexidade envolvida na análise destes sistemas é bem maior, por isso o desempenho de uma determinada técnica é geralmente avaliado usando simulações numéricas, onde a última palavra no desempenho é dada pela taxa de bits errados.

No capítulo seguinte serão brevemente apresentados o **CRM** celular, como um caso específico de **CRM**, e algumas das contramedidas baseadas nos domínios temporal, espacial e espaço-temporal.

CAPITULO 3

CANAL RÁDIO - MÓVEL CELULAR

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o canal rádio - móvel no contexto dos sistemas celulares.

Num sistema celular, a área geográfica servida pelo sistema é parcelada em pequenas áreas conhecidas como células. Cada uma delas contém uma estação - base que está ligada com um centro de comutação. A estação - base realiza todo o processamento que permite que os usuários móveis possam utilizar a rede fixa de telefonia e se comunicar entre si. Veja a Fig.3-1.

Para conseguir isto, a estação - base deve coordenar o compartilhamento dos recursos de comunicação numa forma eficiente para que o serviço possa ser viável comercialmente. O recursos disponíveis para as comunicações móveis são então, utilizados de diversas formas, conforme um dos quatro esquemas básicos chamados **FDMA**, **TDMA**, **CDMA** e **SDMA**. Na Fig.3-2, cada tubo representa uma realização física de um canal de comunicações que

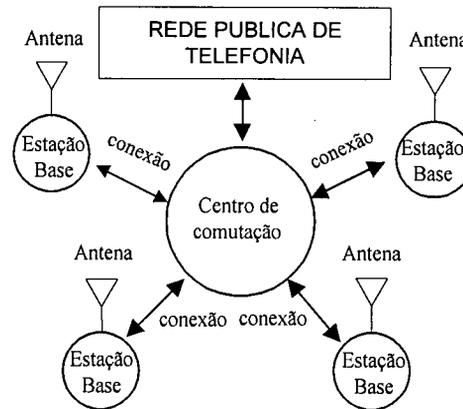


FIGURA 3-1 Configuração esquemática de um sistema móvel celular.

une o transmissor ao receptor. A largura de cada tubo representa a quantidade de espectro que o canal utiliza e seu comprimento está relacionado com o tempo em que este pode ser utilizado.

O esquema **FDMA** designa portadoras de freqüências diferentes a diferentes usuários. O esquema **TDMA** designa diferentes intervalos de tempo ou *slots* a diferentes usuários que compartilham a mesma onda portadora.

O esquema **CDMA** é um método de modulação de espectro espalhado que designa um código diferente para cada usuário. Estes códigos são seqüências pseudo - aleatórias que espalham o espectro em uma banda maior reduzindo a densidade espectral do sinal. Vários sinais **CDMA** podem ocupar a mesma porção do espectro no mesmo espaço e tempo porque todos eles, exceto um, são percebidos como ruído em cada receptor. Cada novo usuário que ingressa no sistema gera uma perturbação mínima para o resto dos usuários, por isso a capacidade neste sistema não tem os limites tão bem definidos quanto nos sistemas **FDMA** e **TDMA**.

Existe um quarto esquema, chamado de **SDMA** ou diversidade espacial, que permite o acesso múltiplo designando diferentes feixes de antena para cada usuário ou grupo de usuários. Este esquema é baseado no fato de que freqüentemente os sinais incidentes de diferentes usuários formam diferentes ângulos espaciais quando chegam no receptor. Com o uso do esquema **SDMA** é possível mudar as dimensões de uma célula dinamicamente conforme à distribuição espacial dos usuários.

Embora o conceito celular é em si próprio um tipo de acesso múltiplo, já que

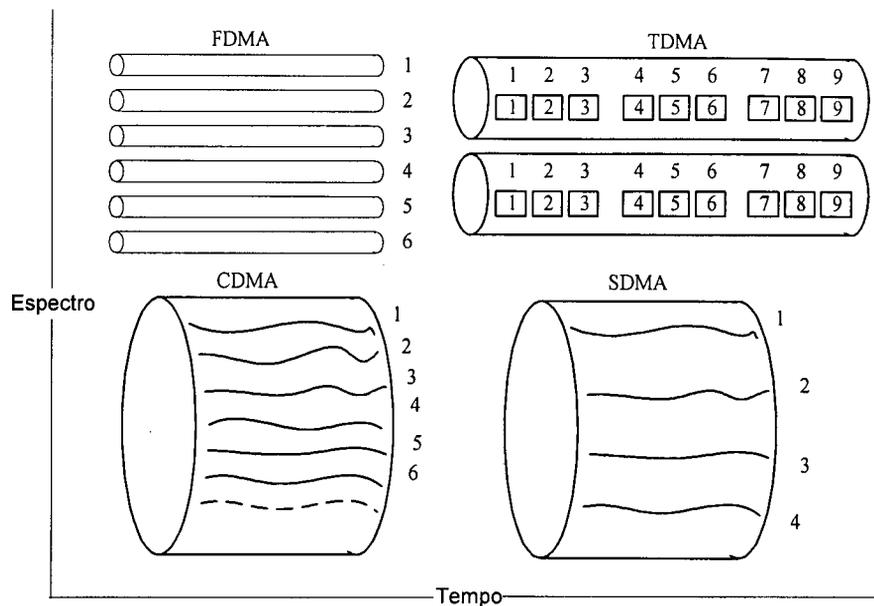


FIGURA 3-2 Diferentes estratégias de múltiplo acesso. Cada tubo representa o uso do espectro durante o tempo necessário para fazer possível a comunicação. Fica evidente o isolamento na frequência dos sistemas **FDMA** e **TDMA** e a carência deste nos sistemas **CDMA** e **SDMA**. Os últimos sistemas estão isolados no domínio do código e o espaço, respectivamente.

permite o funcionamento simultâneo de canais **CRM** separados por área geográfica, este sistema não é estudado como tal porque seu desempenho é diretamente controlado por uma camada superior. Então, as camadas de processamento não são tão bem definidas no sistema celular como nas redes de comunicação com fio, devido a esta e outras integrações verticais, necessárias para uma melhor eficiência do sistema.

Para permitir dois sentidos de comunicação simultâneos (*duplex*), o **CRM** de tráfego no sentido base - móvel é separado do **CRM** de tráfego no sentido contrário através do uso de portadoras diferentes ou pelo uso alternado do ambiente de propagação. Os dois esquemas são chamados de **FDD** (*Frequency Division Duplexing*) e **TDD** (*Time Division Duplexing*), respectivamente.

3.2 DESEMPENHO DO CRM CELULAR

Na análise de capacidade apresentada no capítulo anterior, foi evidenciada a dependência da probabilidade média de erro para um **CRM** quase-estacionário (2.33) com

respeito aos desvanecimentos, à relação portadora-ruído, ao espalhamento *Doppler* e à **ISI**. No ambiente celular é preciso ainda incorporar à análise, o efeito das interferências.

3.2.1 Interferência cocanal

O conceito celular é um método de compartilhamento imperfeito já que os canais de umas células podem interferir com os canais de outras em uma forma conhecida como interferência cocanal. Isto acontece porque, conforme o conceito celular, é necessário usar os mesmos **CRMs** em diferentes células para aproveitar o espectro disponível, contudo a atenuação causada pelas perdas de percurso pode não ser suficiente para isolar as células.

A influência da interferência no desempenho do **CRM** pode ser analisada utilizando a mesma técnica utilizada para obter (2.33), quando os sinais de interesse e os interferentes seguem desvanecimentos *Rayleigh*, *Rician* ou log-normal [17].

As simulações mostradas em [8] para modulação $\pi/4$ **DQPSK** mostram que para valores da relação portadora-interferência menores do que 20dB, a probabilidade de erro fica inteiramente determinada pelo nível de interferência presente e não pelo nível relativo de ruído. Por isso o sistema celular é um sistema limitado por interferência.

Para que um sistema possa operar corretamente na presença de interferência (como a interferência cocanal), a relação portadora-interferência C/I não deve causar em banda básica um valor de $\langle P_e \rangle$ que implique em uma comunicação de qualidade intolerável para os usuários do sistema. O valor máximo que se pode permitir para $\langle P_e \rangle$, que resulte em uma comunicação minimamente tolerável, deve ser calculado indiretamente através do parâmetro E_b/I_o , onde E_b é a energia de bit do sinal desejado e I_o é a potência da interferência em *Hertz*. O parâmetro E_b/I_o é uma relação equivalente a C/I em banda básica. O mínimo valor de E_b/I_o tolerável é determinado usando medições de qualidade subjetiva da comunicação.

Como todos estes parâmetros estão inerentemente relacionados, a única especificação da C/I mínima tolerável dá fortes indícios da capacidade potencial do sistema. Em termos gerais, o valor da C/I mínima tolerável é dependente da arquitetura celular, do tipo de receptores e transmissores e do esquema de acesso múltiplo empregados.

Através da seguinte relação, os requerimentos de qualidade subjetiva de serviço são

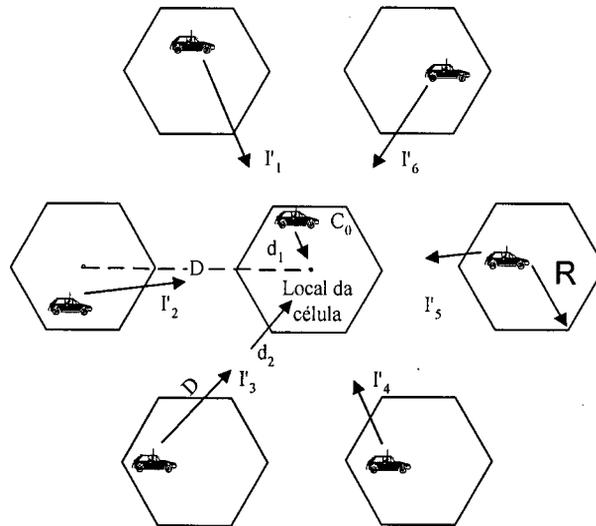


FIGURA 3-3 Interferência cocanal. A comunicação entre cada móvel e sua estação-base representa um perigo potencial de interferências para o resto dos usuários móveis. Na figura, o móvel da célula central recebe interferências dos móveis desde uma distância média de D quando todos operam no mesmo canal de comunicação.

transformados em requerimentos para a arquitetura do sistema:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{E_b}{I_0} \frac{R_b}{(\Delta f)_c}, \quad (3.1)$$

onde R_b é a taxa de bits transmitidos, $(\Delta f)_c$ é a largura de banda do CRM (2.27) (largura de banda de coerência) e $\left(\frac{C}{I}\right)_s$ é o $\frac{C}{I}$ mínimo requerido para que o sistema opere com a qualidade de serviço requerida.

Como o mesmo valor de $\left(\frac{C}{I}\right)_s$ pode ser atingido com diferentes configurações, existe liberdade na escolha da arquitetura definitiva do sistema que cumpra com a expectativa de serviço.

Sabe-se que separando as células consegue-se uma diminuição nos níveis de interferência cocanal, já que é por essa via que a atenuação por perda de percurso aumenta seu poder isolante. Um estratégia com este fim é descrita a seguir.

Alocação cocanal

Na Fig.3-3 mostra-se um caso típico de 6 cocanais interferentes ($M = 6$), com perda de percurso acima de 40 dB/dec (perda proporcional à R^{-4}), R é o raio das células e D é a distância que separa duas células cocanais. Os interferentes são equidistantes e o ruído desprezível. Neste caso a expressão para o cálculo da relação portadora-interferência

é dada por [3]:

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{i=1}^M I_i} = \frac{P_t R^{-4}}{M P_t D^{-4}} = \frac{R^{-4}}{M D^{-4}} = \frac{D^4}{M R^4}, \quad (3.2)$$

onde C é a potência recebida da portadora, I_i é a potência recebida de cada interferente, M é o número de interferentes presentes e P_t é a potência transmitida em todos os móveis.

A relação anterior é acompanhada geralmente de dois parâmetros que caracterizam a solução adotada para minimizar a interferência cocanal.

O primeiro é o fator de redução de interferência cocanal, dado por [3]:

$$q = D/R. \quad (3.3)$$

O sistema celular aloca todo o espectro licenciado a um grupo de K células. Os grupos vizinhos, do mesmo tamanho, podem utilizar simultaneamente o mesmo espectro, e assim o sistema pode cobrir uma área geográfica extensa utilizando uma e outra vez os mesmos **CRMs**. Para que este sistema opere sem interferências cocanais, as dimensões das células D e R em (3.3) devem ser escolhidas para respeitar o valor de q , o qual deve corresponder ao denominado fator de reuso de frequências, que para um sistema com células hexagonais é dado por

$$K = \frac{q^2}{3}. \quad (3.4)$$

Este método de distribuição de canais é chamado de alocação cocanal [3].

3.2.2 Interferência de canal adjacente

O conceito celular não é o único esquema de acesso múltiplo que falha no isolamento dos canais. O esquema **FDMA** também pode falhar, e o faz porque não existem filtros que possam eliminar totalmente o conteúdo espectral fora da banda de interesse. Então, quando dois **CRMs** próximos em frequência operam simultaneamente na mesma área geográfica pode acontecer interferência mútua entre eles. A interferência que cai dentro da banda não pode ser eliminada, por isso é preciso minimizar o uso simultâneo de canais adjacentes na mesma área geográfica. Isto é possível através do uso de estratégias de alocação de canais.

Quando a densidade de tráfego é alta, diminui a eficiência das estratégias de alocação de canais, por isso as interferências não podem ser totalmente eliminadas por esta via.

No sistema **CDMA**, o canal adjacente é o canal que utiliza o mesmo código de uma célula vizinha (canal adjacente em código), por isso, neste caso, a interferência de canal adjacente é devida as falhas relativas ao uso de códigos e não devido ao usos de filtros.

3.2.3 Intermodulação

Quando os amplificadores de transmissão operam em regime não-linear por causa de variações no ponto de operação, aparecem os chamados produtos de intermodulação. O processamento não linear no transmissor tem a capacidade de produzir novas componentes de frequências que podem ficar fora da banda do **CRM**, criando interferências na recepção de outros **CRM** próximos em frequência.

Insertar comentarios do Lee.

Uma estratégia para minimizar os efeitos da intermodulação é o aumento da separação em frequência dos **CRM** o que é efetivado usando bandas de guarda, ou utilizando um esquema de alocação de canais adequado.

3.2.4 Interferência dominante

Se todos os móveis transmitem com a mesma potência separados em frequência, o sinal transmitido por um móvel que se encontre mais próximo da estação-base será recebido com maior potência do que o sinal transmitido por outro móvel mais distante, devido às perdas de percurso. Se o **CRM** de interesse é ocupado pelo móvel mais distante, a potência recebida na banda de interesse pode não ser suficientemente grande para superar a potência residual, fora de banda, correspondente ao **CRM** mais próximo da estação-base. Este efeito é nomeado de interferência dominante.

A interferência dominante acontece devido ao fato de que os filtros de transmissão e recepção possuem características de frequência que não atenuam suficientemente componentes fora da banda de interesse, já que não são ideais. O compartilhamento em frequência é mais eficiente quando os filtros operam com sinais recebidos de potência semelhante. Este cenário é denominado de controle de potência perfeito. O caso contrário é

denominado de controle de potência imperfeito.

Nos sistemas **CDMA**, a interferência dominante é um problema mais grave ainda, já que todos os canais ocupam a mesma banda de frequências. Em consequência, a interferência de múltiplo acesso (**MAI**: *Multiple Access Interference*), explicada mais adiante, sai fortalecida.

A causa da interferência dominante neste último sistema deve-se mais à qualidade dos códigos utilizados do que com a característica dos filtros.

Uma contramedida importante que visa garantir potência recebida igual para todos os sinais é exercida em tempo real através do controle da potência de transmissão de cada um dos móveis.

3.2.5 Interferência TDMA

Quando num sistema de comunicações é usada a técnica de acesso **TDMA**, o sistema deve agir sincronizadamente para manter os canais **TDMA** separados no tempo. No sistema celular a sincronização é afetada por imprecisões devido aos atrasos de propagação variáveis, da ordem de $50\mu s$ para um móvel distante, pelas imprecisões no tempo de duração dos pulsos de sinalização (da ordem de $1\mu s$) e pelas incertezas acerca do tempo de chegada dos sinais devido ao espalhamento de atrasos de multipercurso, da ordem de 5 a $20\mu s$ ($[5, 20]\mu s$), dependendo do tipo de ambiente.

Então, deve existir um tempo de guarda entre os intervalos de tempo designados a diferentes canais **TDMA** a fim de que a falta de sincronização não tenha efeitos muito graves. O tempo de guarda para os valores acima mencionados deve ser da ordem de $50\mu s + 1\mu s + [5, 20]\mu s = [56, 71]\mu s$.

As falhas de sincronização também podem causar interferências no domínio temporal. Assim os **CRMs** localizados temporalmente, quando deslocados para fora do intervalo de sinalização esperado, representam interferência para o resto dos **CRMs**.

3.2.6 Interferência de múltiplo acesso (MAI)

No sistema **CDMA** se consegue um bom isolamento dos **CRM** utilizando códigos ortogonais. Cada **CRM** em uso ocupa um código diferente. Então, todos os **CRM** de uma célula podem ser utilizados no mesmo instante de tempo e na mesma banda de frequências. O **CDMA** possibilita que o conceito celular possa ser usado com um fator de reuso de 1 ($K = 1$), o que caracteriza o **CDMA** como o sistema mais eficiente na utilização dos recursos de comunicação.

O desempenho do sistema **CDMA** depende muito da ortogonalidade dos códigos empregados. Existem métodos de geração de códigos muito eficientes na manutenção da condição de ortogonalidade dos sinais transmitidos, mas a propagação de multipercursos pode degradar facilmente a ortogonalidade dos sinais transmitidos, de tal maneira que seja impossível manter o isolamento de cada **CRM** no receptor.

Cada **CRM** é recuperado então, com contribuições não desejadas de cada um dos outros usuários, o qual é chamado de interferência de múltiplo acesso (**MAI**). Note que os usuários das células vizinhas também são interferentes potenciais, devido ao fator de reuso unitário.

A interferência **MAI** será explicada com um exemplo:

Uma seqüência de dados $b(t)$ pode ser usada para modular uma *seqüência pseudo-aleatória* de banda larga $c(t)$ através de um modulador produto ou multiplicador como mostra a Fig.3-4a. A multiplicação de dois sinais não-correlacionados produz um sinal com o espectro igual à convolução dos espectros dos sinais multiplicados. Então se a seqüência de dados $b(t)$ é um sinal banda estreita e a seqüência $c(t)$ é um sinal banda larga, o sinal produto $m(t)$ tem o espectro banda larga muito parecido ao espectro da seqüência $c(t)$. O sinal $c(t)$ faz a função de código de espalhamento.

Quando o sinal $b(t)$ é multiplicado pelo código de espalhamento $c(t)$, cada bit de informação é fracionado numa quantidade de pequenos incrementos de tempo (chamados *chips*), como é ilustrado nas formas de onda da Fig.3-5.

Na transmissão em banda base, o sinal produto $m(t)$ representa o *sinal transmitido*

$$m(t) = c(t)b(t). \quad (3.5)$$

O sinal recebido $r(t)$ é composto do sinal transmitido $m(t)$ mais uma interferência aditiva

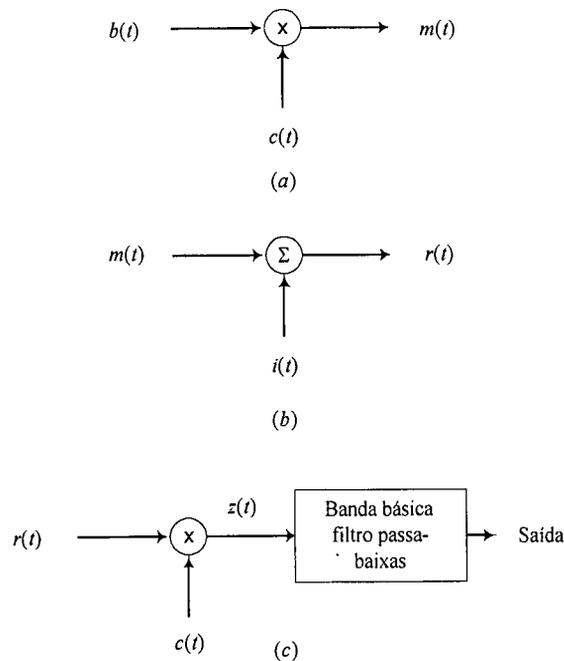


FIGURA 3-4 Modelo idealizado de um sistema de espectro espalhado de banda base. (a) Transmissor. (b) Canal. (c) Receptor.

$i(t)$ produzida pelos outros usuários, como mostrado em Fig.3-4b. Então

$$r(t) = c(t)b(t) + i(t) \quad (3.6)$$

Para recuperar a seqüência de dados $b(t)$, o sinal recebido $r(t)$ é aplicado a um *demodulador* que consiste em um multiplicador seguido de um filtro passa-baixas, como mostra a Fig.3-4c. O multiplicador possui uma seqüência de código gerada localmente que é uma cópia idêntica da seqüência que foi usada no transmissor. A seqüência no receptor deve estar sincronizada com a seqüência no transmissor. O sinal demodulado é dado por

$$z(t) = c(t)r(t) = c^2(t)b(t) + c(t)i(t) \quad (3.7)$$

A equação (3.7) mostra que o sinal desejado $b(t)$ é multiplicado duas vezes pelo código de espalhamento $c(t)$, diferente do sinal $i(t)$ que é multiplicado só uma vez. O código de espalhamento $c(t)$ alterna entre os níveis -1 e $+1$, assim, quando for elevado ao quadrado

$$c^2(t) = 1 \quad \text{para todo } t \quad (3.8)$$

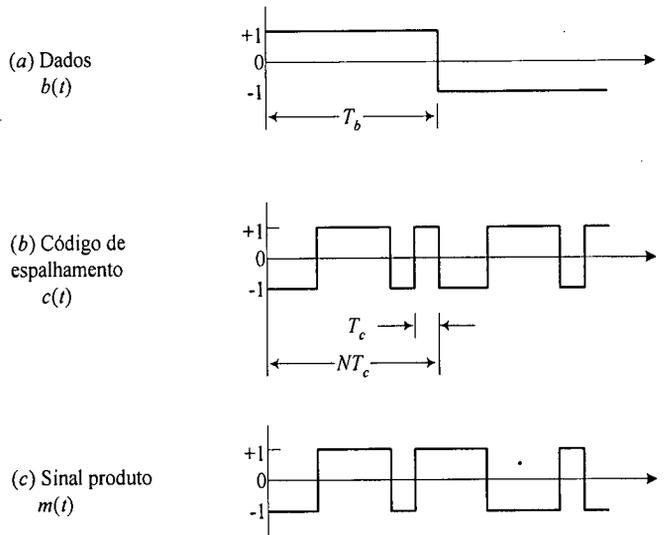


FIGURA 3-5 Ilustração das formas de onda no transmissor em banda básica.

Então (3.7) fica

$$z(t) = b(t) + c(t)i(t). \tag{3.9}$$

A equação (3.9) mostra que a seqüência $b(t)$ é reproduzida na saída do multiplicador no receptor, exceto pelo efeito da interferência representada pelo termo aditivo $c(t)i(t)$. A componente de dados é de banda estreita, porém a componente estranha $c(t)i(t)$ é de banda larga (devido ao efeito espalhador do código de espalhamento). Se a saída do multiplicador é colocada na entrada de um filtro passa-baixas adequado, a largura de banda do $c(t)i(t)$ é reduzida, desta maneira o efeito da interferência é minimizado.

Quando a interferência presente é totalmente devida aos usuários restantes, o termo $i(t)$ pode ser estendido em $i(t) = \sum_{k=1, k \neq \text{usuário desejado}}^K c_k(t) \alpha_k a_k(t)$ onde α_k é o ganho complexo do canal do k - ésimo usuário; $a_k(t)$ é o sinal do k - ésimo usuário e $c_k(t)$ é o código de espalhamento do k - ésimo usuário. Então o termo $c(t)i(t) = \sum_{k=1, k \neq \text{usuário desejado}}^K c(t) c_k(t) \alpha_k a_k(t)$ é anulado somente no caso em que as correlações cruzadas de $c(t)$ e $c_k(t)$ sejam nulas. Nesse caso a interferência **MAI** é completamente eliminada. Caso contrário, existirá um nível de interferência **MAI** que dependerá da quantidade total de usuários ativos e da severidade dos efeitos *desortogonalizadores* do ambiente de propagação.

Diferentemente das interferências apresentadas nesta seção, existem outras que

possuem uma origem comum no mesmo sinal que foi transmitido, como é o caso da interferência intersimbólica. As contramedidas nestes casos não necessariamente visam corrigir a falha de compartilhamento. Pode-se considerar, pelo contrário, que a interferência deve ser preservada, já que na realidade ela é uma réplica do sinal desejado diferentemente afetada pelo ambiente.

3.3 CAPACIDADE DE RÁDIO

No ambiente celular a capacidade da interface ar é determinada pela assim chamada capacidade de raio de *Lee* [3], e não pela definição de capacidade clássica devida a *Shannon*. A interface ar é composta pela estação móvel e a estação-base. A capacidade segundo *Lee* é dada por:

$$m = \frac{B_t/B_c}{K}, \quad (3.10)$$

onde m é chamada de capacidade de rádio, B_t é a largura de banda total licenciada ao sistema, B_c é a largura de banda de **CRM** ou de **CRM** equivalente e K é o fator de reuso de frequências. Num **CRM TDMA** com largura de banda de 30 kHz com três canais de tempo, a largura de banda equivalente é de 10 kHz.

Para o sistema da seção anterior $K = \sqrt{\left(\frac{C}{T}\right)_s \frac{2}{3}}$, assim (3.10) pode ser apresentada mais convenientemente como:

$$m = \frac{M}{\sqrt{\left(\frac{C}{T}\right)_s \frac{2}{3}}}, \quad (3.11)$$

onde $M = B_t/B_c$ é a quantidade de **CRMs** ou **CRMs** equivalentes. Note que aqui a capacidade depende de B_c e de $\left(\frac{C}{T}\right)_s$, os quais são os mesmos parâmetros da *Lei Hartley-Shannon* dada por:

$$C = B \log_2(1 + S/N) \quad (3.12)$$

Estes são parâmetros interdependentes no sistema celular, mas na formulação de *Hartley-Shannon* são independentes [3, p. 306]. Note que a última formulação (3.12) é reconhecidamente válida apenas para canais com ruído aditivo sem interferências nem distorção [1].

Na prática pode-se admitir a possibilidade de projetar sistemas que operem muito próximos do limite para o qual a interferência pode acontecer. Por exemplo, quando se

espera que as interferências aconteçam com uma probabilidade baixa. Assim, aumenta-se a eficiência espectral, a qual é acompanhada de menores custos, constituindo-se em uma solução comercial mais viável.

O leitor pode consultar [8, pp. 417-435] para uma comparação de capacidade entre diferentes tecnologias de sistemas celulares.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram explicados os principais fenômenos relativos ao desempenho do **CRM** celular.

O sistema celular é um sistema limitado por interferências. Assim qualquer estratégia que conduza a uma diminuição dos seus efeitos beneficiará diretamente o seu desempenho.

Por outro lado, à medida que as estratégias de compartilhamento tornem-se mais eficientes, a interferência será menor. Depois de terem sido exploradas com êxito nos primeiros sistemas celulares, as estratégias de compartilhamento em frequência e no tempo chegaram ao limite da capacidade oferecida por elas.

A dimensão espaço pode ser utilizada para isolar os **CRM** que não podem ser preservados da interferência em outras dimensões. É portanto, uma dimensão auxiliar importante.

Se um sistema é instalado inicialmente sem respeitar as condições de operação livre de interferência, existe ainda, em uma etapa posterior de exploração a possibilidade de se tomarem medidas para melhorar o desempenho. Para isto, a operadora de telefonia móvel dispõe, por um lado, das estatísticas relativas ao tráfego a nível de célula, as quais podem ser obtidas no centro de comutação e das estatísticas de reclamações dos usuários que evidenciam o grau de qualidade com que é oferecido o serviço. Estas últimas medem o desempenho aproximado do sistema em uma extensão geográfica maior que uma célula.

É baseado nesses mesmos dados que a fiscalização do serviço pode ser feita pelos organismos correspondentes. Assim, os indicadores mostrados na Fig.3-6 são indicadores de desempenho do **CRM** celular que avaliam o sistema celular brasileiro na sua maior extensão: a nacional. Estes indicadores existem também para avaliar o desempenho em

BRASIL - Protocolo de Compromisso											
Indicadores		2000						2001			
		JAN	FEV	MAR	ABR	MAI	JUN	JAN	ABR	MAI	JUN
PVMC1 (%)	BRASIL	3,08	2,68	2,52	2,73	2,38					3,50
PVMC2 (por 1000)	BRASIL	5,03	3,45	4,30	4,11	3,79					15,00
PVMC3 (%)	BRASIL	67,03	77,37	64,91	64,76	70,50					80,00
PVMC4 (%)	BRASIL	97,77	98,49	98,40	98,33	98,97					97,00
PVMC5 (%)	BRASIL	76,56	77,06	74,17	63,60	66,81					80,00
PVMC6 (por 1000)	BRASIL	9,77	11,75	9,20	7,03	7,37					10,00
PVMC7 (%)	BRASIL	47,29	53,43	54,32	55,43	56,47					57,00
PVMC8 (%)	BRASIL	88,15	94,14	93,98	94,13	94,28					85,00
PVMC9 (%)	BRASIL	2,61	2,35	2,37	2,30	2,21					3,00

PVMC 1 - TAXA DE RECLAMAÇÕES

PVMC 2 - RECLAMAÇÕES DE COBERTURA E CONGESTIONAMENTO POR 1000 ACESSOS MÓVEIS

PVMC 3 - TAXA DE ATENDIMENTO DO CENTRO DE ATENDIMENTO

PVMC 4 - TAXA DE RESPOSTA AO USUÁRIO

PVMC 5 - TAXA DE ATENDIMENTO AO PÚBLICO

PVMC 6 - NÚMERO DE CONTAS C/RECLAMAÇÃO DE ERRO POR 1000 CONTAS EMITIDAS

PVMC 7 - TAXA DE CHAMADAS ORIGINADAS COMPLETADAS

PVMC 8 - TAXA DE ESTABELECIMENTO DE CHAMADAS

PVMC 9 - TAXA DE QUEDA DE LIGAÇÕES

FIGURA 3-6 Termos de compromisso assumido pelas operadoras de telefonia móvel no Brasil relativo à qualidade de serviço. São apresentadas as estatísticas a nível nacional dos indicadores de desempenho do sistema celular. Fonte: Agência Nacional de Telecomunicações (**anatel**, www.anatel.gov.br).

áreas geográficas menores.

CAPITULO 4

PROCESSAMENTO TEMPORAL

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão definidos os objetivos do processamento temporal no **CRM**, e as soluções teóricas e práticas adotadas para atingir tais objetivos.

No Capítulo 2, indicou-se quais são os caminhos possíveis para se ter uma detecção ótima usando modulação binária (bidimensional) na ausência de interferência intersimbólica. Por outro lado, as simulações e medições práticas também referidas no Capítulo 2 evidenciam a relação direta entre as interferências e a degradação do sistema. Ambas as abordagens serão estendidas aqui para modulação multidimensional e **CRM** em presença de interferências.

A detecção utilizando filtros casados aponta a um tipo de detecção que pressupõe algum tipo de estrutura no sinal recebido conhecida pelo receptor. Esta estrutura pode ser induzida no transmissor para facilitar o casamento.

Na abordagem de detecção utilizando estimadores-correlacionadores, muito pelo

contrário, pode-se prescindir de uma estrutura induzida, já que o estimador proporciona um sinal melhorado que é usado para casar o sinal recebido.

A detecção com estimador não se comporta tão bem quanto a detecção com filtro casado porque a relação de máxima verossimilhança é polarizada pelo erro quadrático médio calculado entre o sinal e a sua estimativa [13]. Por outro lado, o estimador é útil porque pode funcionar em ambientes não estacionários e pode ser utilizado para detectar sinais diferentes sem necessidade de modificar o projeto do receptor.

4.2 DETECÇÃO CASADA NA PRESENÇA DE ISI

Em um CRM com ISI, os símbolos se alargam e a correlação entre eles aumenta (normalmente os símbolos não possuem correlação mútua porque são produzidos por uma fonte no transmissor com estatísticas independentes). Em presença de ISI, a detecção ótima símbolo por símbolo (como a apresentada no Capítulo 2) é superada em desempenho pela detecção de seqüências de símbolos, conforme [13]. Então uma melhor solução para detecção ótima em presença de ISI pode ser implementada usando detecção por estimação de seqüências de máxima verossimilhança (**MLSE**: *Maximum Likelihood Sequence Estimation*).

A detecção usando filtragem casada também é eficaz em presença de ISI. Isto será explicado na continuação, a partir de modelos de canais com ruído Gaussiano (**AWGN**: *Additive White Gaussian Noise*).

No canal Gaussiano o sinal recebido é dado por

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t), \quad (4.1)$$

onde $n(t)$ é ruído branco Gaussiano, independente e identicamente distribuído. No canal Gaussiano real, $h(t)$ é uma função real qualquer [18]. A potência do sinal recebido é dada por P , a largura de banda de interesse por W e a relação sinal ruído é dada por $SNR = P/N_0W$, onde N_0 é a potência de ruído.

Utilizando modulação **PAM**, o sinal transmitido é dado por $x(t) = \sum_i a_i \phi_i(t)$, onde $\phi_i(t)$ são funções ortonormais. O demodulador ótimo determina a seqüência $\{z_i\}$ a partir de estimativas ruidosas dos símbolos transmitidos $\{a_i\}$, correlacionando o sinal recebido $y(t) = x(t) + n(t)$ com as formas de onda ortonormais $\{\phi_i(t)\}$. [18], z_i pode ser

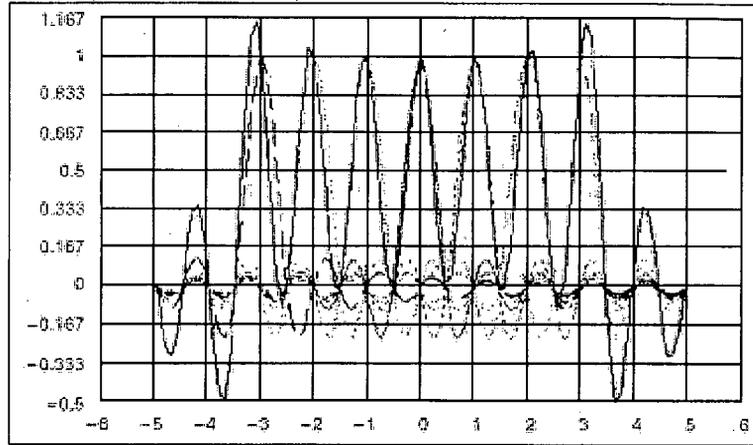


FIGURA 4-1 Resultado da aplicação do critério de *Nyquist* para zero *ISI*. No eixo horizontal: instantes de amostragem, no eixo vertical: sinal recebido em banda básica. Note que nos instantes de amostragem (-6...6) apenas um pulso pode ser recuperado, o resto é suprimido.

expresso por $z_i = \int y(t) \phi_i(t) dt = a_i + w_i$.

A teoria de detecção ótima garante que $\{z_i\}$ é um conjunto de estatísticas suficientes acerca da seqüência $\{a_i\}$. Ou seja, toda a informação sobre $\{a_i\}$ contida em $x(t)$ é condensada em $\{z_i\}$. Além do mais, a ortonormalidade de $\phi_i(t)$ assegura que não existe interferência intersimbólica e que a seqüência $\{w_i\}$ é um conjunto de variáveis ruidosas aleatórias, Gaussianas, de média nula, identicamente distribuídas e com variância $\sigma_w^2 = N_0/2$. Note que aqui as funções ortonormais são transmitidas simultaneamente no que seria um sistema com várias portadoras ou multiportadora. Num caso alternativo, as funções ortonormais podem ser transmitidas em uma forma seqüencial. Estas funções são escolhidas para fazer com que o pulso de sinalização $p(t)$ seja deslocado em valores inteiros do intervalo de modulação, ou seja $\{\phi_i(t)\} = \{p(t - iT)\}$, de modo que o sinal transmitido em banda básica seja dado por:

$$c(t) = \sum_i a_i p(t - iT)$$

onde a condição de ortonormalidade requer que

$$\int p(t - iT) p(t - i'T) dt = \delta_{i-i'}$$

o qual é o mesmo que (veja a Fig.4-1):

$$p(t) * p(-t) |_{t=lT} = h(lT) = \delta_l \quad (4.2)$$

O equivalente em freqüência de (4.2) é conhecido com o *critério de Nyquist para zero ISI*,

dado por:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{H}}(f) &= \frac{1}{T} \sum_{m \in \mathbf{Z}} \mathbf{H}(f + m/T) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{m \in \mathbf{Z}} |\mathbf{P}(f + m/T)|^2 = 1 \text{ para todo } f\end{aligned}$$

Note que o critério de *Nyquist* não impõe restrições na fase de $P(f)$.

Como $\tilde{\mathbf{H}}(f)$ é periódico com período $\frac{1}{T_s}$ e como para sinais reais é suficiente que $\tilde{\mathbf{H}}(f) = 1$ no intervalo $B_N = \{f : 0 \leq f \leq 1/2T_s\}$, isto implica que para cada $f \in B_N$, $H(f + m/T) > 0$ para pelo menos um $m \in \mathbf{Z}$.

A solução de **ISI** nula utilizando filtro casado com funções ortonormais toma duas formas, ou se usa transmissão multiportadora ou se aplicam formatadores de pulso em sistemas de monoportadora.

Um filtro formatador de pulso conhecido que pode ser usado para fazer cumprir o critério de *Nyquist* em sistemas de monoportadora é o filtro cosseno levantado.

Em **CDMA**, a ortonormalidade é atingida no domínio do código, onde é realizada a detecção casada com cada código de usuário. A detecção também pode ser baseada no estimador-correlacionador *RAKE*, o qual é capaz de atenuar os sinais de diferentes percursos e desta maneira evitar a **ISI**.

4.3 UMA ESTRATÉGIA PARA AUMENTAR A CAPACIDADE DO CRM

Antes de se passar às soluções práticas, será apresentado um critério de projeto que maximiza a capacidade do enlace, mesmo em presença de interferências. Esta abordagem parte de considerações da *Teoria da Informação*.

As interferências podem ser de dois tipos: correlacionadas ou não correlacionadas com o sinal de interesse. No **CRM** celular, a **ISI** não é a única interferência importante. Por outro lado, é a única que introduz correlação entre as amostras e por isso pode ser combatida utilizando filtros branqueadores e equalizadores de fase. A interferência cocanal não é correlacionada e por isso, devem-se procurar outros métodos para eliminar os seus efeitos. Ambas interferências são minimizadas se o espectro empregado no enlace é o mais

plano possível na maior parte do tempo. Este é o princípio que fundamenta a estratégia que será explicada nesta seção.

Utilizando o modelo dado por (4.1), a partir do espectro de $H(f)$ e sob a restrição de que a potência do sinal não ultrapasse um certo limiar, dado por $\int_0^\infty P_s(f) df \leq P$, é possível construir um espectro especial $P_s^0(f)$ chamado de espectro de vertimento de água (*water pouring spectrum*) dado por [18, p. 2402]:

$$P_s^0(f) = \begin{cases} K - 1/SNR_c(f) & f \in B \\ 0 & f \notin B \end{cases}$$

onde $SNR_c(f) = \frac{|G(f)|^2}{N(f)}$ é a relação sinal-ruído em frequência. Para maximizar a capacidade, o importante é a escolha de B .

O melhor valor de B é determinado graficamente, sendo dado pela interseção da curva descrita por $1/SNR_c(f)$ com a linha determinada pela constante K , onde K é um valor que deve ser escolhido para o caso limite em que se satisfaça a igualdade $\int_0^\infty P_s(f) df = P$.

A capacidade atingida com este método, aplicando a equação (3.12) de *Shannon*, é dada por

$$C = \int_B \log_2(1 + P_s^0(f) SNR_c(f)) df \quad \text{bps.} \quad (4.3)$$

Se existe interferência de banda estreita (correlacionada ou não), ainda é possível subtrair de B a banda afetada pela interferência mantendo o critério adotado. Assim a banda, $B = \{f : P_s^0(f) > 0\}$, pode ser constituída de uma banda descontínua de frequências que não inclui a banda onde atua a interferência.

Isto implica que, para combater a interferência pode-se usar modulação multiportadora para ocupar cada banda com portadoras independentes e evitar o efeito da interferência.

Por outro lado, como no CRM a potência recebida P muda constantemente devido aos desvanecimentos de multipercurso, a capacidade dada pela expressão (4.3) é também variável. Portanto a modulação de multiportadora, sem deixar de ser uma solução interessante, perde eficácia. Além do mais, os valores nulos de frequência mudam constantemente de posição, o que faz com que seja difícil escolher as bandas de transmissão que possuam característica plana no espectro.

"No ambiente rádio-móvel pode acontecer um nulo ou uma inclinação grande nas proximidades da frequência portadora. O receptor vê um nulo deslocando-se na frequência

que, quando coincide com a frequência do sinal, produz desvanecimentos profundos [19].

A solução de multiportadoras pode ser mais interessante para sistemas de telefonia fixa sem fio (**WLL**: *Wireless Local Loop*), devido justamente ao fato de que os nulos de frequência são mais estáveis que no ambiente rádio-móvel.

As soluções teóricas apresentadas até aqui podem ser resumidas como:

- detecção com filtros casados,
- uso de correlacionadores-estimadores,
- detectores implementando **MLSE**,
- uso de formatadores de pulso que fazem cumprir o critério de zero **ISI** para modulação monoportadora,
- uso de funções ortogonais em sistemas monoportadores e multiportadores,
- critério de projeto *water pouring* para manter o espectro plano no enlace e que justifica teoricamente a modulação multiportadora.

Na seção seguinte serão apresentados alguns receptores adaptáveis práticos.

4.4 RECEPTORES ADAPTÁVEIS

Um dispositivo prático utilizado nos sistemas celulares para combater a **ISI** é o equalizador.

A meta do equalizador é uma só: eliminar a **ISI**. Uma forma de fazer isto é tentando inverter a resposta do canal, tendo como resultado uma resposta composta (canal + equalizador) plana em frequência que satisfaça o critério de *Nyquist* para zero **ISI**. Outra é forçar que a resposta ao impulso composto (canal+equalizador) seja igual à amostra unitária, o que também garante **ISI** zero. Existem outras formas, mas não serão tratadas aqui. Ao fazer-se a inversão do canal para se conseguir uma resposta plana, também está-se estruturando um casamento entre o canal e o equalizador.

Minimizar a probabilidade de erro instantâneo conduz à formulação de um receptor ótimo, mas que não pode ser aplicado nas comunicações sem fio pela alta complexidade envolvida no seu funcionamento. O resultado geralmente envolve equações não lineares que devem ser resolvidas em tempo real [8].

4.4.1 Equalizador MMSE

Na prática, pode-se usar um equalizador que minimize não P_e , mas o erro quadrático médio da estimativa. Neste tipo de equalizador, tal objetivo é atingido mediante a aplicação de um critério que tenta chegar à decorrelação entre cada uma das amostras do sinal recebido e entre elas e o erro. Note que desta forma é possível minimizar a **ISI**, mas não a interferência decorrelacionada.

A resposta do equalizador deve ser tal que satisfaça a igualdade:

$$H_b(f) = \frac{1}{S_r(f)},$$

onde $H_b(f)$ é a resposta em banda base do equalizador e $S_r(f)$ é a resposta em frequência do **CRM**, tal como definida no Capítulo 2.

A eficiência de um equalizador inversor é limitada por dois fatores. O primeiro porque não se dispõe de pesos infinitos para se inverter exatamente a resposta do canal. O segundo porque o ruído é amplificado nas frequências onde existe desvanecimento seletivo profundo.

”Devido ao fato de que o espectro tem nulos, o equalizador linear não é ótimo devido à tendência de amplificar o ruído nos nulos de frequência [20].”

O equalizador que minimiza o erro quadrático médio é um tipo de detecção subótima com desempenhos intermediários entre os dois tipos de detecção ótima: a filtragem casada e o equalizador de forçagem a zero [13]. A filtragem casada é ótima quando se dispõe de informação *a priori* sobre a estrutura do sinal.

4.4.2 Equalizador de forçagem a zero

Na abordagem de equalizadores que tentam inverter o canal, está o equalizador de forçagem a zero. Este é um tipo de dispositivo que força a **ISI** a se anular utilizando o critério de *Nyquist* no domínio do tempo. É um tipo de detecção ótima na ausência de conhecimento prévio sobre a estrutura dos sinais recebidos ou quando não se utilizam funções ortonormais. Uma descrição do equalizador de forçagem a zero pode ser encontrada em [13][20][21]

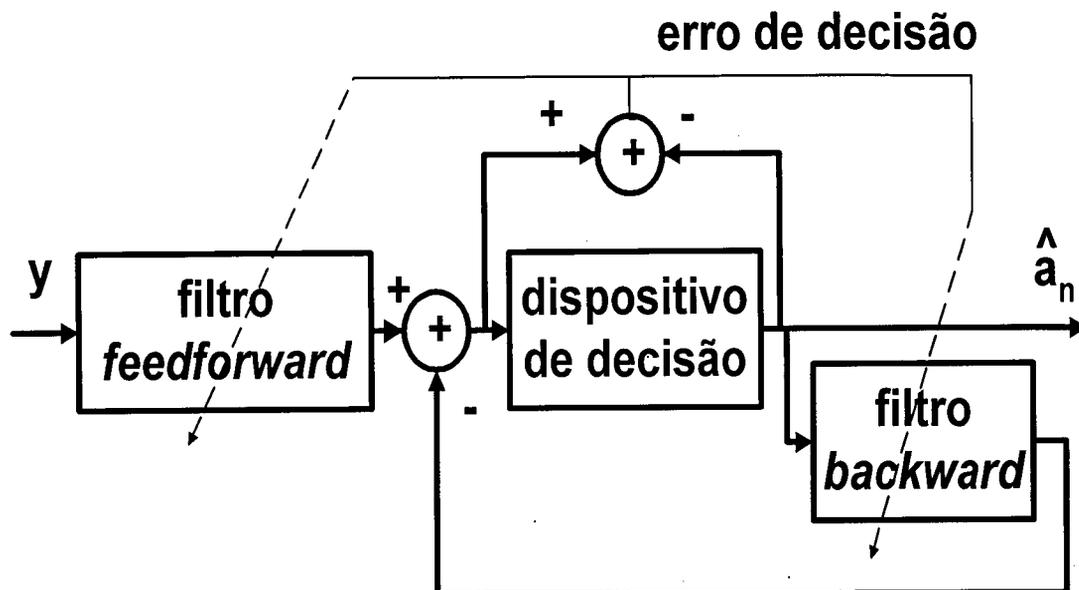


FIGURA 4-2 Esquema de um equalizador com realimentação de decisão (DFE). O sinal é filtrado para suprimir a ISI. Depois, uma estimativa é produzida no dispositivo de decisão, processada no filtro *backward* e realimentada para melhorar a supressão da ISI.

4.4.3 Equalizador DFE

Em 1994 os equalizadores **DFE** eram largamente utilizados nos aparelhos celulares, implementados em processadores digitais de sinais **DSPs** de ponto fixo [19].

O equalizador **DFE** (veja o esquema na Fig.4-2) é mais resistente ao ruído que os equalizadores inversores porque utiliza o conhecimento prévio do alfabeto de símbolos para decidir sobre os valores corretos dos símbolos recebidos em meio a ruído. Esta é uma das razões pela qual tem-se preferido o emprego dos equalizadores **DFE**.

Em um equalizador **DFE**, depois de decidido, cada símbolo é processado de novo em uma estrutura transversal cuja saída é combinada na entrada de um decisor. Isto é um tipo de realimentação com a qual se pretende diminuir a **ISI** que não se conseguiu eliminar no filtro *feedforward* e que é chamada de **ISI** residual ou **ISI** pós-cursora.

Os coeficientes da etapa de realimentação são adaptavelmente modificados para convergirem para os pesos da metade direita da resposta ao impulso do canal.

As estratégias de aumento de capacidade apresentadas são formas práticas de detecção ótima em ausência de codificação. Mas, por outro lado, é bem conhecido que o

emprego de códigos corretores de erros é também uma forma de aumentar o desempenho.

4.5 CODIFICAÇÃO

A incorporação de códigos foi reconhecida anos atrás como a forma principal de se aproximar aos limites de capacidade implícitos na formulação (3.12). O uso de códigos para melhorar o desempenho está passando por um grande momento com o surgimento dos códigos turbo, os quais permitem até superar limites por muito tempo invencíveis [18].

O CRM celular não pode prescindir dos códigos devido aos profundos (ou à severidade) dos desvanecimentos. A detecção ótima neste caso utiliza a detecção de seqüências (MLSE), que, em geral, é indicada quando existe correlação entre amostras na presença de interferências correlacionadas, como a ISI em TDMA e a interferência de múltiplo acesso em CDMA. O algoritmo de *Viterbi* garante a decodificação destes códigos em uma forma ótima, mas em alguns casos é muito complexa para ser usada no CRM.

A escolha prática já tem sido feita para os sistemas TDMA e favorece aos códigos convolucionais, onde para reduzir a complexidade, pode ser usada decodificação seqüencial, a qual também não é tão ruim:

"A decodificação seqüencial de códigos convolucionais possui desempenho próximo à da decodificação utilizando detecção de máxima verossimilhança [18, p. 2393]."

4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas ferramentas de processamento temporal para dar solução aos problema do CRM celular. Foram encontradas evidências de que o processamento temporal não é eficaz contra a interferência não correlacionada. Pelo menos com o uso de dispositivos de baixa complexidade.

As ferramentas temporais se manifestaram sensíveis ao desvanecimento severo, à seletividade em frequência e ao espalhamento de multipercursos que aumenta o nível de ISI recebida.

O processamento espacial pode contribuir grandemente para diminuir alguns destes efeitos. Portanto, no capítulo seguinte será apresentado o processamento espacial

destacando aqueles processos que possam ser úteis neste sentido.

CAPITULO 5

PROCESSAMENTO ESPACIAL

5.1 INTRODUÇÃO

Os modelos apresentados no Capítulo 2 são específicos para o processamento temporal. Neles é assumido que a antena do receptor é monopolo. Aqui serão apresentados modelos de receptores com arranjos de antenas, o que possibilita o processamento na dimensão espacial.

5.2 MODELAGEM ESPACIAL DO CRM CELULAR

Considere um arranjo de L elementos direcionais imerso num meio homogêneo no campo distante de M pontos de fontes sinusoidais (correlacionadas ou não) na frequência f_c . Deixe coincidir a origem do sistema de coordenadas e a referência de tempo, como é mostrado na Fig.5-1.

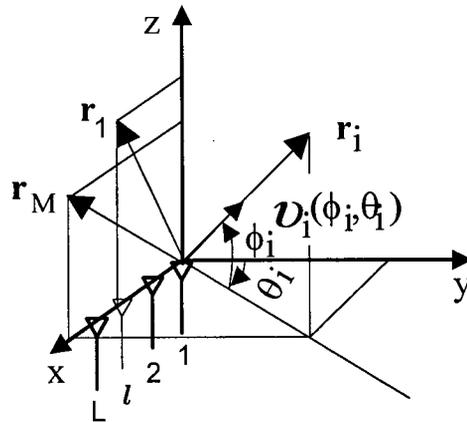


FIGURA 5-1 Definição do sistema de coordenadas. São M fontes emitindo (ou recebendo) e L sensores recebendo (ou transmitindo). Os sensores formam um arranjo seguindo o eixo x . A i – éssima fonte está na posição dada pelo i – éssimo vetor de posição r_i e o i – éssimo ângulo sólido ν_i .

Assim, o tempo levado por uma onda plana que vem desde a i – éssima fonte na direção (ϕ_i, θ_i) e medido desde o l – éssimo elemento até a origem é dado por [10]

$$\tau_l(\phi_i, \theta_i) = \frac{\mathbf{r}_l \cdot \boldsymbol{\nu}_i(\phi_i, \theta_i)}{c} \quad (5.1)$$

onde τ_l é o vetor de posição do l – éssimo elemento, $\boldsymbol{\nu}_i(\phi_i, \theta_i)$ é o vetor unitário na direção (ϕ_i, θ_i) , c é a velocidade de propagação da frente de onda plana e \bullet representa o produto interno.

Para um arranjo linear de elementos igualmente espaçados (ULA: *Uniform Linear Array* Fig.5-2), com o espaçamento entre elementos igual a d , alinhado com o eixo x de tal maneira que o atraso no l – éssimo elemento devido à i – éssima fonte é expresso como [10]:

$$\tau_l(\theta_i) = \frac{d}{c} (l - 1) \sin \theta_i. \quad (5.2)$$

O sinal induzido no elemento de referência ($l = 1$) devido à i – éssima fonte normalmente é expresso em notação complexa como $m_i(t) e^{j2\pi f_c t}$, onde $m_i(t)$ é a função de modulação complexa. Em geral, a função de modulação é normalmente modelada como um processo complexo passa - baixa com média zero e variância igual à potência da fonte p_i , medida no elemento de referência, que corresponde aos modelos de banda básica equivalente.

Assumindo que a frente de onda no l – éssimo elemento chega $\tau_l(\phi_i, \theta_i)$ segundos antes de que chegue ao elemento de referência, o sinal induzido no l – éssimo elemento

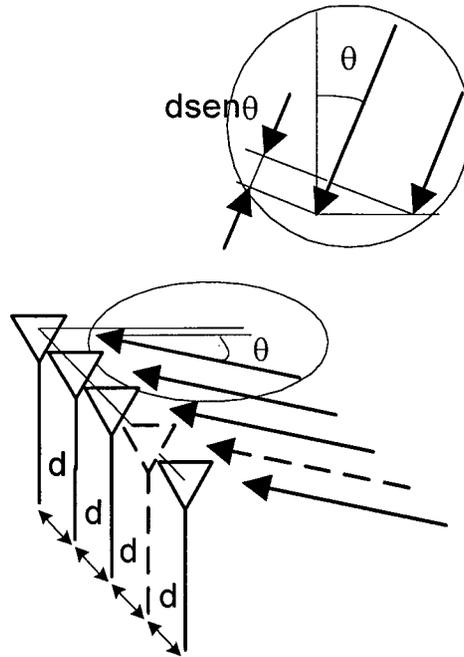


FIGURA 5-2 Arranjo de elementos uniformemente espaçados (ULA).

devido à i – ésima fonte pode ser expresso como [10]

$$m_i(t) e^{j2\pi f_c(t+\tau_l(\phi_i, \theta_i))} + n_l(t)$$

A expressão é baseada na suposição de banda estreita para o processamento de sinal de arranjo, que assume que a largura de banda do sinal é suficientemente estreita e que as dimensões do arranjo são suficientemente pequenas para que a função de modulação permaneça quase constante durante $\tau_l(\phi_i, \theta_i)$ segundos, isto é, a aproximação $m_i(t) \cong m_i(t + \tau_l(\phi_i, \theta_i))$ é válida.

Considere $y_l(t)$ como o sinal induzido devido a todas as M fontes direcionais e o ruído de fundo no l – ésimo elemento. Então, y_l é determinado por [10]:

$$y_l(t) = \sum_{i=1}^M m_i(t) e^{j2\pi f_c(t+\tau_l(\phi_i, \theta_i))} + n_l(t), \quad (5.3)$$

onde $n_l(t)$ é a componente de ruído aleatório no l – ésimo elemento gerado no l – ésimo canal temporal. É assumido que $n_l(t)$ é temporalmente branco com média zero e variância igual a σ_n^2 .

Para maior simplicidade nos cálculos, o arranjo é considerado composto de elementos ideais isotrópicos com padrão de irradiação esférico e sem acoplamento entre os elementos. Um arranjo com antenas uniformemente espaçadas a $\frac{\lambda}{2}$ parece ser o melhor

compromisso neste sentido. Este dispositivo é usado geralmente como referência para análise.

Uma simplificação importante em comunicações terrestres é feita ao se suprimir a dependência do ângulo de elevação ϕ_i em $\tau_l(\phi_i, \theta_i)$. Ou seja, $\tau_l(\theta_i) \approx \tau_l(\phi_i, \theta_i)$. Esta simplificação é justificada porque os percursos de propagação que não seguem à superfície terrestre, ou seja quando $\phi_i \neq 0$, não conseguem voltar para participar na comunicação.

5.2.1 Resposta de arranjo

A denominada **resposta do arranjo** como [22]

$$f_l(\theta; d, \lambda) = -2\pi l \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad l = 1..N \quad (5.4)$$

Isto permite calcular as contribuições dos valores de fase em cada um dos elementos do arranjo de uma onda que chega com ângulo θ . Devido à simetria ímpar da função seno, o mesmo efeito é observado se a onda chega com ângulo $-\theta$, o qual não deve ser generalizado para outros tipos de arranjos. Note que a resposta do arranjo é parametrizada pela separação inter-elementos d e o comprimento de onda λ .

Em forma matricial, as fases em cada elemento do arranjo podem ser obtidas

multiplicando por $\mathbf{f} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)\theta} \end{bmatrix}$ o sinal recebido. Geralmente, considera-se uma fase

de referência nula para o primeiro elemento do arranjo, já que a diferença de fase, e não o valor absoluto, é o que importa na análise. Assim, o sinal recebido é dado por

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{f}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}^H(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_N(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \\ \vdots \\ n_N(k) \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

onde $s_i(k) = s(t)|_{t=kT_s}$ é a fonte amostrada no instante k no i - ésimo elemento e $s(t) \triangleq m_i(t) e^{j2\pi f_c(t + \tau_l(\phi_i, \theta_i))}$. Na presença de várias fontes, pode-se associar um vetor de resposta do arranjo a cada uma delas, de maneira que a fase de cada elemento é constituída pelas contribuições individuais de cada onda recebida. A representação matricial deve ser generalizada para ficar como:

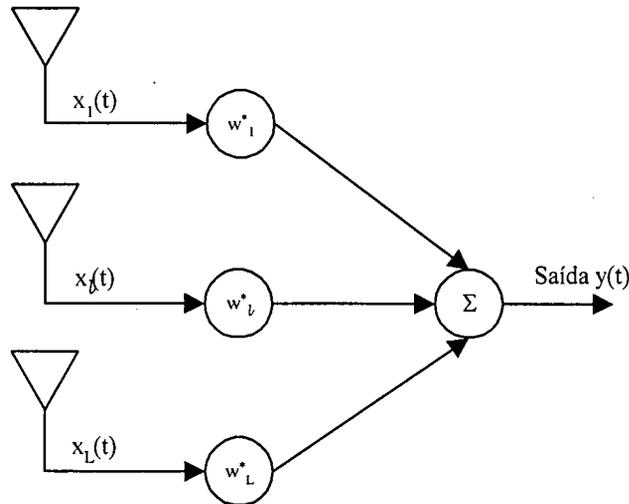


FIGURA 5-3 Formador de feixe de banda estreita. Neste dispositivo, cada um dos L sensores do arranjo é ponderado e logo somado com os outros para produzir a saída. Os pesos de ponderação incidem na forma do padrão de irradiação do arranjo.

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k); \quad \mathbf{A} = [\mathbf{f}_1 | \mathbf{f}_2 | \dots | \mathbf{f}_M]; \quad \mathbf{S}^T(k) = [\mathbf{s}_1(k) | \mathbf{s}_2(k) | \dots | \mathbf{s}_M(k)]^T$$

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\theta_1} & e^{j\theta_2} & \dots & e^{j\theta_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(N-1)\theta_1} & e^{j(N-1)\theta_2} & \dots & e^{j(N-1)\theta_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11}(k) & s_{12}(k) & \dots & s_{1N}(k) \\ s_{21}(k) & s_{22}(k) & \dots & s_{2N}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M1}(k) & s_{M2}(k) & \dots & s_{MN}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \\ \vdots \\ n_N(k) \end{bmatrix}$$

O processamento temporal consiste simplesmente em colocar um ganho complexo multiplicativo em cada elemento da antena. De maneira que o sinal recebido fica como:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}(\mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k)), \quad (5.6)$$

onde

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

Este modelo é ilustrado na Fig.5-3.

5.2.2 Separação espacial

Quando algumas fontes são interferentes é interessante realizar a seguinte decomposição:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w} (\mathbf{A}_s \mathbf{S}(k) + \mathbf{A}_i \mathbf{S}(k) + \mathbf{n}(k)),$$

onde $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_s | \mathbf{A}_i]$ é uma separação que pode ser garantida sob certas circunstâncias utilizando processamento espacial, e uma das razões pela qual o processamento espacial é importante no combate à interferência. Note que a interferência não é separável se sua resposta de arranjo coincide com a resposta de qualquer outro sinal.

Array manifold

Neste ponto, é bom deixar claro que a equivalência entre a fase introduzida e a direção da fonte deve ser plenamente estabelecida com medições de campo, no que é chamado de calibração do arranjo. Aproveitando a calibração, pode-se obter um conjunto completo de todas as respostas do arranjo relativas às posições, o que garante que o espaço de solução seja finito para alguns tipos de processamento. Este conjunto é chamado de *array manifold*.

5.3 PARÂMETRO DO CRM CELULAR ESPACIAL

O modelo ainda não é suficiente abrangente para todas as situações de propagação. Aqui, como no caso do CRM, é preciso parametrizar o modelo. Para mostrar isto, procederemos com a descrição de situações de propagação típicas utilizando um formador de feixe na recepção, até chegar a uma limitação que justifique a parametrização.

5.3.1 Situações com desvanecimento plano

Quando uma onda é recebida, a fase induzida em cada elemento é governada exclusivamente pela expressão (5.4). Quando a fase dos pesos \mathbf{w} é exatamente a oposta da gerada pelo sinal recebido, produz-se uma compensação de fase que faz com que o sinal seja recebido como se tivesse chegado perpendicularmente ao arranjo. Nesse caso o

sinal recebido não sofre modificação da fase (exceto pela distorção de fase causada pela propagação) e recebe o efeito benéfico do aumento da potência, já que são recebidas $L - 1$ cópias aproximadamente iguais, as quais podem ser somadas *construtivamente*. Este tipo de efeito produz uma reorientação no padrão de irradiação que coloca o lóbulo principal no trajeto da onda. Para isso é suficiente modificar a fase do vetor \mathbf{w} tal como foi descrita. Os valores de fase em \mathbf{w} que servem para orientar o padrão são chamados de vetor de orientação (*steering vector*). Alguns autores não fazem diferença entre os vetores resposta de arranjo e de orientação [23], considerando a seguinte variante para (5.6):

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}^* (\mathbf{A}\mathbf{S}(\mathbf{k}) + \mathbf{n}(k)).$$

Esta nova formulação será adotada nesta dissertação.

Na recepção de um só usuário com componentes de multipercurso chegando sem atrasos relativos, apenas pode acontecer desvanecimento plano. Naturalmente, a recepção de apenas uma componente, descrita no parágrafo anterior, fica dentro desta classificação.

Na presença de mais de uma fonte, cabe distinguir várias situações, tais como:

Um usuário com multipercursos correlacionados

Suponha que as fontes no modelo representem cópias de multipercurso do mesmo usuário. Neste caso, se os sinais percorreram trajetos semelhantes, as modificações introduzidas pelo meio de propagação também serão semelhantes e os sinais recebidos em cada elemento do arranjo estarão plenamente correlacionados. Esta situação é acompanhada de componentes chegando em direções coincidentes.

A principal função do processamento espacial neste caso é a de evitar uma possível distorção de fase devida ao ângulo de chegada da onda, via uma modificação das fases de \mathbf{w} . Este efeito pode ser conseguido usando formação de feixe, o qual é um processamento espacial que permite imprimir uma orientação no padrão de irradiação coincidente com os ângulos de chegada das ondas. Note que aqui não tem sentido separar os sinais recebidos. Além do mais, pode ser difícil separá-los devido à proximidade dos ângulos de chegada.

Este caso pode acontecer em terreno descampado, onde há cópias devidas ao espalhamento causado por obstáculos pequenos como postes de iluminação e outros, mas não existem muitos obstáculos refletivos.

Um usuário com multipercursos correlacionados e espalhamento

angular de chegada

Se na situação anterior os ângulos de chegada de cada componente de multipercurso estão mais espalhados, chega-se a um caso diferente onde o processamento espacial ainda pode conseguir a combinação construtiva das componentes de multipercurso colocando diferentes lóbulos (máximos principal e secundários do padrão de irradiação) para cada uma delas. Para isto, é preciso não só mudar a fase mas também os módulos embutidos em w . As duas situações podem ser satisfatoriamente alcançadas utilizando um formador de feixe treinado com um sinal piloto que tenha boas características de correlação com cada cópia de multipercurso, ou sabendo de antemão as direções de chegada de cada componente.

Um usuário com multipercursos semi-correlacionados e espalhamento

angular de chegada

O modelo de *Clarke* caracteriza sinais que chegam com espalhamento angular grande, nenhum atraso entre as componentes e variações aleatórias da envoltória independentes para cada componente. Nesta situação, o formador de feixe não conseguirá apontar lóbulos exatamente para cada componente de multipercurso porque a correlação entre o sinal piloto e cada uma das componentes não refletirá as direções de chegada. Esta situação acontece devido ao efeito aleatório do canal sobre a fase em presença de espalhamento grande nos ângulos de chegada.

Note que esta situação não é tão ruim quando se considera que o formador de feixe favorece as componentes menos afetadas pelo canal, e rejeita as mais distorcidas. Assim as componentes mais deterioradas serão evitadas de participar na combinação, o qual é uma forma de evitar o agravamento dos desvanecimentos.

O modelo de *Clarke* pode descrever um ambiente urbano onde as ondas recebidas apenas interagem com espalhadores colocados em um anel denso ao redor do receptor.

5.3.2 Situações com desvanecimento seletivo

Um usuário com espalhamento angular de chegada + interferências

Se algumas das ondas presentes são interferentes, o formador de feixe as tratará como sinais não correlacionadas com o sinal piloto e como resultado tentará eliminá-las colocando nulos do padrão de irradiação nos ângulos de chegada correspondentes. O desvanecimento neste caso não será mais plano se os interferentes não forem eficientemente eliminados.

Esta situação pode ser provocada pela interferência cocanal.

Um usuário sem espalhamento angular de chegada + interferências

No caso em que as interferências e as componentes de multipercurso cheguem com ângulos semelhantes, o efeito da interferência não pode ser eficientemente separado utilizando formador de feixe. A eficiência neste caso é dependente da resolução separadora do arranjo e da proximidade dos ângulos de chegada.

Esta situação pode ser produzida no caso de interferência dominante, típico de **CDMA**.

Um usuário com multipercursos minimamente correlacionados

Neste caso, as contribuições de fase entre cada elemento do arranjo correspondentes a cada componente de multipercurso são aleatórias. Uma relação entre as contribuições e a direção de chegada não pode ser estabelecida o que faz com que o formador de feixe não consiga apontar separadamente cada componente de multipercurso, independentemente da distribuição dos ângulos de chegada e da presença ou não de interferentes. De fato, as componentes de multipercursos com menor correlação com o sinal piloto serão simplesmente tratadas como interferentes.

Este caso é típico em ambientes com espalhadores locais e remotos, como montanhas ou edifícios altos.

5.3.3 As limitações

As situações anteriores evidenciam as limitações de funcionamento do formador de

feixe em algumas situações de desvanecimentos seletivos.

A capacidade do formador de feixe para orientar lóbulos diminui com a redução da correlação medida entre as amostras do sinal desejado, obtidas nos elementos do arranjo, que é condizente com a ocorrência de desvanecimentos cada vez mais descorrelacionados.

Algumas técnicas foram criadas usando a premissa de descorrelação dos desvanecimentos medidos em cada um dos elementos do arranjo. Estas técnicas aproveitam o fato de o mesmo intervalo de símbolo está presente em cada elemento do arranjo diferentemente afetado pelo canal. Assim é possível combinar construtivamente as diferentes cópias, que é chamado usualmente de combinação em diversidade.

As técnicas de combinação em diversidade e as de formação de feixe são aplicáveis em situações diferentes de correlação, daí surge a necessidade de definir um limite. Este limite é chamado de distância de coerência e será explicado a seguir.

5.3.4 Distância de coerência

Pode-se medir a correlação entre as envoltórias de dois sinais recebidos, distantes em frequência de Δf e no tempo de Δt , e expressá-la pelo coeficiente de correlação de separação de tempo - separação de frequência dado por [3]

$$\rho_c(\Delta f; \Delta t) = \frac{J_0^2(\beta V \Delta t)}{1 + (2\pi \Delta f)^2 T_m^2} \quad (5.8)$$

onde $J_0(x)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ é o número de onda, T_m é o espalhamento de atrasos e V é a velocidade do móvel.

Modificando (5.8) pode-se obter uma relação semelhante para dois sinais recebidos em dois lugares espacialmente separados. Neste caso, o coeficiente de correlação de separação de frequência - separação de espaço é dado por

$$\rho_c(\Delta f; \Delta d) = \frac{J_0^2(\beta \Delta d)}{1 + (2\pi \Delta f)^2 T_m^2}$$

onde $\Delta d = V \Delta t$ é a separação de espaço percorrida pelo móvel a uma velocidade constante V .

Para $\Delta f = 0$ e $\rho_c(0; \Delta d) = 0.5$ obtém-se

$$\rho_c(0, \Delta d) = 0.5 = J_0^2(\beta \Delta d),$$

onde $(\Delta d)_c$ é o valor de Δd tal que $J_0^2(\beta \Delta d) |_{\Delta d=(\Delta d)_c} = 0.5$ e pode ser definido como

distância coerente. Note a dependência com a velocidade do móvel e o comprimento de onda, e a ausência de dependência com o ângulo de chegada.

$(\Delta d)_c$ é um novo parâmetro de comportamento para o CRM espacial. Este parâmetro permite definir duas abordagens para a modelagem do CRM celular espaço-temporal.

A primeira é definida para o caso em que a separação inter-elementos da antena é menor que a distância coerente $(\Delta d)_c$, o fato mais importante é que pode ser estabelecida uma relação entre as fases recebidas e o ângulo de chegada e usar as ferramentas de resposta do arranjo e do vetor de orientação. Esta é chamada de **abordagem radar** para o canal espaço-temporal [9] e [24].

Se a separação inter-elementos da antena é maior que $(\Delta d)_c$, não poderá ser estabelecida esta relação e será preciso levar em conta outras as ferramentas de combinação em diversidade para combater o desvanecimento e as interferências. Esta é chamada de **abordagem diversidade** para o canal espaço-temporal.

5.3.5 Abordagem radar

A abordagem radar considera o vetor de resposta do arranjo como parte integrante da resposta ao impulso de todo o sistema. Note que no arranjo deve-se considerar que os CRMs existentes finalizam em L elementos. Assim o canal espaço-temporal pode ser definido por uma resposta ao impulso vetorial, dada em banda básica por:

$$\mathbf{H}_b(\tau; t) = \mathbf{A}h_b(\tau; t),$$

onde \mathbf{A} é o vetor de respostas do arranjo de cada uma das ondas que chegam com ângulos de chegada diferentes e $h_b(t, \tau)$ é a resposta ao impulso no tempo, anteriormente definida para uma antena monoelementos.

As ondas que chegam com ângulos diferentes devem-se, necessariamente, a diferentes usuários cocanal (interferência cocanal) ou usuários intracelulares (como em CDMA).

Na situação descrita pela abordagem radar, os desvanecimentos são planos e por isso acontecem no mesmo instante de tempo nos diferentes elementos da antena, fazendo com que o processamento espacial fique sem amostras úteis durante os intervalos de

TABELA 5-1 Relação entre os parâmetros do CRM celular espacial e do sinal transmitido.

Condição	Efeito
$d \ll (\Delta d)_c$	$\mathbf{H}_b(\tau; t) = \mathbf{A}h_b(\tau; t)$: abordagem radar
$d \gg (\Delta d)_c$	$\mathbf{H}_b = \boldsymbol{\alpha}$: abordagem diversidade

desvanecimentos profundos.

5.3.6 Abordagem diversidade

Na abordagem diversidade a resposta espaço-temporal é modelada como um vetor de processos aleatórios, substituindo tanto a resposta impulsiva temporal como o vetor resposta do arranjo.

Isto significa que ainda que os multipercursos de cada usuário cheguem com ângulos diferentes, não será possível a separação via a resposta do arranjo, já que esta perde a sua função. A resposta do canal espaço-temporal em banda básica é dada por

$$\mathbf{H}_b = \boldsymbol{\alpha},$$

onde $\boldsymbol{\alpha}$ é um vetor de processos aleatórios Gaussianos complexos independentes. Cada elemento de $\boldsymbol{\alpha}$ caracteriza a resposta de um usuário para um elemento do arranjo.

Na situação descrita pela abordagem diversidade, sempre existirá uma amostra útil na antena que possa ser utilizada com eficiência na detecção. Para aumentar a eficiência de uma técnica de diversidade pode-se aumentar a distância inter-elementos, de tal forma que seja superada a distância de coerência e aumente a decorrelação entre desvanecimentos.

As técnicas de combinação em diversidade são basicamente três [24] [9]:

- Diversidade por Seleção: Seleciona o sinal com maior potência.
- Diversidade por Combinação de Ganho Igual: Faz o ajuste das fases dos elementos para otimizar a combinação.
- Diversidade por Combinação de Razão Máxima: Faz o ajuste das fases e pondera os sensores nos elementos em função da relação sinal-ruído em cada elemento.

Agora pode-se completar a tabela Tab. 2-1 com a seguinte informação.

5.3.7 Função de correlação dependente do espalhamento angular

Em [9] é possível encontrar uma expressão para calcular a correlação espaço-temporal levando em conta desta vez o espalhamento nos ângulos de chegada, o espalhamento *Doppler* e o espalhamento dos ângulos iniciais. Este assunto é abordado de forma resumida nos parágrafos seguintes.

Supõem-se M ondas recebidas e medidas a uma distância d a partir do elemento de referência do arranjo, cada uma dada em banda básica por:

$$r(t) = e^{j[2\pi f_d \cos \phi_n t + \Phi_n + \beta \sin \theta_n]}$$

onde $2\pi f_d \cos \phi_n t$ é o efeito do deslocamento *Doppler* na frequência da portadora, Φ_n é o ângulo inicial e $\beta \sin \theta_n$ é a fase introduzida no arranjo em função do ângulo de chegada θ_n , onde:

$$\theta_n, \phi_n : [0, 2\pi)$$

$$\Phi_n : [\bar{\theta} - \Delta/2, \bar{\theta} + \Delta/2]$$

$$\theta_n, \phi_n, \Phi_n \text{ aleatórias dist. uniforme, i.i.d.}$$

$$\bar{\theta} : \text{ângulo de chegada central}$$

$$\Delta : \text{espalhamento dos ângulos de chegada}$$

A função de correlação resultante da combinação de todas estas ondas é dada por:

$$\rho(\Delta t, \Delta d) = J_0(2\pi f_d \Delta t) \left\{ \begin{array}{l} J_0(\beta \Delta d) + \\ + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(\beta \Delta d) \cos(2l\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta) + \\ + j 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l+1}(\beta \Delta d) \text{sen}((2l+1)\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta + \Delta/2) \end{array} \right\}$$

$$\text{onde } \text{sinc}(x) \triangleq \frac{\text{sen}(x)}{x}.$$

Esta definição permite uma terceira abordagem que é intermediária entre a abordagem radar e a abordagem diversidade a qual é obtida em [9] a partir da generalização do modelo de *Jakes*, citado na mesma fonte.

Um tipo de processamento que maximiza a relação sinal-ruído é considerado por [24] e [9] como a união das duas abordagens (radar e diversidade). Este é chamado de combinação ótima.

5.3.8 Combinação ótima

O processo combina sinais recebidos em várias antenas de tal modo que a contribuição devida a interferências não desejadas é reduzida enquanto que a devida a um sinal desejado é aumentada. O conhecimento das direções das interferências não é essencial neste caso, enquanto são exigidas algumas características do sinal desejado para evitar que seja cancelado.

5.3.9 Combinação de diversidade e cancelamento de interferência

Também pode-se combinar ambas as abordagens. Este modo combinado é capaz de cancelar interferências direcionais usando algum grau de liberdade e reduzir o desvanecimento numa quantidade de acordo com os graus de liberdade restantes que melhoram a capacidade e o desempenho do sistema. A melhora depende da correlação dos desvanecimentos dos sinais nas antenas.

5.3.10 Analogias com o processamento temporal

Em [9] é mostrado que um tipo especial de formador de feixe atua forçando a zero a interferência cocanal e que um tipo de combinador em diversidade: o combinador de relação máxima, atua como filtro casado espacial, na ausência de interferência cocanal. No processamento temporal a analogia é cumprida pelo equalizador de forçagem a zero e os filtros casados temporais.

O desempenho do formador de feixe com sinal piloto é análogo ao filtro temporal treinado. Ambos utilizam o critério **MMSE**, obtendo-se desempenhos intermediários entre os dispositivos de forçagem a zero e os que utilizam detecção casada.

Uma diferença na forçagem a zero no caso espacial é que é preciso conhecer previamente o ângulo de chegada do sinal desejado, No entanto, no processamento temporal não é preciso nenhuma informação prévia, além da suposição de que o canal é real.

A informação do ângulo de chegada é fácil de se obter em sistemas de radar, mas não em comunicações móveis. Alguns dos algoritmos de radares têm sido utilizados

para o ambiente rádio-móvel, mas ainda com grande esforço computacional. Em [24] são explicados alguns algoritmos de estimação de ângulos de chegada.

Na detecção por forçagem a zero, a grade espacial formada pelos ângulos de chegada separáveis é análoga à grade temporal que confina os símbolos no tempo. Na grade espacial o ângulo de chegada do usuário desejado equivale ao *tap* central do filtro temporal. Em ambos os casos, a interferência é totalmente suprimida, (respeitando as limitações de cada caso) mas às custas de um desempenho inferior, devido a não serem aproveitadas outras fontes de informação.

A detecção casada, em ambos os casos, é mediada pela obtenção de estimativas, que cabe à *Teoria de Estimadores-Correlacionadores*. As estimativas temporais são baseadas em médias temporais substituindo médias estatísticas, para o que é assumida a ergodicidade, ou pelo menos estacionariedade durante um tempo longo. As estimativas espaciais também utilizam médias temporais com o mesmo objetivo. Além do mais, um espalhamento de atrasos grande pode aproximar o caso espacial com o caso temporal, no sentido de que permite que as estimativas espaciais sejam função de intervalos de símbolos diferentes, como acontece no caso temporal.

5.4 FORMAÇÃO DE FEIXE

O formador de feixe apresentado na discussão anterior não é o único utilizado em comunicações móveis. Existem várias e diversas técnicas para formar feixes, as quais podem ser classificados em geral, como baseados em:

- **Informação de direção de chegada (DOA, do inglês *Direction of Arrival*):** Uma vez que a posição dos móveis em uma célula é determinada durante o modo de recepção, estes móveis distribuem-se em agrupamentos diferentes, e então o padrão de antena é ajustado de tal modo que o feixe principal é apontado para um agrupamento enquanto são formados nulos nas direções de outro(s) agrupamento(s).
- **Utilização de vetores de resposta de arranjo:** Uma estação base pode formar feixes estimando o vetor de resposta de arranjo que corresponde a um móvel e não requer a direção de movimento do móvel. No modo receptor, a estação base realiza

as estimativas do vetor de resposta de arranjo a partir de um sinal recebido de um móvel com o qual a base mantém comunicação. O vetor de resposta de arranjo também pode ser estimado a partir do conhecimento do código de usuário num sistema CDMA ou do sinal de referência se disponível.

- **Utilização de um sinal de referência:** A estação base adquire o sinal de referência do usuário desejado e usa-o para estimar a ponderação de cada antena antes de combinar os sinais para produzir a saída do arranjo. Isto sugere que os pesos iniciais sejam estimados usando um sinal específico transmitido para este propósito. Uma vez que os pesos iniciais são determinados, o sinal recebido pode servir então como a referência para a posterior atualização dos pesos e o acompanhamento da localização do móvel. A identificação de usuário também pode ser usada para confirmar que o sinal atual é do usuário desejado. Para este propósito, no sistema de CDMA, uma seqüência separada pode ser transmitida em quadratura de fase com respeito ao sinal original. A seqüência de sincronização transmitida em alguns sistemas também pode ser usada para este propósito.
- **Formação de nulos:** Em contraste com a orientação de feixes para móveis, pode-se ajustar o padrão da antena de tal maneira que tenha nulos para outros móveis. Um nulo num padrão da antena denota uma resposta zero. Na prática, porém, isso é raramente realizável, e cria-se um padrão com uma resposta reduzida para interferências indesejáveis.
- **Estimação cega de sinais cocanais:** Uma estação base pode explorar o fato de que sinais que chegam de móveis diferentes, seguem trajetos descorrelacionados e que chegam nos vários elementos em momentos distintos. Isto permite medições independentes de sinais sobrepostos pertencentes a móveis diferentes, que, junto com as propriedades da técnica de modulação usada, permite a separação dos ditos sinais.

5.5 PROCESSAMENTO ESPACIAL E O CONCEITO CELULAR

A dimensão espacial não só é utilizada para combater as limitações do processamento

temporal, mas também pode ser utilizada para criar novas separações geográficas (mais do que espaciais), para confinar nelas usuários ou grupo de usuários. Isto é um método tão efetivo quanto as técnicas já descritas.

5.5.1 Formação de múltiplos feixes

Em sua forma mais simples, podem ser usados vários arranjos na estação base para formar feixes múltiplos para cobrir o local da célula inteira. Por exemplo, três feixes com uma largura de 120° cada ou seis feixes com uma largura de 60° cada, podem ser formados para este propósito. Cada feixe pode ser tratado como uma célula separada, e a designação de frequência pode ser executada da maneira habitual. O controle dos móveis é cedido ao próximo feixe quando eles deixam a área coberta pelo feixe atual, como é feito num processo de *handoff* (um processo de camadas superiores para garantir o uso do canal de tráfego através de diferentes células) normal quando os móveis cruzam o limite de célula.

5.5.2 Formação de feixes adaptáveis

Um arranjo de antenas com a capacidade para formar feixes independentes pode ser usado na estação base. O arranjo é usado para achar a localização de cada móvel, e então são formados feixes para cobrir móveis diferentes ou grupos de móveis. Cada feixe pode ser considerado como uma célula cocanal, e assim poder usar a mesma frequência ou código, conforme o caso.

A Fig.5-4 mostra um caso típico que envolve feixes diferentes que cobrem vários móveis junto com as direções dos móveis em movimento. Ilustra-se a situação em dois instantes.

5.5.3 Formação dinâmica de célula

O conceito de formação adaptável de feixe pode ser estendido à formação dinâmica de células variáveis. Em vez de se ter células de tamanho fixo, o uso de arranjos permite a

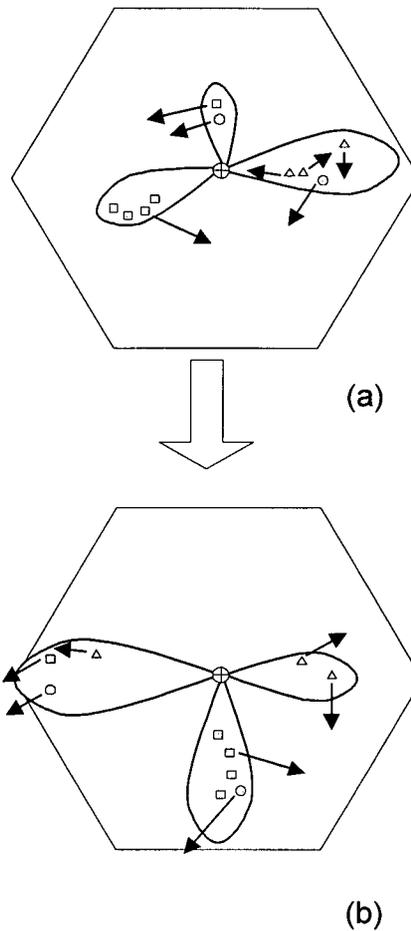


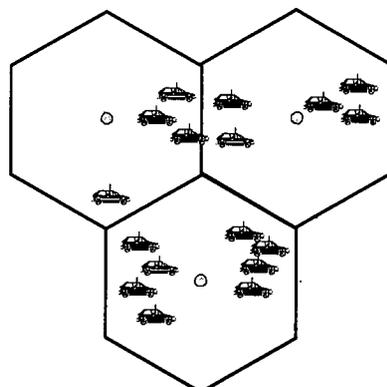
FIGURA 5-4 Uma situação típica mostrando diferentes lóbulos cobrindo vários móveis. Alguns grupos ou móveis individuais podem receber um lóbulo específico do padrão de irradiação da antena. Em alguns casos o grupo pode ser seguido por um lóbulo na medida que este desloca-se na célula como pode ser notado na seqüência de imagens a), b).

formação de uma célula baseada nas necessidades de tráfego, como mostrado na Fig.5-5.

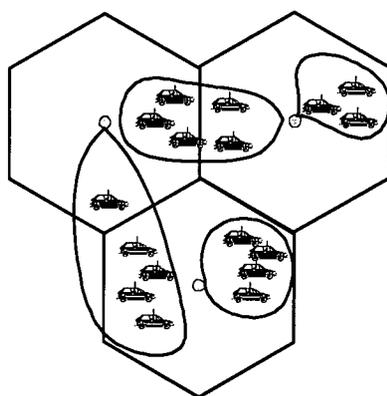
5.5.4 Limitações do formador de feixe

O formador de feixe é um dispositivo útil para combater a interferência e o desvanecimento. Porém existem limitações importantes quando se considera a disponibilidade reduzida de nulos e lóbulos do padrão de irradiação. O padrão pode colocar até $L - 1$ nulos e lóbulos (incluindo o lóbulo principal).

Por outro lado, a largura dos lóbulos deve ser pequena o suficiente para conseguir distinguir entre dois ângulos de chegada muito próximos. A capacidade de distinguir



(a)



(b)

FIGURA 5-5 Disposição das células baseada em necessidades de tráfego. (a) Células de forma fixa. (b) Células de forma dinâmica.

ângulos próximos é chamada de resolução espacial. Assim o desempenho do formador depende também da quantidade de elementos e do algoritmo formador de feixe utilizado dos quais depende, por sua vez, a largura dos lóbulos.

A descorrelação nos desvanecimentos, como já se mostrou, tem duas componentes: uma temporal, causada pela distribuição aleatória dos atrasos e o desvanecimento *Doppler*, e outra espacial, causada pela distribuição aleatória dos ganhos complexos de multipercurso e a combinação com espalhamento angular. Note que na formulação da abordagem intermediária, a correlação temporal é independente da correlação espacial.

Se existir interferência, ela poderá ser combatida eficientemente pelo formador de feixe, independente das condições de correlação existentes, já que a capacidade do arranjo

para suprimir interferências não é afetada pela correlação dos desvanecimentos [22].

O ruído, descorrelacionado com o sinal piloto e presente em cada elemento da antena, é praticamente impossível de ser eliminado usando um formador de feixe com abordagem radar. Note que por estar presente em cada elemento da antena, com fase aleatória, o ruído não pode ser caracterizado por uma resposta de arranjo.

5.6 CONCLUSÕES

Como consequência da redução da interferência cocanal e do desvanecimento de multipercurso acontece uma redução na taxa de bits errados (**BER**: *Bit Error Rate*) e na taxa de símbolos errados (**SER**: *Symbol Error Rate*) para uma dada relação sinal-ruído (**SNR**: *Signal-to-Noise Ratio*).

A probabilidade de interrupção é a probabilidade de que o canal fique inoperante devido a um incremento da **BER** dos dados recebidos. Esta pode ser causada pela interferência cocanal. O arranjo, ao reduzir a interferência cocanal, reduz também a probabilidade de interrupção.

O uso de arranjo permite aumentar o tamanho da célula, quando comparado com uma antena omnidirecional, pois o arranjo tem um ganho grande na direção do feixe principal. Este fato pode ser usado para reduzir a potência de transmissão requerida nos móveis, considerando o ganho de recepção do arranjo. Isto conduz ao uso de estações móveis de mais baixo consumo.

Neste capítulo foi caracterizado o **CRM** celular espacial. O uso conjunto de processamento espacial e temporal pode ter um efeito maior do que o uso separado de cada uma das técnicas. Isto porque o processamento espacial pode trocar graus de liberdade com o processamento temporal.

As estatísticas do canal podem ficar condensadas em uma matriz de correlação no receptor, a qual é importante para toda a discussão sobre estratégias de detecção, de modelagem estatística e de detecção adaptável.

Assim, no capítulo seguinte será vista com mais detalhes a estrutura das estatísticas na matriz de correlação, para mostrar como é que podem ser tratadas as abordagens radar, a diversidade do processamento espacial e as suposições temporais de estacionariedade do

processamento temporal.

CAPITULO 6

PROCESSAMENTO ESPAÇO-TEMPORAL

6.1 INTRODUÇÃO

O processamento espaço-temporal pode ser efetuado por partes ou conjuntamente. A primeira abordagem é de fácil compreensão, desde que ambos processamentos por separado sejam conhecidos. O segundo enfoque, no entanto, precisa de um maior aprofundamento no funcionamento das estruturas espaço-temporais para ser melhor entendido.

Assim, como exemplo do processamento por partes, uma estrutura de linha de atrasos (**TDL: Time Delay Line**) situada após cada elemento do arranjo pode fazer processamento temporal para combater a **ISI**, enquanto a combinação em diversidade espacial supera o desvanecimento.

Primeiramente, este capítulo irá apresentar a matriz de correlação espacial, o que permitirá introduzir posteriormente e por analogia a matriz espaço-temporal. A fatoração espectral de tal matriz será também apresentada nesta primeira seção, já que será utilizada

nas seções a seguir.

A estrutura da matriz de correlação é uma visão diferente do **CRM** espaço-temporal. As diferentes situações de recepção têm efeitos sob tal estrutura, já que nela estão embutidas as respostas de arranjo de cada uma das ondas incidentes para a abordagem radar ou as estatísticas (oxalá diferentes) das mesmas fontes para a abordagem diversidade.

Por outro lado, as estratégias de detecção adaptáveis utilizam a matriz de correlação como suporte fundamental para definir sobre ela os critérios de adaptação, geralmente reformulados como problemas de otimização de algum parâmetro (naturalmente, estatístico). Uma leitura introdutória que permite compreender o papel da matriz de correlação na adaptação pode ser encontrado em [25].

Se apresentará o formador de feixe de banda larga para introduzir a matriz espaço-temporal. Este formador supera a limitação do formador de feixe visto no capítulo anterior que não pode combinar coerentemente sinais de banda larga.

Na continuação será apresentado o critério **MLSE** de detecção ótima, o qual foi primeiramente apresentado nesta dissertação para um caso de detecção puramente temporal.

São apresentadas duas simplificações práticas do detector **MLSE**: o receptor **IRC** (*Interference Rejection Combining*), que opera puramente na dimensão espacial e o receptor **IRC** fracional, que opera como receptor espaço-temporal.

6.2 MATRIZ DE CORRELAÇÃO ESPACIAL

Considere-se o formador de feixe de banda estreita, mostrado na Fig.5-3, onde os sinais de cada elemento são multiplicados por um peso complexo e somados para formar a saída do arranjo. Se os componentes de $\mathbf{x}(t)$ podem ser modelados como processos estacionários de média zero, então, para um dado \mathbf{w} , a potência de saída média do processador é determinada por

$$\begin{aligned} P(w) &= \mathcal{E} \left\{ \mathbf{y}(t) \mathbf{y}(t)^H \right\} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \end{aligned}$$

onde $\mathcal{E} [\bullet]$ denota o operador de valor esperado e \mathbf{R} é a matriz de correlação dos dados de entrada, definida por $\mathbf{R} = \mathcal{E} \left\{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \right\}$. Os elementos desta matriz denotam a

correlação espacial entre os elementos. Por exemplo, \mathbf{R}_{ij} denota a correlação entre o i – ésimo elemento e o j – ésimo elemento do arranjo. Aplicando as relações apresentadas no capítulo anterior, a seguinte expressão para \mathbf{R} pode ser obtida:

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^M p_i \mathbf{f} \mathbf{f}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I},$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade e p_i denota a potência da i – ésima fonte medida num dos elementos do arranjo. Note-se que p_i é a variância da função de modulação complexa $m_i(t)$. Usando a notação de matriz, a matriz de correlação \mathbf{R} pode ser expressa na seguinte forma compacta: $\mathbf{R} = \mathbf{A} \mathbf{S} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}$, onde a matriz \mathbf{S} , de dimensão $M \times M$, denota a correlação espacial das fontes para diferentes instantes de tempo e $\mathbf{A} = [\mathbf{f}_1 | \mathbf{f}_2 | \dots | \mathbf{f}_M]$ combina as repostas do arranjo de cada onda direcional. Para fontes não correlacionadas \mathbf{S} é uma matriz diagonal com

$$S_{ij} = \begin{cases} p_i, & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases}.$$

6.2.1 Decomposição espectral

É útil expressar \mathbf{R} em termos de seus autovalores e seus autovetores associados. Os autovalores de \mathbf{R} podem ser separados em dois conjuntos quando o ambiente consiste de fontes direcionais temporalmente não correlacionadas entre si e ruído branco não correlacionado.

Os autovalores do primeiro conjunto são iguais, não dependendo das fontes direcionais e são iguais à variância do ruído branco.

Cada autovalor contido no segundo conjunto é associado a uma fonte direcional, e seu valor muda em correspondência com a potência da fonte associada. Estes autovalores são maiores que aqueles associados com o ruído branco. Às vezes, estes autovalores são chamados de autovalores de sinal, e os outros são chamados de autovalores de ruído. Assim, a matriz \mathbf{R} de um arranjo de L elementos imersos em M fontes direcionais e ruído branco tem M autovalores de sinal e $L - M$ autovalores de ruído.

Denotando os L autovalores de \mathbf{R} em ordem decrescente por $\lambda_l, l = 1, \dots, L$ e seus autovetores normais correspondentes por $\mathbf{u}_l, l = 1, \dots, L$, a matriz toma a seguinte forma

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$$

com uma matriz diagonal:

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_L \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 | \mathbf{u}_2 | \dots | \mathbf{u}_L].$$

Esta representação às vezes é chamada a decomposição espectral de \mathbf{R} . Usando o fato de que os autovetores formam um conjunto ortonormal, isto conduz à expressão seguinte para \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \sum_{l=1}^M \lambda_l \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}.$$

6.3 MATRIZ DE CORRELAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL

Neste item será explicado o funcionamento da estrutura apresentada na (5.7), a qual pode ser vista com uma extensão da estrutura do formador de feixe de banda estreita, portanto, chamado de formador de feixe de banda larga.

No formador de feixe de banda larga, a geometria do arranjo é conhecida. É portanto possível realizar a calibração do arranjo. No entanto, esta estrutura ainda pode ser utilizada em ausência do conhecimento prévio da geometria, onde não é possível efetuar a calibração do arranjo, no que é chamado em [26] como formação cega de feixe. Esta última formulação suporta o funcionamento de arranjos com distâncias inter-elementos grandes (usadas na localização geográfica de móveis), o qual permite uma analogia com a amostragem fracional para justificar a troca de recursos entre as dimensões espacial e temporal.

Para um instante de tempo dado, os sinais presentes em cada um dos elementos da Fig.6-1 podem ser condensados em uma matriz \mathbf{X} dada por $\mathbf{X}^{M \times L} = [\mathbf{x}_1 | \mathbf{x}_l | \dots | \mathbf{x}_L]$, onde

$$\mathbf{x}_l = \begin{bmatrix} x_l(k) \\ x_l(k-1) \\ \vdots \\ x_l(k-M+1) \end{bmatrix}. \text{ Note que } \mathbf{x}_l \text{ não é condizente com (5.5), no sentido de que}$$

os sinais são coletados na dimensão temporal do l -ésimo elemento, e não na dimensão espacial.

Tomando um caso particular, $L = 3$, sem perda de generalidade pode ser definido

um conjunto de matrizes de correlação temporal para as diferentes seqüências embutidas nos vetores \mathbf{x}_l dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_M^{11} &= \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_1 \mathbf{x}_1^H \}; \mathbf{R}_M^{22} = \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_2 \mathbf{x}_2^H \}; \mathbf{R}_M^{LL} = \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_3 \mathbf{x}_3^H \} \\ \mathbf{R}_M^{12} &= \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2^H \}; \mathbf{R}_M^{13} = \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_1 \mathbf{x}_3^H \}; \mathbf{R}_M^{23} = \mathcal{E} \{ \mathbf{x}_2 \mathbf{x}_3^H \}, \end{aligned}$$

as quais podem-se dispor formando uma matriz maior que combina correlação espacial e temporal, dada por:

$$\mathbf{R}_{3M} = \mathcal{E} \{ \mathbf{X} \mathbf{X}^H \} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_M^{11} & \mathbf{R}_M^{12} & \mathbf{R}_M^{13} \\ \mathbf{R}_M^{12} & \mathbf{R}_M^{11} & \mathbf{R}_M^{23} \\ \mathbf{R}_M^{13} & \mathbf{R}_M^{23} & \mathbf{R}_M^{11} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Note que em (6.1) foi assumido que $\mathbf{R}_M^{11} = \mathbf{R}_M^{22} = \mathbf{R}_M^{33}$ e $\mathbf{R}_M^{13} = \mathbf{R}_M^{31}$; $\mathbf{R}_M^{12} = \mathbf{R}_M^{21}$; $\mathbf{R}_M^{23} = \mathbf{R}_M^{32}$, isto porque tem-se suposto que \mathbf{x}_l é pelo menos fracamente estacionário. Esta estrutura é chamada de matriz *Block-Toeplitz*. A componente aditiva devida ao ruído (supostamente branco Gaussiano com variância σ) em \mathbf{R}_{3M} é simplesmente $\sigma^2 \mathbf{I}$, já que o ruído é descorrelacionado espacial e temporalmente. Pela mesma razão, cada uma das matrizes componentes são de tipo *Toeplitz*, a qual é uma matriz onde os elementos situados em cada uma das diagonais são iguais.

6.4 FORMADOR DE FEIXE DE BANDA LARGA

Os coeficientes de ponderação \mathbf{w} Fig.6-1 são combinados na dimensão temporal para formar uma matriz dada por:

$$\mathbf{W}^{M \times L} = [\mathbf{w}_1 | \mathbf{w}_l | \dots | \mathbf{w}_L],$$

onde $\mathbf{w}_l = \begin{bmatrix} w_{l1} \\ w_{l2} \\ \vdots \\ w_{lM} \end{bmatrix}$. A saída do formador de feixe fica então determinada por

$y(k) = \mathbf{W}^* \odot \mathbf{X}_s$, onde \odot é um operador matricial que como primeiro passo produz uma matriz onde cada *ij-ésimo* elemento é conseqüência da multiplicação do *ij-ésimo* elemento da primeira matriz com o *ij-ésimo* elemento da segunda. Uma segunda operação permite obter um valor escalar mediante a soma de todos os elementos da matriz. A dependência de \mathbf{X} no tempo, kT_s , tem sido suprimida para maior simplicidade.

Um formador de feixe de banda estreita pode combinar coerentemente um sinal de banda estreita, já que é suficiente o ajuste dos atrasos de orientação em função do

comprimento da onda; assim como é feito em (5.4) utilizando os pesos nos elementos do arranjo, mas não pode combinar simultaneamente e coerentemente dois ou mais sinais de banda estreita com comprimentos de ondas diferentes, já que para isso precisaria colocar atrasos diferentes onde apenas dispõe-se de um conjunto de pesos.

Num formador de feixe de banda larga e possível selecionar para combinação coerente um sinal de banda larga. Para justificar isto grosseiramente, pode-se supor um tipo de processamento que designa a cada componente um conjunto de pesos, definidos verticalmente na Fig.6-1. O primeiro colocará atrasos ao estilo do formador de banda estreita e realizará a combinação linear da primeira componente. O segundo conjunto fará o mesmo com outra componente mais, incluindo ainda o atraso já introduzido pelo primeiro conjunto e assim por diante.

Por outro lado, cada uma das estruturas temporais embutidas em Fig.6-1 são filtros **FIR**, que podem ser caracterizados por uma resposta em frequência e um atraso total e que recebem uma versão diferentemente atrasada do mesmo sinal de banda larga. Neste sentido, considere o caso especial em que os elementos do arranjo estão separados por uma distância que provoque um atraso de T_s/L na onda recebida.

Assim, pode-se considerar que existe um filtro **FIR** operando numa taxa de amostragem L vezes maior que a taxa de símbolos, no lugar de vários operando na taxa de símbolos, de onde fica evidente a troca de recursos de processamento de diversidade espacial para temporal e vice-versa. No entanto, no **CRM**, o arranjo é confinado a distâncias de 10λ , muito pequenas comparadas com o intervalo de símbolo, de maneira que a analogia não pode ser levada ao ponto de considerar que o formador de feixe seja um filtro fracional. A abordagem fracional será considerada mais adiante, também como uma forma de processamento espaço-temporal.

6.4.1 Combinador ótimo

A estrutura de suporte espaço-temporal apresentada oferece não apenas a possibilidade de realizar combinação coerente, mas também de implementar qualquer função contínua em cada um dos filtros **FIR**. Para isso os elementos de cada um dos filtros **FIR** devem ser adequadamente dimensionados em correspondência com a resposta em

frequência desejada. Este processamento pode ser definido com base na decomposição espectral da matriz de correlação temporal correspondente.

O combinador ótimo, apresentado na dimensão espacial, pode ser estendido aqui para a dimensão espaço-temporal. Uma função interessante que objetiva a maximização da relação sinal-ruído visando a combinação ótima pode ser definida desta forma.

Neste sentido, se o espectro discreto do sinal recebido (fracamente estacionário) é dado por $S(f)$ então, mostra-se que [26]:

$$\int_{-0.5}^{0.5} S(f) df = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_M}{M}$$

λ_l : autovalores da matriz \mathbf{R}_M^{11}

que está em conformidade com a *Teoria Clássica de Szegö*, no que se refere à distribuição assintótica dos autovalores para uma seqüência aleatória fracamente estacionária [26]. Uma generalização da expressão acima garante que, para uma função contínua qualquer $g(\bullet)$, com espectro definido no intervalo $[\min(S(f)), \max(S(f))]$:

$$\int_{-0.5}^{0.5} g(S(f)) df = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{g(\lambda_1) + g(\lambda_2) + \dots + g(\lambda_M)}{M}$$

Um combinador ótimo, que maximiza a relação sinal-ruído pode ser definido por uma função $g(\bullet) = \max(\bullet)$: $\int_{-0.5}^{0.5} \max(S(f)) df \approx \max(\lambda_l)$, o qual em termos matriciais é equivalente a $\max_{\|\mathbf{w}_M\|=1} \{\mathbf{w}_M^H \mathbf{R}_M \mathbf{w}_M\}$, para um M suficientemente grande.

6.5 RECEPÇÃO MLSE

A aplicação de estratégias de detecção **MLSE**, mesmo utilizando uma estrutura espacial, inclui de toda forma processamento temporal, no sentido de que é preciso primeiramente formar uma combinação de símbolos na dimensão temporal, ou seja, uma seqüência, a partir das quais são obtidas as estatísticas suficientes para a detecção.

Estes receptores podem ser implementados adaptavelmente utilizando a estratégia de adaptação **MMSE**, a qual, quando aplicada a um arranjo, representa um compromisso ótimo entre a supressão de interferência e a obtenção de ganhos de diversidade.

Os receptores **MLSE** multicanais (**MLSE** + arranjo) adaptáveis podem combater os desvanecimentos e a **ISI** devida aos multipercursos, fazendo a combinação em diversidade

de um ou vários sinais desejados e tratando o resto dos sinais como ruído Gaussiano não correlacionado nas dimensões espacial e temporal [27].

6.5.1 Combinação e rejeição de interferência

A técnica de Combinação e Rejeição de Interferência [27] (**IRC: Interference Rejection Combining**) utiliza a seguinte relação de verossimilhança [27]:

$$L(T_s) = e^{J(\{\hat{a}_n\})}$$

$$J(\{\hat{a}_n\}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{\mathbf{w}}(t_1)^H \mathbf{R}_{ww}^{-1}(t_1, t_2) \hat{\mathbf{w}}(t_2) dt_1 dt_2 \quad (6.2)$$

onde

$$\hat{\mathbf{w}}(t) = \underbrace{\sum_{k=0}^{K-1} a_n \mathbf{h}_b(t - kT_s; t)}_{\mathbf{u}(t) \text{ seqüências desejadas}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{K_i} \sum_{k=0}^{K-1} b_{ni} \mathbf{h}_{bi}(t - kT_s; t)}_{\mathbf{u}_i(t): \text{ seqüências interferentes}} + \underbrace{\mathbf{n}(t)}_{\text{ruído}} - \underbrace{\sum_{k=0}^{K-1} \hat{a}_k \hat{\mathbf{h}}_b(t - kT_s; t)}_{\hat{\mathbf{u}}(t): \text{ estimativa de } \mathbf{u}(t)}$$

$$\hat{\mathbf{w}}(t) = \mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{u}}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{u}_i(t) + \mathbf{n}(t) - \hat{\mathbf{u}}(t) : \text{ Estimativa de } \mathbf{w}(t)$$

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathcal{E} \{ \mathbf{w}(t) \mathbf{w}(t + \alpha) \} : \text{ matriz de correlação de } \mathbf{w}(t)$$

$\mathbf{h}_b(\tau; t) = \mathbf{g}(\tau; t) f(\tau)$: resposta espaço-temporal em banda básica, incluindo os formatadores de pulso,

τ é calculado para incluir os atrasos causados pelo arranjo.

$\mathbf{g}(\tau; t)$: resposta em banda básica do arranjo.

$f(\tau) = f_T(\tau) \otimes f_R(\tau)$: filtro formatador de pulso.

$f_T(\tau), f_R(\tau)$: filtros formatadores no transmissor e no receptor, respectivamente.

$a_n \triangleq \{a_n\}_{k=0}^{K-1}$ seqüência de símbolos do sinal desejado.

$\hat{b}_{ni} \triangleq \{\hat{b}_{ni}\}_{k=0}^{K-1}$ seqüências de símbolos interferentes.

$\hat{a}_n \triangleq \{\hat{a}_n\}_{k=0}^{K-1}$ seqüência de símbolos estimada no receptor.

$\mathbf{h}_{bi}(t)$: respostas espaço-temporal dos interferentes, em banda básica.

$\hat{\mathbf{h}}_b(t)$: estimativa da resposta espaço-temporal desejada, em banda básica.

A peça chave deste receptor é de novo uma matriz de correlação, desta vez, condensando as estatísticas da interferência e o ruído. Para encontrar esta matriz, primeiramente devem ser obtidas estimativas do sinal e do CRM desejado, para depois subtraí-las do sinal recebido. A maior dificuldade prática reside na inversão de tal matriz: $\mathbf{R}_{ww}(t_1, t_2)$, o que não é um problema novo na literatura de adaptação, na qual podem ser encontrados algoritmos eficientes para a inversão de matrizes *Toeplitz*. Como $\mathbf{R}_{ww}(t_1, t_2)$ não é *Toeplitz*, pode-se forçar para que o seja, mas isto conduz à formulação de um receptor subótimo.

As interferências não direcionais² e/ou dispersivas³ contribuem acrescentando à correlação espacial e/ou temporal medidas entre elementos do arranjo. Assim, em conjunto com o ruído, elas podem ser combatidas em um tipo de receptor MLSE multicanal usando uma estratégia que minimiza tais correlações.

Uma variante subótima, simplificada e baseada em detecção casada com a forma do pulso, permite simplificar $\mathbf{R}_{ww}(t_1, t_2)$ para uma matriz mais simples de se inverter, e a detecção é conforme o algoritmo de *Viterbi*. A expressão (6.2) fica simplificada para:

$$J(\{\hat{a}_n\}) = \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{r}(kT_s) - \hat{\mathbf{r}}(kT_s)) \mathbf{R}_{zz}^{-1}(kT_s) (\mathbf{r}(kT_s) - \hat{\mathbf{r}}(kT_s)), \quad (6.3)$$

onde podem ser assumidas um total de 5 simplificações em relação às condições de recepção correspondentes:

$$\mathbf{r}(kT_s) \approx \int_{-\infty}^{\infty} f^*(-\tau) \mathbf{y}(kT_s - \tau) d\tau : \text{ se } \begin{array}{l} - \mathbf{g}(\tau; t) \text{ aprox. constante na} \\ \text{duração do pulso} \\ - \text{a largura de banda em excesso} = 0 \end{array}$$

$$\mathbf{r}(kT_s) \approx \sum_{l_1=0}^{L-1} \mathbf{G}(lT_s; kT_s) a_{k-l} + \mathbf{z}(kT_s) : \text{ se } \begin{array}{l} - f(t) \text{ satisfaz o critério de} \\ \text{Nyquist para zero ISI} \\ - \text{a largura de banda} \\ \text{em excesso} = 0 \end{array}$$

L : Suficientemente grande para modelar o meio de transmissão

$$\mathbf{G}(lT_s; kT_s) \triangleq \mathbf{g}(\tau; t)|_{\tau=kT_s} \text{ se } \begin{array}{l} - f(t) \text{ satisfaz o critério de Nyquist} \\ - \text{a largura de banda em excesso} = 0 \end{array}$$

$$\mathbf{z}(kT_s) : \begin{array}{l} \mathbf{z}(kT_s) : \text{impairment,} \\ \text{temporalmente} \\ \text{descorrelacionado se} \end{array} \begin{array}{l} - f(t) \text{ satisfaz o critério de Nyquist} \\ - \text{os interferentes alinhados no} \\ \text{tempo com o sinal desejado} \\ - \text{amostragem no instante ideal} \end{array}$$

² Sinais que podem ser caracterizados por uma resposta de arranjo em um arranjo operando sob a distância de coerência.

³ Sinais que provocam uma resposta ao impulso dispersiva. No CRM isto pode acontecer devido ao espalhamento dos atrasos nas componentes de multipercursos, quando estes são combinados no receptor.

\mathbf{R}_{zz} : Contém apenas a correlação espacial de $\mathbf{z}(kT_s)$ (variante no tempo) se

- $f(t)$ satisfaz o critério de Nyquist
- os interferentes alinhados no tempo com o sinal desejado
- amostragem no instante ideal

6.5.2 Combinação em diversidade

Note que $\mathbf{R}_{zz}(t_1, t_2)$, no item anterior, contém apenas a diagonal principal quando não existe interferência, já que, nesse caso, $\mathbf{z}(kT_s)$ é descorrelacionado no tempo e no espaço.

A formulação inicial do MLSE, depois de uma série de simplificações, conduz a uma última expressão condizente com a combinação em diversidade, que implica em que, apesar de que não possam ser obtidos ganhos via eliminação de interferências, podem ser obtidos ganhos via a combinação em diversidade. Isto porque a expressão (6.3) simplifica para uma de combinador em diversidade clássico, chamado de combinador de medidas (MC: *metric combiner*). A expressão é dada por:

$$J(\{\hat{a}_n\}) = \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \sum_{d=0}^{L-1} \frac{|r_d(nT_s) - \hat{r}_d(nT_s)|^2}{P_d(nT_s)} \right\} \quad (6.4)$$

L : quantidade de elementos do arranjo

$P_d(nT_s)$: potência dos sinais indesejáveis no d – éximo elemento do arranjo

As estatísticas presentes nas matrizes de correlação mencionadas não trazem informação acerca da correlação temporal, ou seja apenas a correlação espacial é usada, tanto para cancelar interferência como para combinar em diversidade.

6.5.3 Combinação e rejeição de interferência com amostragem fracional

A correlação temporal pode ser incorporada no processamento anterior se a amostragem é feita com intervalos menores que a duração do símbolo, em uma fração do intervalo de símbolo.

Embora o aumento na taxa de amostragem deva ser acompanhada de maior largura de banda para recuperar o sinal a partir de suas amostras, o receptor MLSE multicanal

proposto em [27] despreza esta condição ao considerar que as amostras fracionais são uma mistura de seqüências de símbolos medidos em diferentes elementos do arranjo.

A seqüência de amostras fracionais passa a ser dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(nT_s) &= \begin{bmatrix} r_1(nT_s) & r_1\left(nT_s + \frac{1}{M}T_s\right) & \cdots & r_1\left(nT_s + \frac{M-1}{M}T_s\right) \\ r_2(nT_s) & r_2\left(nT_s + \frac{1}{M}T_s\right) & \cdots & r_2\left(nT_s + \frac{M-1}{M}T_s\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_D(nT_s) & r_D\left(nT_s + \frac{1}{M}T_s\right) & \cdots & r_D\left(nT_s + \frac{M-1}{M}T_s\right) \end{bmatrix} \\ &= \left[\mathbf{r}^T(nT_s) \mid \mathbf{r}^T\left(nT_s + \frac{1}{M}T_s\right) \mid \mathbf{r}^T\left(nT_s + \frac{M-1}{M}T_s\right) \right]^T \\ 1/M &: \text{ Fração de período de símbolo} \end{aligned}$$

O procedimento daqui para a frente é análogo ao do receptor anteriormente apresentado. No final será obtida uma matriz de correlação que incluirá ambas as dimensões de processamento: $R_{\tilde{z}\tilde{z}}(nT_s)$ terá dimensões maiores $MD \times MD$.

Este receptor tem a capacidade adicional necessária para combater interferências dispersivas.

6.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram descritas as características do processamento espaço-temporal ampliando o enfoque espacial ou temporal puro dos capítulos precedentes. Condizentemente com isto, foram apresentados alguns receptores baseados em detecção ótima **MLSE**. Foi apresentada a matriz de correlação e o tipo de simplificações que pode ser esperada em relação a diferentes ambientes de recepção.

Algumas dos conceitos apresentados aqui e, em geral, nesta dissertação serão ilustradas no seguinte capítulo, utilizando desta vez, argumentos práticos provenientes de simulações, e não teóricos como os utilizados até aqui.

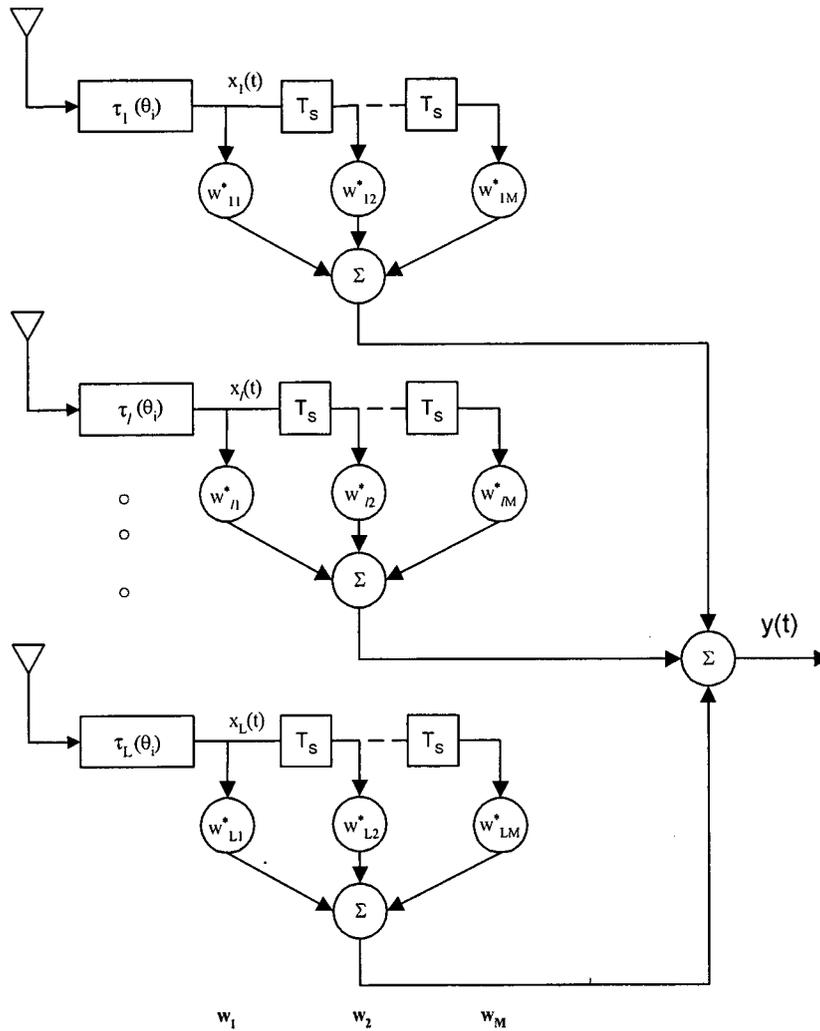


FIGURA 6-1 Formador de feixe de banda larga. Aqui a ponderação do sinal em cada sensor é realizada por um filtro FIR, o qual permite combinar cofásicamente os sinais de banda larga.

CAPITULO 7

SIMULAÇÕES

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas algumas simulações para ilustrar o funcionamento do formador de feixe de banda larga.

7.2 FORMATADOR DE FEIXE DE BANDA LARGA

A recepção em sistemas como o **GSM** pode ser realizada em duas etapas. Na primeira, o receptor dispõe de um sinal piloto (que é chamado de sinal desejado na literatura de filtragem adaptável) que é provido pelo próprio sistema para adaptar os coeficientes dos filtros conforme as características do canal de comunicações. Na segunda etapa, o sistema deve manter os resultados do treinamento, desta vez na ausência do sinal piloto.

As duas primeiras estruturas da Fig.7-1, olhando de cima para abaixo, podem ser

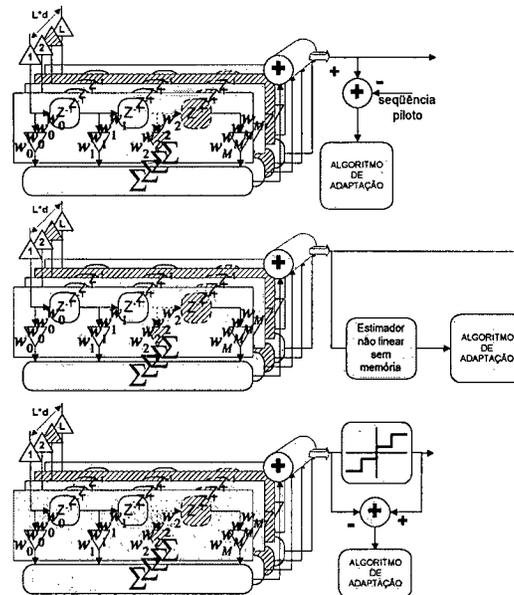


FIGURA 7-1 Formadores de Feixe de banda larga.

utilizadas na etapa de treinamento do receptor. A primeira utiliza um sinal piloto para treinar o receptor, a segunda não precisa de sinal piloto já que emprega um algoritmo autodidata. A terceira estrutura corresponde a um receptor com realimentação de decisão que pode ser utilizada na etapa de rastreamento, a qual continua após a etapa inicial de treinamento. Nesta estrutura um dispositivo não linear permite obter estimativas do sinal desejado.

Embora o formador de feixe de banda larga mostrado na Fig.7-1 seja uma alternativa interessante, a estrutura mostrada em Fig.7-2 possui maior capacidade para lidar com a interferência. Esta estrutura será analisada neste capítulo através de simulações.

O modelo de (2.15) para um canal quase-estacionário foi utilizado para realizar simulações com apenas duas ondas chegando (correspondem a dois percursos de propagação) ($N = 2$), onde o vetor de atrasos foi determinado por $[0 \ T_a]$ (T_a : Intervalo de símbolo), as amplitudes, pelo vetor $[\sqrt{0.5} \ \sqrt{0.5}]$ e os ângulos de chegada pelo vetor $[0 \ \theta_2]$. Para um conjunto de valores de θ_2 entre $(0, \pi)$ determinou-se o valor do mínimo erro quadrático médio na recepção depois de 90000 iterações. Veja a Fig.7-3.

Um segundo grupo de experiências considerou obter valores do erro para um vetor de atrasos dados por $[0 \ 0.2 * T_a]$. Este grupo faz a combinação coerente das ondas, no entanto o primeiro faz a combinação de duas ondas não coerentes, devido ao atraso

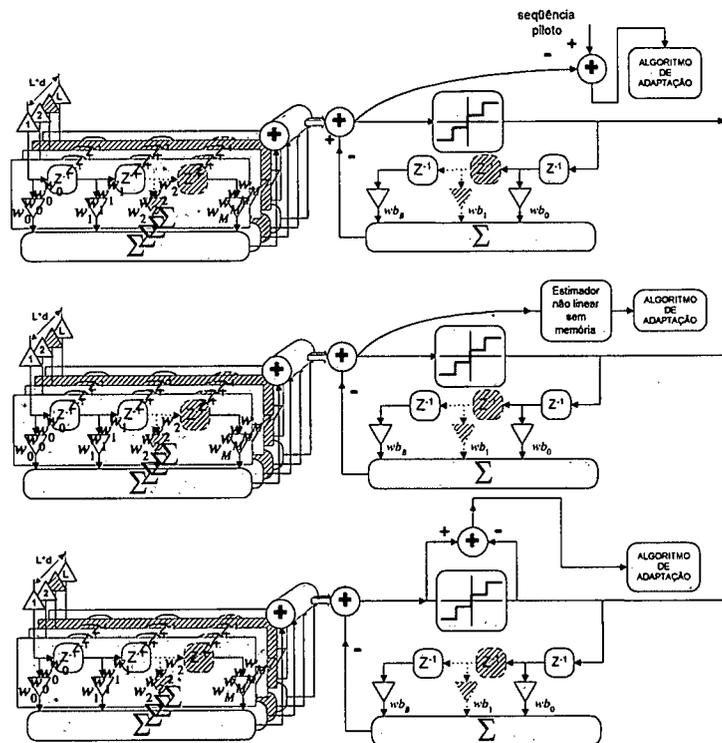


FIGURA 7-2 Formadores de feixe realimentados por Decisão Direta.

considerável existente entre elas, na ordem de T_a .

Um terceiro grupo de experiências visou obter valores do erro para θ_1 entre $[0^\circ, 20^\circ]$.

Por último, um quarto grupo considerou que a diferença de fase inicial ϕ entre cada onda poderia mudar entre 0 e 180° .

Após a primeira fase, obtiveram-se os valores de erro quadrático médio na fase de rastreamento. Nas duas fases foi aditivado ruído gaussiano com amplitude de $\sqrt{0.5}/5$.

Os resultados obtidos foram para um formador de banda larga colocado num arranjo com dois sensores (ou elementos de arranjo) ($L = 2$) e 4 coeficientes em cada sensor, seguido de um filtro *backward* com 3 coeficientes, o qual é chamado em [28] de **DFE Espaço-Temporal**, porque realiza processamento espaço-temporal conjunto.

Um filtro de formatação de pulso do tipo cosseno levantado com excesso de faixa de 20% foi implementado utilizando para isto um filtro **FIR** de 33 coeficientes.

Foi utilizado o algoritmo de adaptação **LMS** clássico com um passo de iteração de 7×10^{-6} e 90000 iterações. Isto para as duas fases de trabalho.

7.3 RESULTADOS

Os resultados são apresentados da seguinte maneira.

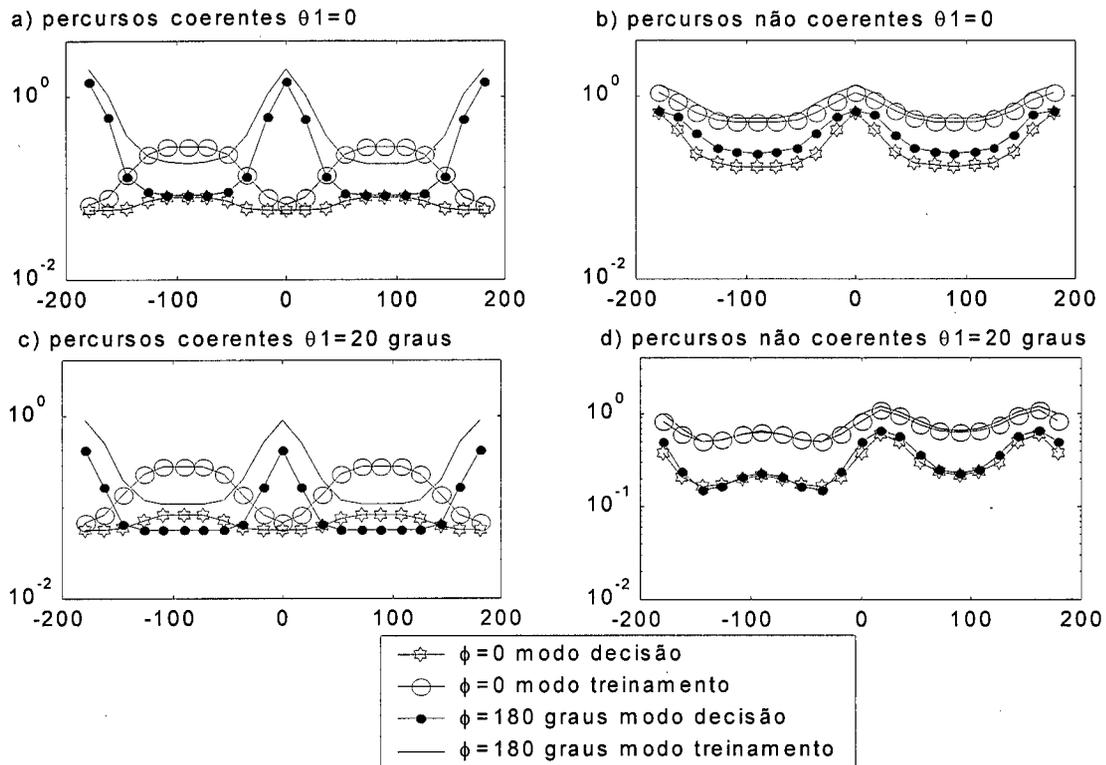


FIGURA 7-3 Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações

Na Fig.7-3 são apresentados todos os resultados conseguidos com 90000 iterações. Nesta figura são mostrados dois gráficos para combinação coerente (a) e (c) e dois para combinação não coerente (b) e (d). A diferença entre estes dois gráficos é o ângulo θ_2 .

Em cada sub-gráfico da Fig.7-3 é mostrado o comportamento do erro em função do ângulo de chegada θ_1 para diferentes valores de diferenças de fases iniciais ϕ . Para cada valor de ϕ são traçadas as curvas de treinamento e de rastreamento (modo decisão direta).

Na Fig.7-4 são mostrados, apenas, os resultados correspondentes à fase de rastreamento (modo decisão direta). São agrupados para mostrar o efeito da diferença de fases iniciais.

Na Fig.7-5 são apresentados os resultados para à fase de rastreamento agrupados

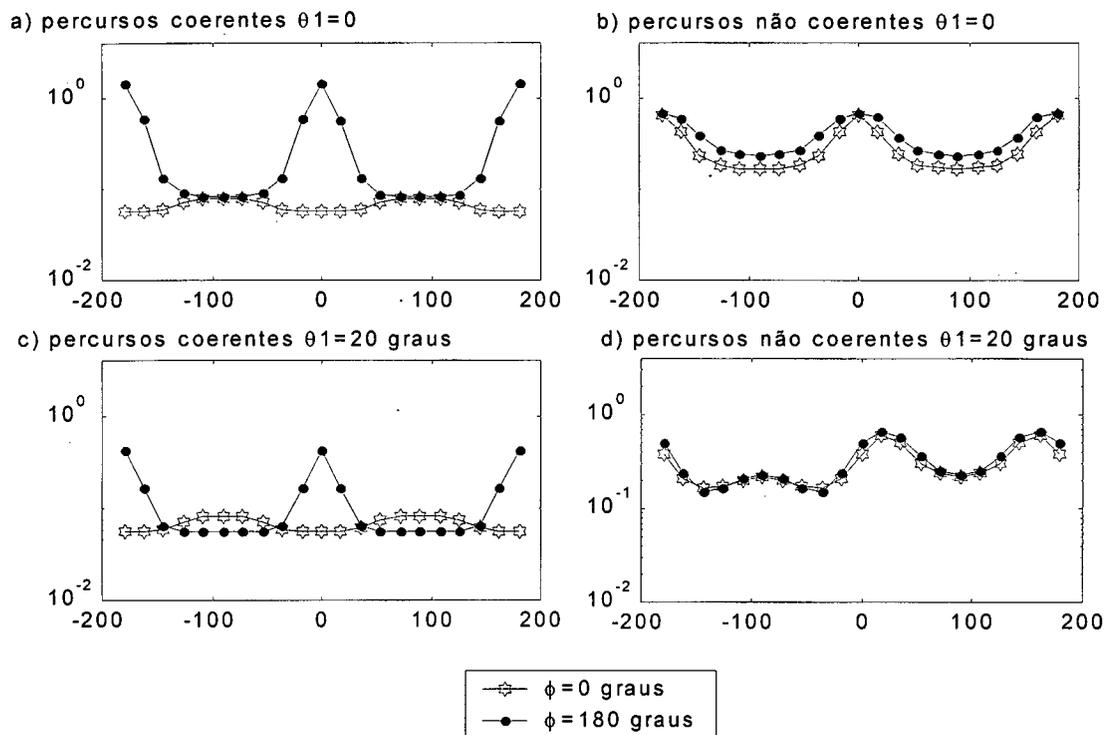


FIGURA 7-4 Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações. São mostrados os resultados da fase de decisão direta

especialmente para mostrar o efeito da mudança do ângulo θ_1 .

Em [28] pode ser encontrada a fundamentação analítica para as configuração aqui testadas. Na mesma fonte foram apresentados resultados de simulações com 90000 iterações que se mostraram condizentes com a teoria e com os resultados aqui mostrados.

7.4 CONCLUSÕES

Os resultados foram satisfatórios, no entanto, foi preciso empregar uma considerável quantidade de tempo para conseguir ajustar os parâmetros de adaptação da maneira certa. Outras simulações podem ser realizadas para mostrar a vantagem do uso desta técnica em contraste com as técnicas de processamento espacial ou temporal. Também pode ser interessante avaliar a sensibilidade do sistema a diferentes mudanças dos parâmetros do CRM móvel.

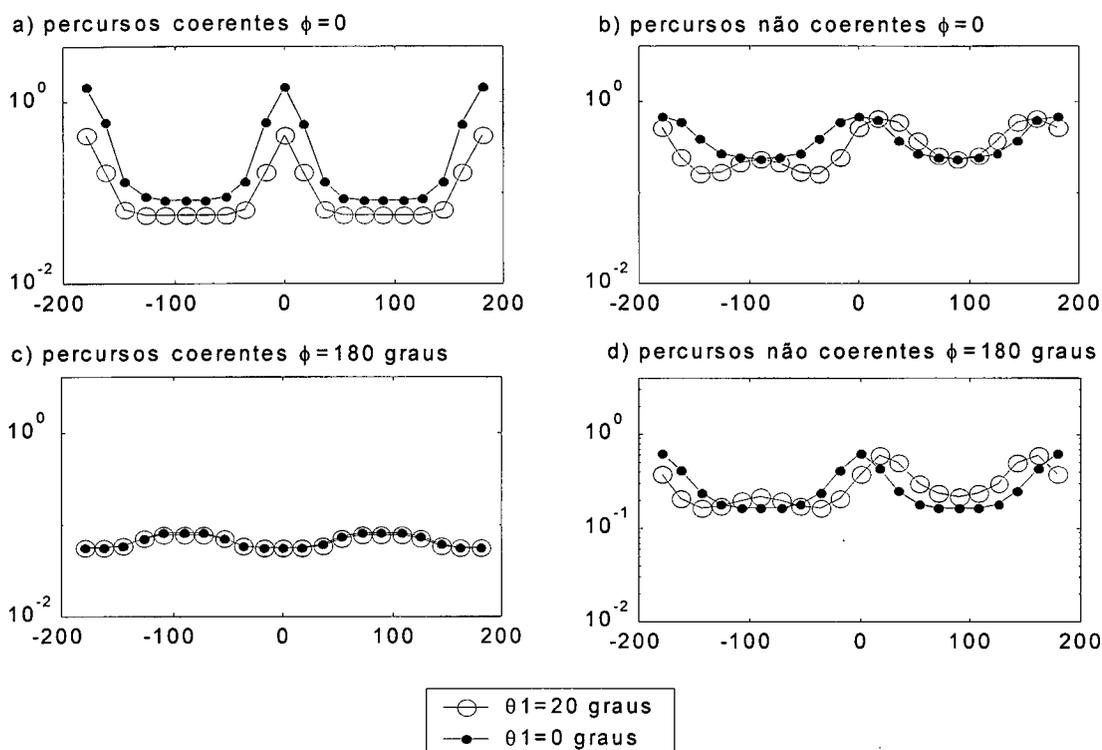


FIGURA 7-5 Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 90000 iterações. Resultados da fase de decisão direta. Resultados com diferente agrupamento.

A partir destas simulações é possível concluir que o dispositivo mostrado funciona seja como cancelador de interferências seja como combinador coerente de ondas dependendo do valor da coerência existente entre a onda que chega e o sinal piloto. Isto é, ondas que resultem semelhantes com o sinal piloto receberam maior energia do padrão de irradiação sempre que for possível. No entanto ondas que sejam muito diferentes do sinal piloto serem rejeitadas tanto quanto o permita o funcionamento do arranjo.

A combinação coerente pode resultar afetada quando as ondas semelhantes chegarem com ângulos muito diferentes. Por outro lado, a capacidade para combater a interferência é maior quanto maior for a separação entre a onda e o interferente. Isto explica o comportamento diferente do erro quadrático em função da diferença nos ângulos de chegada das ondas para ambos casos.

Quando existe uma diferença na fase inicial de valor π entre duas ondas semelhantes o arranjo funcionará de maneira a cancelar uma das ondas como se fosse interferência.

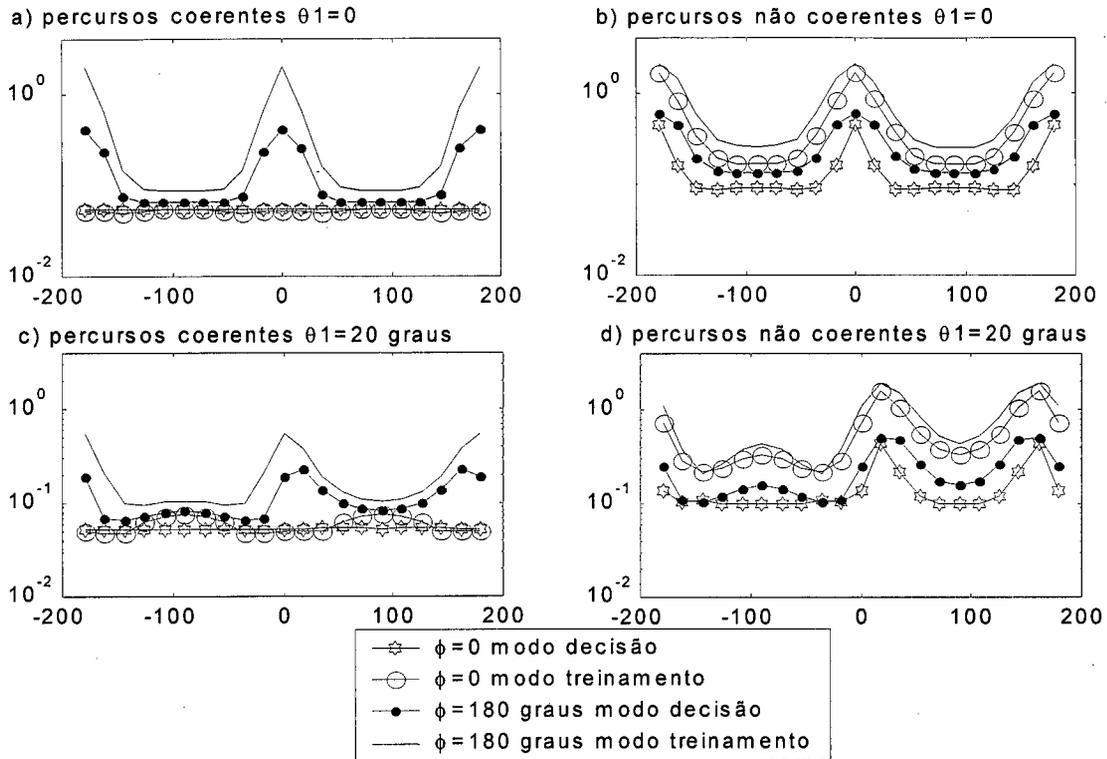


FIGURA 7-6 Valor do erro quadrático médio em função da separação entre ângulos de chegadas de dois percursos para um formador de feixe banda larga. Foram empregadas 200000 iterações.

Isto é condizente com o fato de que neste caso uma das ondas será o oposto da outra e portanto a combinação coerente terá piores resultados do que a técnica de cancelamento de interferências.

Por último, fica claro que o arranjo deixa de se comportar simetricamente no modo de cancelamento de interferências quando uma das ondas não chega com ângulo de chegada 0° . No entanto, quando as ondas são coerentes o arranjo pode manter a simetria de funcionamento.

Note por último, que a fase de rastreamento consegue melhorar ainda o comportamento da fase de treinamento do qual pode-se inferir que o erro mínimo teórico não foi atingido nesta primeira fase. Simulações na ordem de 200000 iterações confirmam esta suspeita, no entanto as diferenças podem ser desprezíveis para efeito de análise comparativa. Na Fig.7-6 são mostrados os resultados do capítulo, porém com 200000 iterações em lugar de 90000 e mantendo o mesmo passo de adaptação de 7×10^{-6} . Note que

alguns resultados ficaram ainda melhores, em particular isto aconteceu nos gráficos a) e b) para os casos de defasagem nula ($\phi=0$) entre as ondas. Embora melhores, não ultrapassam os limites teóricos dados em [28].

CAPITULO 8

CONCLUSÕES

Esta dissertação trata das considerações necessárias para aumentar a capacidade dos sistemas móveis, utilizando processamento digital de sinais, que é um problema de grande importância atual.

A abordagem aqui apresentada objetivou o estudo de técnicas para aumento de capacidade, mas sem perder de vista os fundamentos teóricos que as justificam.

Quando oportuno, foi destacado o compromisso entre complexidade e desempenho, o qual norteia a aplicação das idéias teóricas aqui apresentadas.

Por outro lado, os estudos para aumento de capacidade devem manter certa independência da tecnologia usada visando obter estratégias gerais para evitar a obsolescência, uma vez que os sucessivos avanços tecnológicos podem deixar rapidamente inviável um modelo de canal.

No que diz respeito aos estudos teóricos para aumento de capacidade não foram analisados aspectos mais complexos como precodificação e formatação de constelações (*shaping*), nem o desenvolvimento recente de métodos para realizar equalização em combinação com técnicas de codificação e formatação de constelações.

Dentro da aplicação do critério de *water pouring*, devido a *Shannon*, não foi

analisada a solução monoportadora que conduz à aplicação de pre-codificação no transmissor, baseada na idéia de realimentação de decisão no transmissor.

A utilização de pre-codificação e formatação de constelações simultaneamente, permite que a comunicação seja realizada com desempenhos equivalentes ao do caso de um receptor dotado de equalizador **DFE** operando com cancelamento total de **ISI**.

Uma premissa é importante neste caso: o espectro deve estar constituído de uma banda única de frequências. No caso do espectro estar constituído de bandas não conexas é preferível utilizar diretamente o critério de *water pouring*.

A técnica de pre-codificação faz um processamento de equalização no transmissor de tal forma que no receptor é recebido um sinal livre de **ISI**. De aí que a decodificação pode ser realizada em condições ideais.

Quando o valor de **SNR** é alto, o valor eficaz **SNR** será aproximadamente igual daquele atingido com o emprego do critério de *water pouring*, o qual sabemos que é ótimo. Por isso pode-se dizer que a capacidade de um canal com **ISI** pode-se fazer tão próxima quanto se desejar, da aquela do canal livre de **ISI**.

A aplicação das comunicações móveis como suporte de redes de dados oferecendo serviços multimídias desperta uma outra possibilidade de estudos para aumento de capacidade. A teoria conhecida como teoria de informação de redes (*network information theory*) está vivendo uma mudança de paradigmas nas abordagens para a modelagem de canais de comunicação, na direção de se obter canais mais realistas e tratáveis. Este é um aspecto também não abordado aqui.

A superioridade do **CDMA** sobre **TDMA** não é tão evidente para alguns autores. Cabe à *teoria de informação multiusuário* oferecer maiores esclarecimentos a respeito. Nesta dissertação, a recepção multiusuário não foi aprofundada, no entanto, é uma área interessante de ser pesquisada, particularmente no caso **CDMA**.

Alguns destes temas são motivo de intensa pesquisa, outros, no entanto começam a ser pesquisados, esperando aplicações práticas para daqui a 10, 20 ou 30 anos.

Trabalhos futuros podem ser realizados nestas áreas para complementar a visão apresentada aqui.

O simulador incluído neste trabalho pode ser otimizado para diminuir os tempos de execução. No entanto, a interface de trabalho deve ser ampliada para incluir outros tipos de

modulação, em particular, modulação de espectro espalhado.

Na literatura consultada, é desejável uma maior sistematização na apresentação dos resultados de simulação dos dispositivos receptores. Realmente é útil contar, ao menos, com uma base de dados que relacione os desempenhos obtidos por simulação e as condições nas quais eles foram obtidos. Nestes tempos de **Internet**, isto pode ser rapidamente implementado, uma vez atingido um consenso entre pesquisadores sobre quais devem ser os dados a serem armazenados.

Neste sentido, o simulador pode ser dotado num futuro de uma base de dados contendo tais informações.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] STREMLER, F. G. *Introducción a Los Sistemas de Comunicación*. Delaware, USA: Addison-Wesley Iberoamericana, S.A., 1993.
- [2] KRAUS, J. D. *Antenas*. R.J. Brasil: Editora Guanabara Dois S.A., 1950.
- [3] LEE, W. C. Y. *Mobile Communications Design Fundamentals*. Canada: John Willey and Sons Inc., 2 ed., 1993.
- [4] BOASHASH, B.; JONES, G., *Instantaneous Frequency and Time-Frequency Distribution*. Melbourne, Australia: Longman Cheshire, 1992.
- [5] PAPOULIS, A. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. USA: McGraw-Hill Inc., 1 ed., 1965.
- [6] J. C. LIBERTI, JR.; RAPPAPORT, T. S. *Smart Antennas for Wireless Communications*. Communications Engineering and Emerging Technologies Series, N.J. USA: Prentice-Hall, Inc., 1999.
- [7] MOTA, J. C. M. *Equalização Adaptativa Em Sistemas Rádio-Digitais: Das Técnicas Em Freqüência À Teoria Da Desconvolução Autodidata*. Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Agosto 1992.
- [8] RAPPAPORT, T.S. *Wireless Communications - Principles and Practice*. N.J. USA: Prentice-Hall PTR, 1996.
- [9] CAVALCANTI, F. R. P. *Antenas Inteligentes e Processamento Espaço-Temporal Para Sistemas de Comunicação Sem Fio*. Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Julho 1999.
- [10] PAULRAJ, A. J.; PAPADIAS, C. B. Space-time processing for wireless communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, New Jersey, pp. 49–83, Nov. 1997.
- [11] ILÍN, V.; POZNIAK, E. *Fundamentos Del Análisis Matemático*, vol. I. Moscú, URSS: Editorial MIR, 1982.
- [12] PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. USA: McGraw-Hill, 1 ed., 1983.

- [13] KAILATH, T.; POOR, H. V. Detection of stochastic processes. *IEEE Transactions on Information Theory*, New Jersey, vol. 44, no. 6, pp. 2230–2259, Oct. 1998.
- [14] KAILATH, T., From matched filters to martingales. Plenary lecture report, ISIT, 1998.
- [15] VERDÚ, S. Fifty years of Shannon theory. *IEEE Transactions on Information Theory*, New Jersey, vol. 44, no. 6, pp. 2057–2078, Oct. 1998.
- [16] HAYKIN, S. *Communication Systems*. Canada: John Wiley and Sons, Inc., 3 ed., 1994.
- [17] YAO, Y. D.; SHEIKH, A. U. H. Bit error probabilities of NCFSK and DPSK signals in microcellular mobile radio systems. *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 363–364, 1992.
- [18] FORNEY, G. D. JR; UNGERBOECK, G. Modulation and coding for linear gaussian channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, New Jersey, vol. 44, no. 6, pp. 2384–2415, Oct. 1998.
- [19] RESWEBER, E. J., A DSP GMSK modem for mobitex and other wireless infrastructures. Application Report SPRA139, Synetcom Digital Incorporated, 1994.
- [20] SMALLEY, D., Equalization concepts: A tutorial. Application Report SPRA140, Atlanta Regional Technology Center, Oct. 1994.
- [21] QURESHI, S. U. H. Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1380, Sep. 1985.
- [22] GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications, part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, New Jersey, vol. 8, no. 8, pp. 1195–1245, Aug. 1997.
- [23] FARSAKH, C.; NOSSEK, J. Spatial covariance based downlink beamforming in an SDMA mobile radio system. *IEEE Transactions On Communications*, New Jersey, vol. 46, no. 11, pp. 1497–1505, Nov. 1998.
- [24] OSORIO, A. F. S. *Antenas Adaptativas: Conceitos e Aplicações Em Comunicações Móveis*. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 1998.
- [25] WIDROW, B.; STEARNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. N.J. USA: Prentice-Hall Inc., 1985.

- [26] YAO, K.; HUDSON, R. E.; REED, C. W.; CHEN, D. et al. Blind beamforming on a randomly distributed sensor array system. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, New Jersey, vol. 16, no. 8, pp. 1555–1567, Oct. 1998.
- [27] MOLNAR, K. J.; BOTTOMLEY, G. E. Adaptive array processing MLSE receivers for TDMA digital cellular/PCS communications. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, New Jersey, vol. 16, no. 8, pp. 1340–1351, Oct. 1998.
- [28] CHIANI, M.; ZANELLA, A. Spatial and temporal equalization for broadband wireless indoor networks at millimeters waves. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 17, no. 10, pp. 1725–1734, 1999.