



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

Utilização Conjunta de Técnicas de Formatação de Feixe, Diversidade Espacial e Equalização na Recepção de Sinais

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

Julián Jair López Salamanca

Florianópolis, 30 de março de 2012.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Salamanca, Julián Jair López

Utilização Conjunta de Técnicas de Formação de Feixe,
Diversidade Espacial e Equalização na Recepção de Sinais
[dissertação] / Julián Jair López Salamanca ; orientador,
Leonardo Silva Resende - Florianópolis, SC, 2012.

140 p. ; 21cm

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

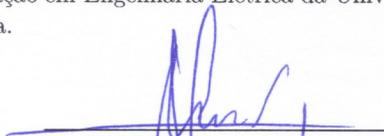
Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Formação de feixe. 3.
Equalização de canal. 4. Diversidade espacial. 5.
Comunicação sem fio. I. Resende, Leonardo Silva . II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

UTILIZAÇÃO CONJUNTA DE TÉCNICAS DE FORMATÇÃO DE FEIXE, DIVERSIDADE ESPACIAL E EQUALIZAÇÃO, NA RECEPÇÃO DE SINAIS

Julián Jair López Salamanca

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração Comunicações e Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.



Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Orientador



Prof. Patrick Kuo-Peng, D.Sc.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-UFSC

Banca examinadora



Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Presidente



Luciano Leonel Mendes, D.Sc.



Walter Pereira Carpes Jr, D.Sc.



Bartolomeu F. Uchôa Filho, Ph.D.



Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.

Dedico este trabalho aos meus pais, José e Fanny pelo apoio incondicional.

Agradecimentos

Ao professor Leonardo Resende pela orientação e dedicação, por ser uma pessoa que sempre deu seu apoio e confiança.

Ao professor Carlos Aurélio pelas sugestões e contribuições feitas nesta dissertação.

À Tatiana minha namorada, por ser uma voz de ânimo nos momentos difíceis, pela sua paciência, amor e amizade.

Ao Henyi meu irmão que sempre deu seu apoio e confiança, o qual é um exemplo a seguir.

Ao pessoal do Grupo de Pesquisa em Comunicações (GPqCOM) pela colaboração e amizade.

Ao Renzo Figueroa pela sua amizade.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo auxílio financeiro.

Aos colombianos em Florianópolis.

Às pessoas que contribuíram direta ou indiretamente no desenvolvimento deste trabalho, e que neste momento não estão sendo citadas, mas que formaram uma parte importante neste período de estada no Brasil, país que me acolheu gratamente nessa etapa de minha vida.

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

**UTILIZAÇÃO CONJUNTA DE TÉCNICAS DE
FORMATAÇÃO DE FEIXE, DIVERSIDADE ESPACIAL E
EQUALIZAÇÃO NA RECEPÇÃO DE SINAIS**

Julián Jair López Salamanca

30 de março de 2012.

Orientador: Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Área de concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chave: Formatação de feixe, diversidade espacial, equalização de canal, comunicação sem fio.

Número de páginas: xxiv +140

Nesta dissertação, investiga-se a utilização conjunta de técnicas de formatação de feixe, diversidade espacial e equalização de canal para recepção de sinais em um sistema de comunicação sem fio. Utiliza-se um conjunto de arranjos de antenas (dois arranjos lineares) para obter tanto diversidade espacial como formatação de feixe. As antenas em cada arranjo são espaçadas segundo o critério de filtragem espacial (formatação de feixe), enquanto que os arranjos são espaçados buscando satisfazer o critério de diversidade espacial. Com a diversidade espacial, busca-se combater o desvanecimento plano, enquanto que com a formatação de feixe o desvanecimento seletivo em frequência. Tais fenômenos estão sempre presentes nos sistemas de comunicação sem fio, devido à propagação por múltiplos percursos do sinal transmitido.

Três técnicas de combinação dos sinais na saída dos conformadores são apresentadas: seleção - escolhendo o sinal com menor ISI; soma não ponderada; e soma ponderada - enfatizando o sinal de maior

potência. Um equalizador DFE é empregado na saída da técnica de combinação para mitigar a ISI residual.

A estrutura do receptor em estudo é apresentada para operar de forma adaptativa, sendo que o algoritmo LMS é escolhido para essa tarefa. Também é abordado o cálculo ótimo dos coeficientes nos conformadores de feixe e no equalizador DFE, para as diferentes técnicas de combinação.

Resultados de simulação permitem avaliar o desempenho dos esquemas sugeridos e compará-los com os da literatura existente.

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

**JOINT USE OF BEAMFORMING, SPATIAL DIVERSITY,
AND CHANNEL EQUALIZATION TECHNIQUES FOR
RECEIVING SIGNALS**

Julián Jair López Salamanca

March 30th, 2012.

Advisor: Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Area of concentration: Communications and Signal Processing

Keywords: Beamforming, spatial diversity, channel equalization, wireless communication.

Number of pages: xxiv + 140

This dissertation investigates the joint use of beamforming, spatial diversity, and channel equalization techniques for receiving signals in a wireless communication system. A set of antenna arrays (two linear antenna arrays) is used in order to obtain both spatial diversity and beamforming. The antennas in each array are spaced according to the spatial filtering criterion (beamforming), while the arrays are spaced for satisfying the criterion of spatial diversity. The flat fading is combated with spatial diversity, while the frequency selective fading with beamforming. Such phenomena are always present in the wireless communication systems, due to the multipath propagation of the transmitted signal.

Three techniques for combining the output signals of the beamformers are presented: selection - chooses the signal with lower ISI; unweighted sum; and weighted sum - emphasizes the highest power signal.

A DFE equalizer is used in the output of the combination techniques for mitigating the residual ISI.

The receptor structure under study is presented to operate adaptively, and the LMS algorithm is chosen for this task. In addition, the optimum coefficients of both DFE equalizer and beamformers are obtained, considering the three techniques of combination.

Simulation results allow to evaluate the performance of the suggested schemes and compare them to those in the existing literature.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Ambiente de propagação	3
1.2	Desvanecimento pela propagação multipercurso	4
1.2.1	Desvanecimento de pequena escala	5
1.3	Técnicas para mitigar o desvanecimento de pequena escala	8
1.4	Objetivos	10
1.5	Organização do trabalho	10
2	Técnicas de processamento espacial e temporal	13
2.1	Diversidade	13
2.1.1	Diversidade espacial na recepção	14
2.1.2	Técnicas de combinação de diversidade	15
2.2	Formatação de feixe	17
2.2.1	Arranjo Linear Uniforme	19
2.2.2	Modelo do sinal incidente no arranjo	20
2.2.3	Condição de afastamento das antenas	23
2.2.4	Conformador de feixe	25
2.2.5	Conformador de feixe ótimo	28
2.2.6	Conformador de feixe adaptativo	31
2.3	Equalização de canal	33
2.3.1	Canal de comunicação e representação em banda base	34
2.3.2	Técnica de equalização	38

2.4	Conclusões	45
3	Técnicas espaçotemporais conjuntas	47
3.1	Modelo do canal espaçotemporal	48
3.1.1	Propriedades temporais	49
3.1.2	Propriedades espaçotemporais	50
3.1.3	Considerações estatísticas	52
3.2	Formatação de feixe e equalização	54
3.2.1	Formatação de feixe e equalização clássica	54
3.2.2	Técnica proposta por Sung-Hoon	61
3.3	Formatação de feixe, diversidade e equalização	64
3.3.1	Conciliando formatação de feixe e diversidade	65
3.3.2	Canal espaçotemporal empregado	66
3.4	Estrutura geral do receptor proposto	75
3.4.1	Esquemas de combinação propostos	78
3.4.2	Equalizador DFE	84
3.5	Técnicas de estimação do tempo de atraso de propagação	86
3.6	Conclusões	87
4	Resultados de simulação	89
4.1	Condições das simulações	90
4.2	Resultados	92
4.2.1	Fixando uma realização de canal	93
4.2.2	Múltiplas realizações de canal	102
4.3	Conclusão	109
5	Conclusões	111
A	Cálculo da função do diagrama de irradiação	113
A.1	Magnitude da função $S(\theta)$	114
A.2	Nulos no diagrama de irradiação	114
B	Combinação por razão máxima	117

C Cálculo dos coeficientes ótimos	121
C.1 Coeficientes ótimos da estrutura clássica	122
C.1.1 Coeficientes do conformador de feixe	122
C.1.2 Coeficientes do equalizador	123
C.2 Estrutura proposta	129
 Referências Bibliográficas	 135

Lista de Figuras

1.1	Ambiente de propagação multipercurso em um sistema de comunicação sem fio.	4
1.2	Fenômenos presentes no desvanecimento plano.	7
1.3	Desvanecimento seletivo em frequência	8
1.4	Interferência entre símbolos	8
2.1	Sistema de comunicação com diversidade na recepção. . .	15
2.2	Diversidade espacial com a técnica Seletor.	16
2.3	Diversidade espacial com a técnica de combinação de razão máxima.	17
2.4	Configuração geométrica dos arranjos.	19
2.5	Amostragem espacial num arranjo linear uniforme. . . .	20
2.6	Analogia da amostragem espacial à temporal.	24
2.7	Estrutura de um conformador de feixe.	25
2.8	Diagrama de irradiação característico de um arranjo de antenas.	28
2.9	Estrutura do conformador de feixe com a minimização do MSE como critério de otimização.	29
2.10	Modelo de comunicação digital passa faixa.	34
2.11	Modelo de comunicação digital em banda base.	35
2.12	Amostras precursoras e pós-cursoras da resposta impulsiva de um canal.	37
2.13	Estrutura do equalizador DFE.	39

2.14	Equalizador DFE implementado com filtros transversais de resposta ao impulso finita FIR.	40
2.15	Sistema de comunicação com equalizador DFE no modo treinado.	41
3.1	Propagação multipercurso para receptor com arranjo de antenas.	48
3.2	Características temporais de um canal vetorial multipercurso.	51
3.3	Características espaçotemporais de um canal vetorial multipercurso.	53
3.4	Conformador de feixe seguido do equalizador DFE.	55
3.5	Estrutura composta de dois conformadores de feixe e um arranjo de antenas	62
3.6	Receptor proposto por Sung-Hoon.	63
3.7	Diversidade espacial empregando arranjos de antenas.	66
3.8	Diversidade espacial com dois arranjos de antenas uniformemente distribuídas.	67
3.9	Magnitude da resposta ao impulso.	73
3.10	Característica espaçotemporal do canal vetorial multipercurso do canal $\mathbf{h}_0(k)$	74
3.11	Característica espaçotemporal do canal vetorial multipercurso do canal $\mathbf{h}_1(k)$	74
3.12	Estrutura geral do receptor proposto conciliando as técnicas de formação de feixe, diversidade e equalização.	76
3.13	Técnica de combinação: Seletor.	79
3.14	Característica do janelamento exponencial crescente.	79
3.15	Técnica de combinação: Soma não ponderada.	80
3.16	Técnica de combinação: Soma ponderada.	84
4.1	Perfil de potência médio de canais da TV digital Brasileira.	90
4.2	Resposta temporal para uma realização arbitrária de canal tipo C.	93
4.3	Curvas da convergência dos conformadores de feixe.	94

4.4	Diagrama de irradiação dos conformadores de feixe.	95
4.5	Constelações nos conformadores de feixe.	96
4.6	Propriedades espaçotemporais do canal $\mathbf{h}_0(k)$	97
4.7	Propriedades espaçotemporais do canal $\mathbf{h}_1(k)$	98
4.8	MSE do equalizador para uma realização do Canal C.	100
4.9	Constelação na saída do equalizador, empregando os diferentes tipos de receptores.	101
4.10	MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal A.	103
4.11	SER para diferentes realizações do Canal A.	104
4.12	MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal C.	105
4.13	SER para diferentes realizações do Canal C.	106
4.14	MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal D.	107
4.15	SER para diferentes realizações do Canal D.	107
4.16	MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal E.	108
4.17	SER para diferentes realizações do Canal E.	109

Lista de Tabelas

2.1	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O CONFORMADOR DE FEIXE.	33
2.2	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O EQUALIZADOR DFE.	45
3.1	PARÂMETROS PARA UM EXEMPLO DE CANAL MULTIPERCURSO.	50
3.2	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O CONFORMADOR DE FEIXE NA ESTRUTURA CLÁSSICA.	58
3.3	PARÂMETROS QUE GARANTEM UM BOM DESEMPENHO DE UM EQUALIZADOR DFE.	59
3.4	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O EQUALIZADOR NA ESTRUTURA CLÁSSICA.	61
3.5	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA OS CONFORMADORES DE FEIXE MULTIOBJETIVO.	63
3.6	PARÂMETROS DO EQUALIZADOR DFE NO RECEPTOR PROPOSTO POR SUNG-HOON.	64
3.7	PARÂMETROS ESPAÇOTEMPORAIS DE CANAIS MULTIPERCURSO COM DOIS ARRANJOS.	72
3.8	RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA OS CONFORMADORES DE FEIXE.	78
4.1	ALGUNS CANAIS DA TV DIGITAL BRASILEIRA.	91

Glossário

Abreviações

ABERT	Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão
AOA	Angle of Arrival (Ângulo de chegada)
ATSC	Advanced Television System Committee
DFE	Decision Feedback Equalizer (Equalizador de decisão realimentada)
DFT	Discrete Fourier Transform (Transformada discreta de Fourier)
DOA	Direction of Arrival (Direção de chegada)
EGC	Equal Gain Combining (Combinação com ganhos iguais)
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FBF	Feed-Back Filter (Filtro de realimentação)
FFF	Feed-Forward Filter (Filtro de alimentacion)
FIR	Finite-duration Impulse Response (Filtro com resposta ao impulso finita)

FNBW	First Null Bandwith (Largura de feixe do primeiro nulo)
HPBW	Half Power Bandwith (Largura de feixe de potência média)
ISI	Intersymbol Interference (Interferência intersimbólica)
LCMV	Linearly Constrained Minimum Variance (algoritmo de mínima variância com restrições lineares)
LMS	Least Mean Square (Mínimos quadrados médios)
MRC	Maximal Ratio Combining (Combinação por razão máxima)
MSE	Mean Square Error (Erro médio quadrático)
MUSIC	MUltiple SIgnal Clasification
QPSK	Quadriphase-shift keying
SER	Symbol Error Rate (Taxa de erro de símbolo)
SET	Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão
SIMO	Single Input Multiple Output (Uma Entrada - Múltiplas Saídas)
SINR	Signal-to-Interference-plus-noise (Razão sinal ruído mais interferência)
SNR	Signal-to-noise ratio (Razão sinal ruído)
ULA	Uniform Linear Array (Arranjo linear uniforme)

Simbologia

∇ Vetor gradiente

$\delta(k)$	Função Delta de Dirac discreto
$\exp\{x\}$	e^x
\hat{x}	Estimativa de x
$\hat{\mathbf{A}}$	Estimativa da matriz \mathbf{A}
$\hat{\mathbf{x}}$	Estimativa do vetor \mathbf{x}
$\log_x\{y\}$	log, base x , de y
\mathbf{A}^{-1}	Inversa da matriz \mathbf{A}
\mathbf{A}^H	Hermitiana (transposto conjugado) da matriz \mathbf{A}
\mathbf{A}^T	Transposto da matriz \mathbf{A}
\mathbf{I}	Matriz identidade
\mathbf{x}^H	Hermitiana (transposto conjugado) do vetor \mathbf{x}
\mathbf{x}^T	Transposto do vetor \mathbf{x}
$ x $	Modulo de x
$\Re\{x\}$	Parte real de x
\star	Operador de convolução
$\tilde{x}(t)$	Sinal passa faixa (sinal modulado)
$\min_x f(x)$	Minimiza o valor de $f(x)$ em função de x
$diag(x_1, \dots, x_N)$	Matriz diagonal NxN com elementos da diagonal x_1, \dots, x_N
$E\{\cdot\}$	Operador de valor esperado
$M \times N$	Matriz de M filas e N colunas
x^*	Complexo conjugado de x

$x(t)$

Envoltória complexa (sinal em banda base)

Capítulo 1

Introdução

Nas duas últimas décadas tem-se vivenciado uma grande evolução dos sistemas de comunicação, sempre visando satisfazer a demanda por serviços de comunicação cada vez mais rápidos e de maior cobertura. Os avanços tecnológicos nas comunicações sem fio foram significativos nos últimos anos e continuam em plena evolução, a exemplo da telefonia celular, internet móvel e radiodifusão de TV digital. A concorrência entre os fabricantes e prestadores de serviço é acirrada na busca de serviços de alta qualidade e com taxas de transmissão digital cada vez mais elevadas.

A qualidade do serviço e a taxa de transmissão empregada são dois fatores afetados diretamente pelos fenômenos presentes no canal de propagação das comunicações sem fio. Neste tipo de canal o sinal transmitido é propagado até o receptor em múltiplos percursos os quais são oriundos de um obstáculo e/ou de um conjunto de obstáculos presentes entre o transmissor e o receptor. No receptor, o sinal resultante da combinação dos múltiplos percursos é sempre afetado por fenômenos que caracterizam o canal e que deterioram as propriedades do sinal transmitido. Entre os principais fenômenos que afetam a qualidade da comunicação encontra-se a perda de potência produzida pelas grandes

distâncias entre transmissor e receptor, pelo sombreamento do sinal devido aos obstáculos de grande magnitude, ou pelo desvanecimento do sinal devido aos múltiplos percursos. De outro lado, a taxa de transmissão de dados é afetada pelo fenômeno da interferência intersimbólica produzida também pela sobreposição dos múltiplos percursos (RAPPA-PORT, 1996).

Para combater esses fenômenos, os sistemas mais modernos de comunicação sem fio empregam na camada física técnicas de processamento espacial e temporal de sinais. O processamento espacial utiliza arranjos de antenas na transmissão e/ou recepção de sinais. Dependendo do espaçamento entre as antenas no arranjo, pode-se obter diversidade espacial, para combater o desvanecimento de potência do sinal, ou formatação de feixe para mitigar a interferência intersimbólica. Já no processamento temporal a técnica mais comum é a equalização de canal para reduzir a distorção inserida pelos múltiplos percursos.

Diferentes autores têm propostos sistemas híbridos na recepção que combinam algumas das técnicas citadas com o intuito de melhorar a recepção de sinais em canais de múltiplos percursos. Como exemplo, pode-se citar os sistemas híbridos "diversidade espacial - equalização" (BALABAN; SALZ, 1991; BALABAN; SALZ, 1992; SHENG-CHOU; PRABHU, 1997) e "formatação de feixe - equalização" (LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995b; LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995a; MAW-LIN; CHIEN-CHUNG; HSUEH-JYH, 2000; JIND-YEH; SAMUELI, 1996).

Ao se pensar num sistema híbrido "diversidade espacial - formatação de feixe", é importante observar que os conceitos teóricos nos quais se baseiam essas duas técnicas de processamento espacial são contraditórios. A diversidade espacial requer que os sinais nas antenas sejam descorrelacionados e, por isto, as antenas no arranjo encontrem-se bem espaçadas. Para que a formatação de feixe seja implementada, os sinais nas antenas devem ser correlacionados, o que é obtido através de um pequeno espaçamento entre as antenas no arranjo - o espaçamento máximo é conhecido como limite de Nyquist para amostragem espacial.

Surge, assim, o desafio de propor uma estrutura de receptor que concilie a diversidade espacial e a formatação de feixe, para combater os fenômenos de desvanecimento de potência e interferência intersimbólica, simultaneamente. Tal estrutura é abordada no decorrer do texto e vem a ser a principal contribuição desta dissertação.

Para melhor descrever as estruturas híbridas, inicia-se com uma breve descrição do canal de propagação.

1.1 Ambiente de propagação

Nos sistemas de comunicação sem fio, a propagação da onda de rádio entre o transmissor e o receptor pode ocorrer de forma direta, quando existe uma linha de visada, e/ou de forma indireta, por diferentes percursos. Devido à presença de obstáculos, a onda de rádio se espalha por difração e reflexão, fazendo com que várias réplicas cheguem ao receptor com diferentes ângulos e instantes de tempo de chegada. Este fenômeno de propagação por múltiplos percursos está sempre presente em ambientes urbanos.

Um exemplo clássico de propagação por múltiplos percursos é apresentado na Figura 1.1. Na figura, o percurso do grupo 1 representa a linha de visada. Outros percursos são gerados pelo espelhamento da onda. Há aqueles em que a onda bate num obstáculo gerando apenas um percurso (grupo 2), e aqueles em que a onda bate em um conjunto de obstáculos bem próximos (grupo 3 e 4) gerando múltiplos percursos. Ondas oriundas de um mesmo conjunto de obstáculos chegam ao receptor com atrasos de tempo de propagação semelhantes, porém com amplitudes e fases diferentes, que, ao se somarem, pode resultar num desvanecimento momentâneo do sinal na antena receptora. Nesse tipo de propagação, os percursos são considerados como sendo irresolúveis no tempo (KOUTALOS, 2002; GOLDSMITH, 2005).

O conjunto total dos quatro percursos principais da Figura 1.1, sendo que em alguns cenários é possível ter ou não a linha de visada, constitui o modelo de canal de múltiplos percursos resolúveis no tempo.

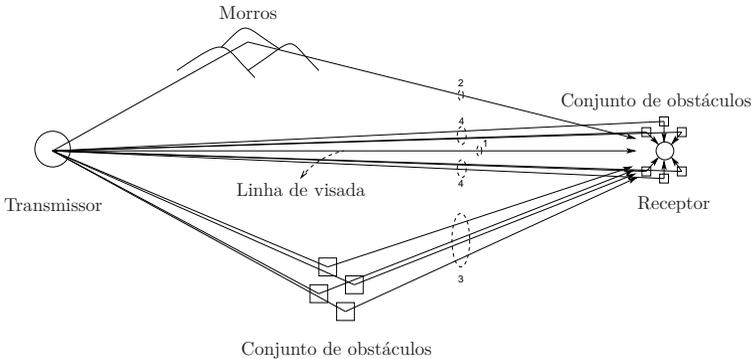


Figura 1.1: Ambiente de propagação multipercursos em um sistema de comunicação sem fio (KOUTALOS, 2002).

Cada um dos percursos resolúveis corresponde a uma simples reflexão, gerada por um único obstáculo, ou à soma de múltiplos percursos irresolúveis (GOLDSMITH, 2005).

Nesse tipo de canal, o sinal na antena do receptor, resultante da soma dos sinais recebidos, está propenso a flutuações de amplitude e fase, o que dá origem ao fenômeno de desvanecimento por múltiplos percursos (SKLAR, 1997a). O desvanecimento constitui uma condição limitante no projeto de sistemas de comunicação sem fio (BRENNAN, 2003), e é descrito a seguir.

1.2 Desvanecimento pela propagação multipercursos

O desvanecimento gerado pela propagação por múltiplos percursos pode ser classificado em dois grupos (GOLDSMITH, 2005; RAPPA-PORT, 1996; SKLAR, 1997a):

- Desvanecimento de grande escala - é caracterizado pela atenuação da potência do sinal conforme a distância de propagação aumenta, podendo ocorrer até a perda total do sinal. Ele é gerado principalmente pela presença de obstáculos de grande magnitude entre

o transmissor e o receptor. O perfil do terreno entre eles deve ser considerado, sendo que pode variar da simples curvatura da terra até um perfil altamente montanhoso;

- Desvanecimento de pequena escala - é caracterizado pelas rápidas flutuações de amplitude e fase do sinal recebido durante curtos períodos de tempo. Tais flutuações ocorrem quando o receptor, transmissor e/ou obstáculos mudam de posicionamento sobre pequenas distâncias (distâncias da ordem do comprimento de onda do sinal de propagação), de modo que o desvanecimento de grande escala pode ser omitido (RAPPAPORT, 1996).

Ao longo deste trabalho, apenas o desvanecimento de pequena escala é considerado, por ser característico em ambientes urbanos. A seguir, são apresentadas as características desse tipo de desvanecimento.

1.2.1 Desvanecimento de pequena escala

Este tipo de desvanecimento depende das características do sinal transmitido e do canal de comunicação no domínio do tempo e da frequência. Uma caracterização temporal do canal de múltiplos percursos é denominada de espalhamento de atraso temporal (*time delay spread*), e é definida como a diferença de tempo de atraso entre o primeiro percurso (comumente a linha de visada) e o último percurso com energia significativa (GOLDSMITH, 2005). Esta caracterização refere-se ao nível de dispersão temporal do sinal recebido.

Em termos de uma caracterização no domínio da frequência, o recíproco do espalhamento de atraso temporal representa a largura de faixa de coerência do canal, e é "*uma medida da largura de faixa de transmissão no qual o sinal espalhado através do canal se torna visível*" (HAYKIN, 2001)". Quando essa largura de faixa de coerência do canal é muito maior do que a largura de faixa do sinal, o desvanecimento de pequena escala é chamado de desvanecimento plano em frequência. Do contrário, quando a largura de faixa de coerência do canal

é consideravelmente menor do que a largura de banda do sinal, o desvanecimento de pequena escala é chamado de desvanecimento seletivo em frequência (HAYKIN, 2001).

A seguir são apresentadas as propriedades das duas classes de desvanecimentos de pequena escala.

Desvanecimento plano

Considere o caso em que um sinal transmitido $s(t)$ atinge um conjunto de obstáculos e N sinais $\tilde{s}_1(t - \tau_1)$, $\tilde{s}_2(t - \tau_2)$, \dots , $\tilde{s}_N(t - \tau_N)$ são refletidos (por exemplo, os percursos do grupo 3 na Figura 1.1). Considere também que esses sinais chegam ao receptor com tempos de atraso de propagação muito semelhantes, $\tau_1 \approx \tau_2 \approx \dots \tau_N \approx \tau$, mas com amplitudes e fases diferentes, de modo que a largura de faixa de coerência do canal é muito maior do que a largura de faixa do sinal. Logo, a soma momentânea desses sinais na antena receptora pode ter um efeito destrutivo ou construtivo no sinal resultante $\hat{s}(t - \tau)$, e sua amplitude passa a depender da distribuição de fase de cada um dos N sinais.

A Figura 1.2 apresenta dois casos extremos que podem ocorrer. No primeiro caso os sinais $\tilde{s}_1(t - \tau_1)$ e $\tilde{s}_2(t - \tau_2)$ (considerando $\tau_1 = \tau_2 = \tau$) têm a mesma fase, e a soma deles gera um sinal $\hat{s}(t - \tau)$ de maior amplitude (soma construtiva). Já no segundo caso, pelo fato dos sinais terem fases opostas, a soma deles resulta num sinal de menor amplitude (soma destrutiva). Como consequência da soma destrutiva (desvanecimento do sinal), tem-se uma redução considerável da razão sinal-ruído (*SNR - Signal Noise Ratio*), dificultando, assim, sua recepção (GOLDSMITH, 2005; SKLAR, 1997b).

O desvanecimento é chamado de plano pelo fato das componentes espectrais do sinal transmitido serem preservadas no sinal resultante captado pela antena receptora (RAPPAPORT, 1996).

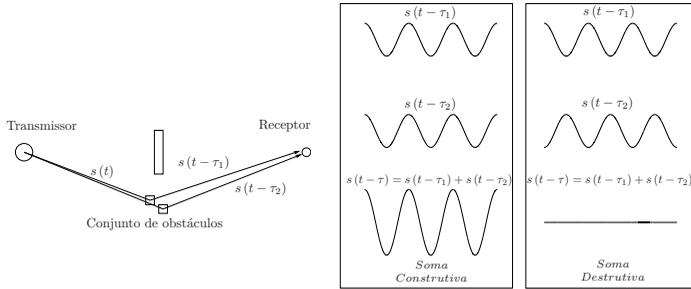


Figura 1.2: Fenômenos presentes no desvanecimento plano (HAYKIN; MOHER, 2005).

Desvanecimento seletivo em frequência

Este tipo de desvanecimento está presente quando sinais atingem a antena receptora com diferentes tempos de atraso de propagação. Os tempos de chegada dos múltiplos percursos causam um grande espalhamento de atraso temporal e, conseqüentemente, o canal de propagação é caracterizado por ter uma pequena largura de faixa de coerência.

Com base no ambiente de propagação apresentado na Figura 1.3, considere, agora, que duas versões do sinal transmitido, $\tilde{s}_1(t - \tau_0)$ e $\tilde{s}_2(t - \tau_1)$, cheguem ao receptor provenientes de distintos percursos de propagação, com perfis de potência mostrados na Figura 1.4a. Considere, também, que a sequência de pulsos da Figura 1.4b tenha sido transmitida. Como pode ser observado na Figura 1.4c, devido à diferença de tempos de atraso de propagação entre os dois sinais, há uma sobreposição temporal dos pulsos transmitidos na antena receptora, ocasionando no que é chamado de interferência intersimbólica (*ISI - Inter-symbol Interference*) (HAYKIN; MOHER, 2005). Este tipo de interferência é característico quando a largura de faixa do sinal transmitido é muito maior do que a largura de faixa de coerência do canal, de modo que o canal torna-se dispersivo e o desvanecimento recebe o nome de desvanecimento seletivo em frequência. Ao contrário do que ocorre no desvanecimento plano, a diferença entre os tempos de atraso de pro-

pagação do sinal faz com que os percursos possam ser resolúveis no tempo (GOLDSMITH, 2005).

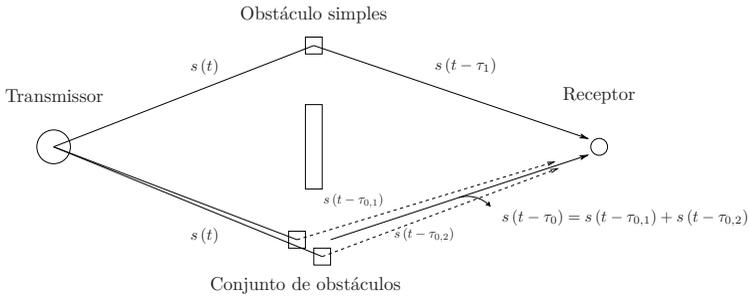


Figura 1.3: Desvanecimento seletivo em frequência.

1.3 Técnicas para mitigar o desvanecimento de pequena escala

Uma maneira de combater o desvanecimento plano é através do uso de *diversidade*. Este termo é empregado para designar uma técnica de obter réplicas descorrelacionadas do sinal transmitido no receptor (SKLAR, 1997b). Baseia-se no fato de que a probabilidade de que o desvanecimento seja severo simultaneamente em todas as réplicas é baixa. Quatro técnicas importantes de diversidade são: tempo, frequência, espaço e polarização.

A *diversidade espacial* é a técnica escolhida neste trabalho para mitigar o desvanecimento plano. Ela se baseia no fato de que sinais em percursos independentes têm baixa probabilidade de experimen-

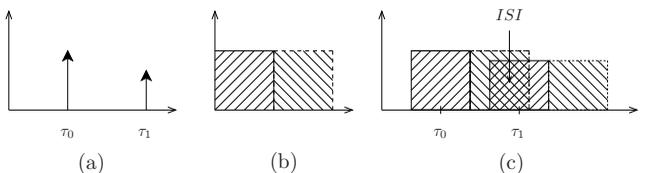


Figura 1.4: Interferência entre símbolos - ISI (GOLDSMITH, 2005)

tar desvanecimentos profundos simultaneamente. A independência dos percursos é conseguida pelo uso de várias antenas no receptor, afastadas de uma distância mínima de 10 vezes o comprimento de onda λ do sinal incidente (HAYKIN; MOHER, 2005). No entanto, o emprego apenas de diversidade espacial não é capaz de combater o desvanecimento seletivo em frequência (RAPPAPORT, 1996).

Para mitigar a ISI, oriunda do desvanecimento seletivo em frequência, a técnica de *equalização* de canal é a mais comum. Ela reduz a distorção em amplitude e fase inserida pelo canal. Outra técnica empregada para combater esse tipo de desvanecimento é a *formatação de feixe* na recepção através de um arranjo de antenas. Tais antenas são afastadas de uma distância máxima de meio comprimento de onda ($\lambda/2$), com o objetivo de que os sinais possam ser distinguidos espacialmente - princípio adverso à diversidade espacial, permitindo fazer uma filtragem espacial do sinal.

Uma descrição detalhada dessas três técnicas (diversidade espacial, equalização de canal e formatação de feixe) é apresentada no Capítulo 2.

Alguns trabalhos propõem empregar conjuntamente algumas dessas técnicas, buscando melhorar a qualidade da recepção em um sistema de comunicação sem fio. Seguem alguns exemplos:

Formatação de feixe - equalização: Erik Lindskog *et al.* (LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995b; LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995a) fazem menção à formatação de feixe como uma técnica de equalização espacial, empregada conjuntamente com um equalizador de decisão realimentada. Maw-Lin Leou *et al.* (MAW-LIN; CHIEN-CHUNG; HSUEH-JYH, 2000) e Jind-Yeh Lee & Henry Samueli (JIND-YEH; SAMUELI, 1996) também empregam esse tipo de estrutura híbrida. Ambos os trabalhos empregam a formatação de feixe em canais com percursos resolúveis, filtrando o percurso dominante para reduzir a ISI. Essa filtragem se torna difícil pela falta de grau de liberdade no arranjo, o que leva à utilização de um equalizador para cancelar a ISI em excesso.

Diversidade espacial - equalização: Balaban & Salz (BALABAN; SALZ, 1991; BALABAN; SALZ, 1992) empregam a técnica de diversidade espacial em conjunto com diferentes técnicas de equalização temporal para canais multipercurso com desvanecimento seletivo em frequência. Lin & Prabhu (SHENG-CHOU; PRABHU, 1997) seguem o mesmo caminho.

Diversidade espacial - formatação de feixe - equalização: Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003) propõem um estrutura que utiliza apenas um arranjo de antenas alimentando dois conformadores de feixe, cujos sinais de saída são somados antes de serem entregues a um equalizador DFE. Através da estimação dos atrasos de propagação dos dois percursos de maior potência, a estrutura cria um arranjo de antenas virtual para obter diversidade espacial, mas, implicitamente, apenas um canal de múltiplos percursos é considerado.

1.4 Objetivos

Combinar diversidade espacial e formatação de feixe empregando um mesmo arranjo de antenas é uma ação incongruente. Isso porque as duas técnicas apresentam requerimentos contraditórios em matéria de espaçamento das antenas. O principal objetivo deste trabalho é estudar e conciliar as técnicas de formatação de feixe, diversidade espacial e equalização na recepção de sistemas de comunicação sem fio, utilizando mais de um arranjo de antenas no receptor, a fim de combater o desvanecimento plano e seletivo em frequência. Objetiva-se também estudar as técnicas de combinação dos sinais na saída de cada conformador de feixe, visando simplificar o processo de equalização.

1.5 Organização do trabalho

Este trabalho encontra-se organizado da seguinte forma:

Capítulo 2: *Técnicas de processamento espacial e temporal*

Esse capítulo apresenta uma descrição dos principais conceitos teóricos das técnicas de formatação de feixe, equalização e diversidade espacial. As técnicas de formatação de feixe e equalização são também abordadas no contexto adaptativo treinado, além de ter seus coeficientes ótimos calculados.

Capítulo 3: *Técnicas espaçotemporais conjuntas*

Esse capítulo aborda diferentes estruturas híbridas de formatação de feixe e equalização de canal para recepção de sinais nos sistemas de comunicação sem fio. Com base no trabalho de Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003), uma estrutura empregando formatação de feixe, diversidade espacial e equalização é sugerida, onde três técnicas de combinação de diversidade são empregadas: seleção, soma e soma ponderada.

Capítulo 4: *Resultados de simulação*

Esse capítulo apresenta e discute os resultados de simulação buscando comparar o desempenho da estrutura híbrida sugerida com os sistemas encontrados na literatura.

Capítulo 5: *Conclusões*

Finalmente, esse último capítulo apresenta as conclusões do trabalho e sugere sua continuidade ao assinalar algumas propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Técnicas de processamento espacial e temporal

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica dos conceitos básicos das técnicas de diversidade espacial, formação de feixe e equalização de canal. Tais técnicas são comumente empregadas para combater os fenômenos indesejáveis em um canal de propagação multipercurso nos sistemas de comunicação sem fio. Uma abordagem do processamento adaptativo das técnicas de formação de feixe e equalização também é apresentada.

2.1 Diversidade

Quando o desvanecimento plano produz uma diminuição da potência do sinal recebido, há uma redução na razão sinal-ruído (SNR), dificultando o processo de recepção do sinal - o desempenho do sistema de comunicação degrada-se frente ao ruído.

Para combater o efeito do desvanecimento plano, emprega-se a técnica de diversidade, a qual consiste em obter réplicas descorrelacionadas do sinal transmitido no receptor. As réplicas descorrelacionadas são combinadas para reduzir a probabilidade do sinal resultante sofrer um desvanecimento profundo. A diversidade pode ser obtida no tempo, na frequência, no espaço e/ou na polarização (BRENNAN, 2003; GOLDSMITH, 2005).

Neste trabalho, emprega-se a técnica de diversidade espacial na recepção, fazendo uso de dois arranjos de antenas, espaçados a uma distância mínima de 10 vezes o comprimento de onda λ do sinal incidente, garantindo, assim, réplicas descorrelacionadas no receptor (BRENNAN, 2003; GOLDSMITH, 2005; HAYKIN; MOHER, 2005).

2.1.1 Diversidade espacial na recepção

A diversidade espacial implementada estritamente na recepção é conseguida quando o sinal de informação transmitido por uma única antena é recebido por um arranjo de antenas, com cada elemento do arranjo espaçado a uma distância mínima de 10λ (requerimento da diversidade espacial). Trata-se de um sistema com uma única entrada e múltiplas saídas (*SIMO - Single Input Multiple Output*).

Como é apresentado na Figura 2.1, considera-se um sistema SIMO com I enlaces, representando I canais de diversidade que transportam o mesmo sinal de informação. Assume-se que os canais são independentes, com desvanecimento lento e plano em frequência (HAYKIN; MOHER, 2005). A velocidade de desvanecimento de um canal de comunicação é classificada segundo sua variação temporal comparada à do sinal transmitido. No desvanecimento lento, a resposta ao impulso do canal tem uma variação muito lenta durante a transmissão do símbolo - inclui-se também o caso estático. Para que o desvanecimento seja considerado como sendo lento, o tempo de coerência do canal deve ser maior do que o período do símbolo transmitido. Entenda-se por tempo de coerência como sendo o "*tempo de duração no qual os sinais recebidos têm uma grande possibilidade de ter amplitudes correlaciona-*

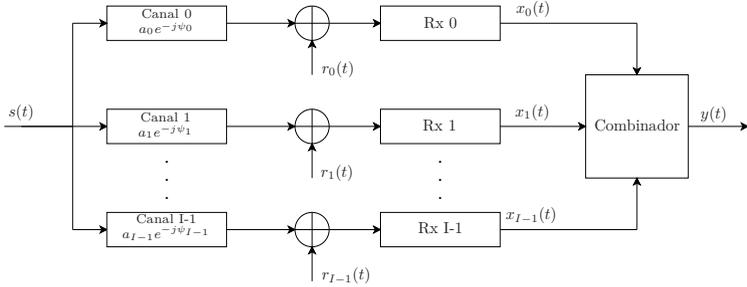


Figura 2.1: Sistema de comunicação com diversidade na recepção (PROAKIS; SALEHI, 1995)

das" (RAPPAPORT, 1996).

Na Figura 2.1, o i -ésimo canal é representado pelas variáveis aleatórias a_i e ψ_i , simbolizando a atenuação e o deslocamento de fase, respectivamente, sendo que cada conjunto de variáveis são mutuamente independentes estatisticamente. Na saída de cada canal, um ruído branco $r_i(t)$ com distribuição gaussiana e de media zero é adicionado. Os ruídos são também mutuamente independentes estatisticamente. Assim, a representação do sinal em banda base na saída do receptor do i -ésimo ramo de diversidade é dada por (PROAKIS; SALEHI, 1995):

$$x_i(k) = a_i \exp(-j\psi_i) s(k) + r_i(k). \quad (2.1)$$

Existem diferentes técnicas para obter ganho de diversidade espacial. Elas são conhecidas como técnicas de combinação e se diferenciam em função da quantidade de informação do canal, disponível no receptor. Estas técnicas são representadas pelo bloco combinador na Figura 2.1, e são descritas a seguir.

2.1.2 Técnicas de combinação de diversidade

Nesta dissertação, considera-se apenas as técnicas de combinação de diversidade espacial do trabalho de Brennan (BRENNAN, 2003).

Seleção

Neste tipo de técnica, emprega-se apenas um ramo de diversidade espacial para obter o sinal resultante $y(k)$. A seleção do ramo de diversidade é baseada segundo um critério pré-estabelecido, como, por exemplo, o sinal $x_i(k)$ com maior SNR. Em cada instante de tempo, um dispositivo seletor faz uma exploração nos I ramos de diversidade, objetivando escolher o melhor sinal. Os sinais restantes dos outros ramos de diversidade não compõem o sinal resultante $y(k)$ (BRENNAN, 2003; GOLDSMITH, 2005). A Figura 2.2 apresenta um receptor com I ramos de diversidade espacial empregando a técnica de seleção.

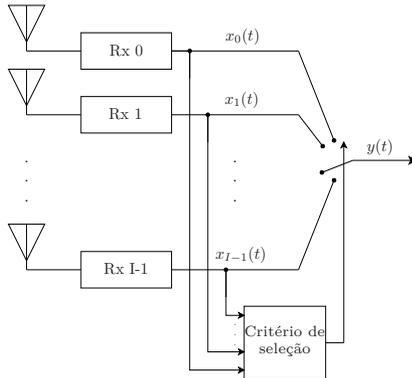


Figura 2.2: Diversidade espacial com a técnica Seletor.

Combinação por razão máxima

Na combinação por razão máxima (*MRC - Maximal Ratio Combining*), o sinal $y(k)$ resulta de uma soma ponderada por coeficientes complexos, v_i , dos sinais nos ramos de diversidade. O objetivo desses coeficientes de ponderação é maximizar a razão sinal-ruído do sinal resultante $y(k)$. Para isto, os ramos com maior *SNR* devem ser enfatizados em detrimento dos ramos com menor *SNR* (GOLDSMITH, 2005). Os coeficientes complexos $v_i = \beta_i \exp(j\psi_i)$ são caracterizados por um deslocamento de fase, ψ_i , e por um ganho β_i , segundo a expressão (LEE,

1997)(dedução no Apêndice B):

$$v_i = \frac{a_i}{\sigma_{r_i}^2} \exp(j\psi_i), \quad (2.2)$$

onde a_i , $\sigma_{r_i}^2$ e ψ_i denotam o fator de atenuação, a potência do ruído e o deslocamento de fase do i -ésimo canal, respectivamente. Vale observar que, para obter os coeficientes ótimos de ponderação, faz-se necessário um conhecimento a priori do canal.

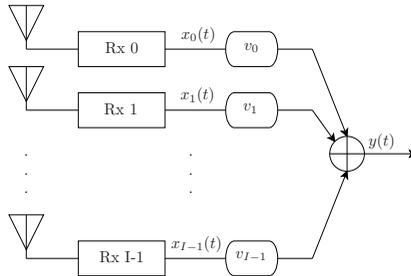


Figura 2.3: Diversidade espacial com a técnica de combinação de razão máxima.

Combinação com ganhos iguais

Diferente da técnica de combinação MRC, na combinação com ganhos iguais (*EGC - Equal Gain Combining*), como o próprio nome sugere, os ganhos dos coeficientes de ponderação são iguais a 1, ou seja $v_i = \exp(j\psi_i)$. Preocupa-se apenas em ajustar os sinais em fase para que possam ser somados. Sendo assim, não há necessidade de um conhecimento a priori no receptor do fator de atenuação, a_i , e da potência do ruído do i -ésimo canal. Segundo (BRENNAN, 2003), esta é a técnica mais simples de implementação de diversidade espacial.

2.2 Formatação de feixe

A formatação de feixe, tradução do termo em inglês *beamforming*, é uma técnica empregada para o processamento espacial de sinais,

seja na sua irradiação ou na sua recepção. Do ponto de vista de recepção, foco deste trabalho, a técnica tem como objetivo receber sinais de uma fonte específica no espaço e atenuar aqueles que são oriundos de outras localidades, os quais são considerados como ruído ou interferências.

Para separar o sinal desejado dos sinais de interferência e ruído, a formatação de feixe emprega um filtro espacial no receptor. Da mesma maneira que a filtragem temporal baseia-se no processamento de dados numa abertura temporal, a filtragem espacial necessita da coleta de dados numa abertura espacial para realizar o processamento. Estes dados são obtidos pela amostragem espacial discreta das ondas incidentes, através de um arranjo de antenas, cabendo ao processador a tarefa de fazer a filtragem espacial. Este conjunto arranjo-processador é conhecido como conformador de feixe ou, em inglês, *beamformer* (VEEN; BUCKLEY, 1988).

O arranjo de antenas é composto de duas ou mais antenas. Os arranjos de antenas podem ser classificados de acordo com duas características. A primeira é o diagrama de irradiação próprio de cada uma das antenas. Na maioria das aplicações, bem como neste trabalho, este diagrama de irradiação é considerado isotrópico¹. A segunda característica é dada pela distribuição geométrica das antenas. Elas podem estar configuradas espacialmente em arranjos lineares, planares ou volumétricos e, para cada uma das configurações geométricas, as antenas podem ser distribuídas de forma uniforme, não uniforme ou aleatória. Na Figura 2.4 apresenta-se um exemplo dos três tipos de arranjos com antenas distribuídas uniformemente. Nos arranjos planares também são comuns as distribuições circulares ou triangulares, e nos volumétricos as distribuições esféricas ou cilíndricas. Neste trabalho, consideram-se apenas os arranjos lineares, com antenas uniformemente distribuídas (*ULA - Uniform Linear Array*). Um estudo de arranjos de antenas para diferentes configurações geométricas é feito por Van Trees em (TREES, 2002).

¹Irradiação uniforme para todas as direções, igual ganho em todas as direções.

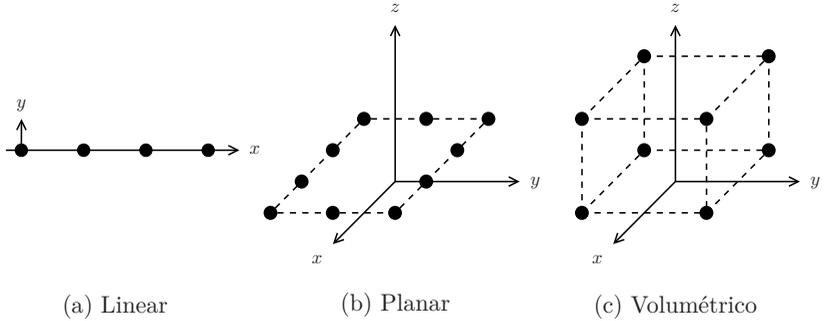


Figura 2.4: Configuração geométrica dos arranjos.

Uma característica importante entre as diferentes geometrias é a maneira pela qual as antenas do arranjo amostram espacialmente as ondas incidentes. Esta amostragem depende da direção de chegada das ondas e do tempo que elas levam para se propagar de uma antena para outra no arranjo. A seguir, serão apresentados os principais conceitos de um arranjo linear de antenas uniformemente distribuídas.

2.2.1 Arranjo Linear Uniforme

Considere o arranjo linear de M antenas, uniformemente distribuídas, mostrado na Figura 2.5, sendo d a distância entre as antenas. As antenas estão localizadas num eixo conhecido como *Linha do arranjo*. No arranjo, uma onda incidente é considerada ter uma *Frente de onda plana* (isto ocorre quando a fonte de sinal encontra-se bem afastada do arranjo). A direção de chegada de uma onda é definida pelo ângulo θ formado entre a *Frente de onda plana* e a *Linha do arranjo*. O ângulo θ é conhecido como direção de chegada (*DOA - Direction-of-Arrival*) ou ângulo de chegada (*AOA - Angle-of-Arrival*). A faixa natural de θ para o arranjo linear uniforme é $[-\pi/2, \pi/2]$ radianos, cuja referência em 0 radianos é a normal à linha do arranjo.

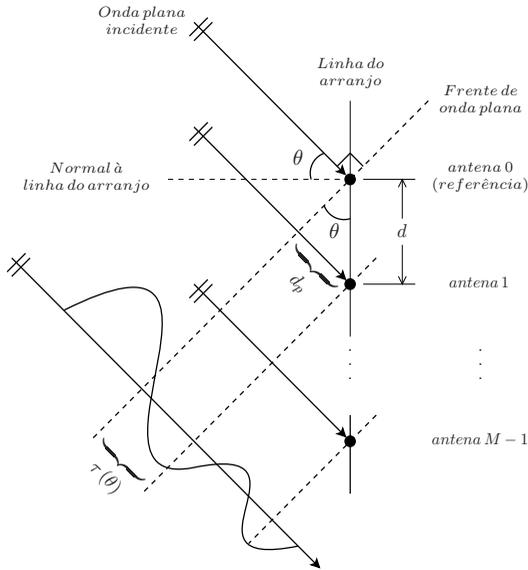


Figura 2.5: Amostragem espacial num arranjo linear uniforme.

2.2.2 Modelo do sinal incidente no arranjo

Num sistema de comunicação sem fio, uma onda eletromagnética é radiada pelo transmissor propagando-se no espaço até chegar ao receptor. O sinal que chega na antena de referência do arranjo é considerado ser passa-faixa de banda estreita, no sentido de que seu espectro de frequência ocupa uma largura de banda B , centrado na frequência f_c , sendo $B \ll f_c$. Um sinal com estas características é descrito na forma canônica como (RONG, 1996)

$$\tilde{x}_0(t) = u(t) \cos(2\pi f_c t + \gamma(t) + \beta), \quad (2.3)$$

representado também como:

$$\tilde{x}_0(t) = \Re \{ u(t) \exp [j\gamma(t)] \exp [j(2\pi f_c t + \beta)] \} \quad (2.4)$$

com $\Re \{ \cdot \}$ denotando a parte real de $\{ \cdot \}$, $u(t)$ e $\gamma(t)$ o envelope natural e a fase do sinal de informação, respectivamente, e β a fase inicial da

portadora, cujo valor é determinado por uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[-\pi, \pi]$. Comumente, o sinal passa-faixa $\tilde{x}_0(t)$ é representado pelo seu envelope complexo, $x_0(t)$ (sinal passa-baixa), definido por

$$x_0(t) = u(t) \exp [j\gamma(t)]. \quad (2.5)$$

Pela relação das Equações (2.4) e (2.5), o sinal passa-faixa chegando na antena de referência do arranjo pode ser representado como

$$\tilde{x}_0(t) = \Re \{x_0(t) \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\}, \quad (2.6)$$

Para determinar o sinal na antena seguinte do arranjo (Figura 2.5), observa-se que a frente de onda plana do sinal incidindo na antena de referência leva $\tau(\theta)$ segundos até chegar à antena seguinte. Este tempo de propagação depende da distância d entre as antenas, do ângulo θ de incidência e da velocidade de propagação c da onda no meio (neste trabalho assume-se a velocidade da luz $c = 3 \times 10^8$ m/s). Logo, define-se a distância de propagação como $d_p = d \sin(\theta)$, e o tempo de propagação (ou período de amostragem espacial) como

$$\tau(\theta) = \frac{d_p}{c} = \frac{d \sin(\theta)}{c}. \quad (2.7)$$

Uma vez definido o tempo de propagação entre duas antenas consecutivas, o sinal incidindo na antena seguinte é descrito por:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1(t) &= \tilde{x}_0(t - \tau(\theta)) \\ &= u(t - \tau(\theta)) \cos(2\pi f_c(t - \tau(\theta)) + \gamma(t - \tau(\theta)) + \beta). \end{aligned} \quad (2.8)$$

Como o sinal passa-faixa é considerado de banda estreita, o envelope natural $u(t)$ e a fase $\gamma(t)$ do sinal de informação permanecem aproximadamente constantes no intervalo de tempo de propagação entre as antenas (RONG, 1996). Logo, a Equação (2.8) pode ser simpli-

ficada como:

$$\tilde{x}_1(t) = u(t) \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c \tau(\theta) + \gamma(t) + \beta), \quad (2.9)$$

e o envelope complexo de $\tilde{x}_1(t)$ como

$$x_1(t) = u(t) \exp\{j\gamma(t)\} \exp\{-j2\pi f_c \tau(\theta)\}. \quad (2.10)$$

Substituindo a Equação (2.5) na Equação (2.10), tem-se:

$$x_1(t) = x_0(t) \exp\{-j2\pi f_c \tau(\theta)\}. \quad (2.11)$$

Pode-se observar que o envelope complexo do sinal na *Antena-1* é uma versão atrasada do envelope complexo do sinal na *Antena-0* (antena de referência). Este atraso do sinal entre antenas adjacentes é determinado pelo atraso de fase no lado direito da Equação (2.11). Substituindo o atraso de propagação $\tau(\theta)$, definido em (2.7), na Equação (2.11), fica:

$$x_1(t) = x_0(t) \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{d \sin(\theta)}{c}\right\}. \quad (2.12)$$

A fase que representa o atraso entre antenas adjacentes define-se como:

$$\phi = 2\pi f_c \tau(\theta) = 2\pi f_c \frac{d \sin(\theta)}{c}. \quad (2.13)$$

A fase ϕ é conhecida como ângulo elétrico da onda incidente e, no processamento espacial, desempenha o mesmo papel que a frequência no processamento temporal (RESENDE, 1996).

Generalizando, o envelope complexo do sinal incidente na m -

ésima antena do ULA é descrito por:

$$\begin{aligned} x_m(t) &= x_0(t) \exp \left\{ -j2\pi f_c \frac{md \sin(\theta)}{c} \right\} \\ &= x_0(t) \exp \{-jm\phi\}, \end{aligned} \quad (2.14)$$

para $m = 0, 1, \dots, M - 1$.

2.2.3 Condição de afastamento das antenas

Considerando o intervalo conhecido do ângulo θ ($-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$), existe também um intervalo correspondente do ângulo elétrico ϕ . Para definir esse intervalo, serão consideradas duas condições: quando a onda plana incidente chega com $\theta_{\max} = \pi/2$, o que equivale ao ϕ_{\max} , e quando $\theta_{\min} = -\pi/2$, o que equivale ao ϕ_{\min} .

Da primeira condição, a distância de propagação entre antenas adjacentes é igual ao afastamento entre elas, isto é, $d_p = d \sin(\theta_{\max}) = d$, e o tempo de propagação definido na Equação (2.7) é $\tau(\theta_{\max}) = d/c$. Nesta situação, pode-se fazer uma analogia do processamento espacial com o temporal no esquema apresentado na Figura 2.6, onde o tempo de propagação $\tau(\theta_{\max})$ da onda entre antenas adjacentes é equivalente ao tempo inserido por cada um dos blocos de atraso, e corresponde ao período de amostragem T_s no processamento temporal.

Do *Teorema da Amostragem de Nyquist* (HAYKIN, 2001), para evitar o fenômeno de *aliasing*², o período de amostragem temporal deve satisfazer a condição $T_s \leq 1/2f_{\max}$, ou $f_{\max}T_s \leq 1/2$, onde f_{\max} denota a frequência da componente de maior frequência no espectro do sinal amostrado. Já na amostragem espacial, a condição $f_c\tau(\theta_{\max}) \leq 1/2$ tem que ser satisfeita para evitar o *aliasing espacial*, fenômeno este que impede o arranjo de distinguir sinais provenientes de diferentes

²Quando a componente de alta frequência no espectro do sinal sobrepõe-se com uma frequência inferior no espectro de sua versão amostrada.

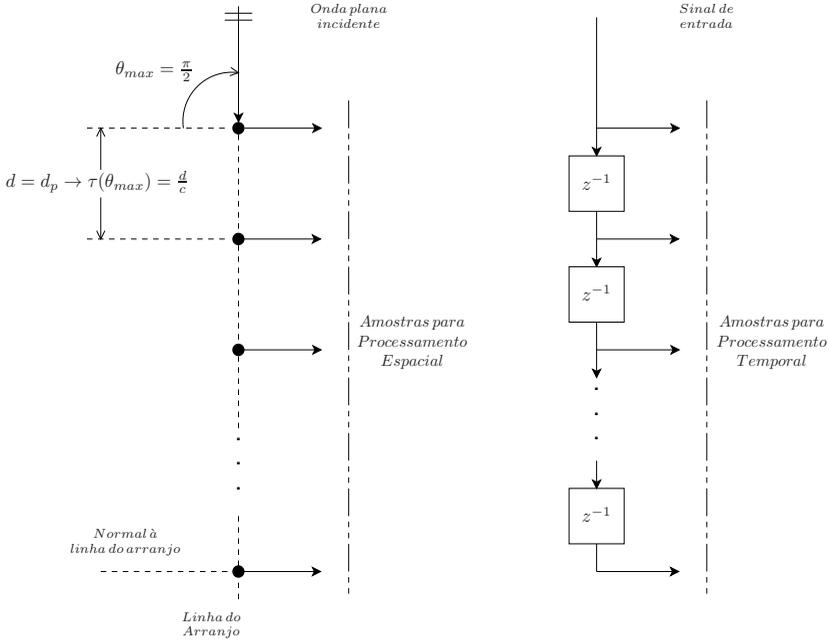


Figura 2.6: Analogia da amostragem espacial à temporal quando a onda incide com $DOA = \pm\pi/2$.

direções (LIMA, 2004). Através da Equação (2.13), tem-se que

$$\phi \leq 2\pi f_c \tau(\theta_{\max}) = \pi, \quad (2.15)$$

de modo que o ângulo elétrico máximo é $\phi_{\max} = \pi$.

Com relação à segunda condição denotada por $\theta_{\min} = -\pi/2$, o valor correspondente do ângulo elétrico mínimo é $\phi_{\min} = -\pi$. Por substituição na Equação (2.13), chega-se a:

$$\pi \geq 2\pi f_c \frac{d}{c} \quad (2.16)$$

e, resolvendo para d , tem-se a condição para o afastamento das antenas:

$$d \leq \frac{\lambda_c}{2}. \quad (2.17)$$

Essa condição assegura os limites do ângulo elétrico para uma onda com DOA θ e frequência de portadora f_c . Com isto, também se assegura que o conformador consiga distinguir os sinais recebidos de diferentes DOA's.

2.2.4 Conformador de feixe

O princípio do conformador de feixe é mostrado na Figura 2.7. Daqui em diante, por questões de simplicidade de representação, assume-se que o sinal na saída de cada antenna do arranjo encontra-se em banda-base.

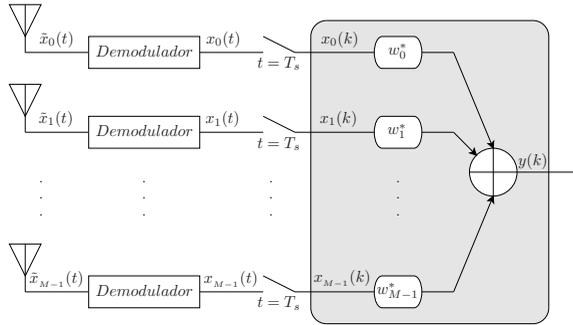


Figura 2.7: Estrutura de um conformador de feixe.

O sinal de saída $y(k)$ do conformador é dado por:

$$y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* x_m(k), \quad (2.18)$$

onde o sobrescrito $*$ denota a operação de conjugação complexa. Este sinal de saída também é representado em notação vetorial como:

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k), \quad (2.19)$$

em que o sobrescrito H denota a operação de conjugação e transposição de um vetor, \mathbf{w} é o vetor de coeficientes complexos, e $\mathbf{x}(k)$ representa o conjunto de amostras espaciais na entrada do processador no instante

de tempo k . Este último é conhecido como *snapshot*. Os vetores \mathbf{w} e $\mathbf{x}(k)$ são descritos nas Equações (2.20) e (2.21), respectivamente:

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \cdots \ w_{M-1}]^T \quad (2.20)$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_0(k) \ x_1(k) \ \cdots \ x_{M-1}(k)]^T. \quad (2.21)$$

Fazendo uso da representação em banda base, apresentada em (2.14), o vetor $\mathbf{x}(k)$ pode ser descrito como:

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x_0(k) \\ x_0(k) \exp\{-j\phi\} \\ \vdots \\ x_0(k) \exp\{-j(M-1)\phi\} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Fatorizando o termo $x_0(k)$, o vetor de dados de entrada simplifica-se para:

$$\mathbf{x}(k) = x_0(k)\mathbf{a}(\theta), \quad (2.23)$$

com

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{-j\phi\} & \cdots & \exp\{-j(M-1)\phi\} \end{bmatrix}^T, \quad (2.24)$$

representando o vetor de atrasos de fase do sinal incidente em cada uma das antenas, com respeito à antena de referência (*Antena-0*). O vetor $\mathbf{a}(\theta)$ é conhecido como vetor de direção, e depende do ângulo elétrico ϕ apresentado em (2.13) que, por sua vez, depende do DOA θ .

Por substituição, tem-se que:

$$\begin{aligned} y(k) &= x_0(k)\mathbf{w}^H\mathbf{a}(\theta) \\ &= x_0(k)S(\theta), \end{aligned} \quad (2.25)$$

onde $S(\theta)$ denota a resposta do diagrama de irradiação do arranjo para o vetor de direção $\mathbf{a}(\theta)$. Este diagrama determina as propriedades

diretivas do conformador de feixe e é usado para avaliar seu desempenho (TREES, 2002). Ele pode ser visto como uma função matemática representando graficamente as propriedades de irradiação de um arranjo de antenas, em função das coordenadas espaciais (θ em um ULA). Dentre as propriedades, destacam-se a intensidade de radiação, distribuição de potência e diretividade (BALANIS, 2005). Para um ULA com M antenas (M coeficientes complexos w_m) e vetor $\mathbf{a}(\theta)$ calculado na Equação (2.24), a função matemática $S(\theta)$ é dada por

$$\begin{aligned} S(\theta) &= \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \exp\{-jm\phi\} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \exp\left\{-jm \left(2\pi f_c \frac{d \sin(\theta)}{c}\right)\right\}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

A magnitude ao quadrado $|S(\theta)|^2$ representa o diagrama de irradiação como uma distribuição de densidade de potência do conformador de feixe, em função do espaço angular ($-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$), normalizado e expresso em *decibéis* [dB] (MONZINGO; MILLER, 2004):

$$S(\theta)[dB] = 10 \log_{10} \left\{ \frac{|S(\theta)|^2}{M^2} \right\}. \quad (2.27)$$

O diagrama de irradiação é frequentemente representado em coordenadas cartesianas ou polares como nas Figuras 2.8a e 2.8b, respectivamente (baseadas na Equação (2.27)). Nesta representação, supõe-se um ULA com $M = 6$, afastamento das antenas $d = \lambda/2$ e coeficientes $w_m = 1$. Estes diagramas, em geral, caracterizam-se por ter a maior concentração de potência num lóbulo principal e menores concentrações em lóbulos secundários. O lóbulo principal é qualificado pelo parâmetro largura do feixe (*beamwidth*), que representa a abertura angular entre dois pontos idênticos localizados em lados opostos do lóbulo. A largura

comumente empregada é a largura de feixe de meia potência (*HPBW* - *Half Power Beamwidth*), definida como a abertura angular entre os pontos do lóbulo onde a potência relativa cai pela metade daquela do centro do lóbulo. Isto é, quando $|S(\theta)|^2 = 1/2$ (-3dB na escala logarítmica) ou $|S(\theta)| = 1/\sqrt{2}$ (BALANIS, 2005; TREES, 2002). Os cálculos dos termos $|S(\theta)|^2$ e $|S(\theta)|$ são apresentados no Apêndice A.

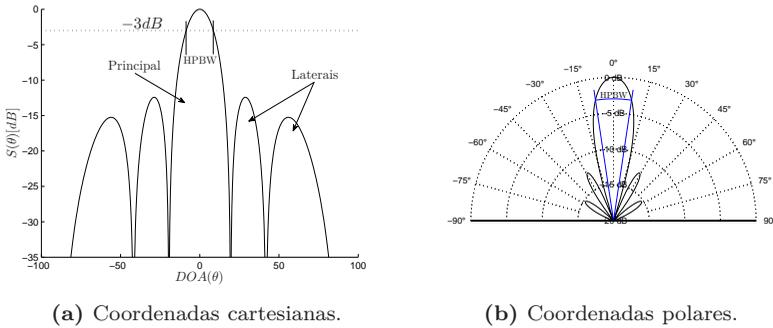


Figura 2.8: Diagrama de irradiação característico de um arranjo de antenas com $M = 6$, $d = \lambda/2$ e $w_m = 1$.

2.2.5 Conformador de feixe ótimo

O conjunto de coeficientes complexos w_m do conformador de feixe é determinado buscando formatar o diagrama de irradiação do arranjo de antenas de forma a realçar o sinal numa direção desejada e atenuar os sinais provenientes de outras direções. Os coeficientes ótimos são obtidos otimizando algum critério de desempenho estabelecido. Os tipos de critério comumente conhecidos são: a minimização do erro quadrático médio (*MSE* - *Mean Square Error*), a maximização da razão sinal-ruído (*SNR* - *Signal to Noise Ratio*), e a maximização da razão sinal-ruído-mais-interferência (*SINR* - *Signal to Interference plus Noise*) (COMPTON, 1988; MONZINGO; MILLER, 2004).

A Figura 2.9 apresenta a estrutura típica de um conformador utilizando o sinal de erro no critério de otimização, com k sendo o número da iteração, $y(k)$ a saída do conformador, $d(k)$ o sinal desejado

e $e(k)$ o sinal de erro dado por:

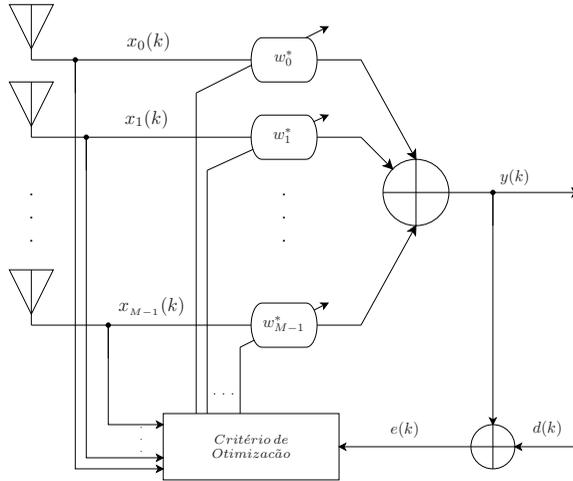


Figura 2.9: Estrutura do conformador de feixe com a minimização do MSE como critério de otimização.

$$\begin{aligned} e(k) &= d(k) - y(k) \\ &= d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k). \end{aligned} \quad (2.28)$$

Esse sinal de erro é empregado para gerar a função de desempenho, ou função custo J , usada para calcular os coeficientes ótimos do conformador.

Usualmente, a função custo J é função dos sinais de entrada, desejado e de saída do conformador ($J = J \{x_m(k), d(k), y(k)\}$), e deve satisfazer às seguintes propriedades (DINIZ, 2008):

- Não negativa: $J \{x_m(k), d(k), y(k)\} \geq 0, \forall x_m(k), d(k) \text{ e } y(k)$.
- Ótima em: $J \{x_m(k), d(k), y(k)\} = 0$

Quando o conformador de feixe emprega o MSE como critério a ser

otimizado, a função custo J é definida como:

$$J = E \left\{ |e(k)|^2 \right\}, \quad (2.29)$$

sendo $e(k)$ o sinal de erro da Equação (2.28), e $E \{ \cdot \}$ denota o valor esperado de $\{ \cdot \}$. Tem-se que:

$$\begin{aligned} J &= E \left\{ |d(k) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k)|^2 \right\} \\ &= E \left\{ |d(k)|^2 - d(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) d^*(k) + \right. \\ &\quad \left. \mathbf{w} \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} \right\} \\ &= \sigma_d^2 - \mathbf{p}_{xd}^H \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p}_{xd} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

onde σ_d^2 é a variância do sinal desejado, assumindo que seu valor médio $E \{ d(k) \} = 0$, \mathbf{p}_{xd} o vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada $\mathbf{x}(k)$ e o sinal desejado $d(k)$, e \mathbf{R}_{xx} a matriz de auto-correlação do vetor de entrada $\mathbf{x}(k)$, definidos, respectivamente, nas Equações (2.31) e (2.32). $J(\mathbf{w})$ na Equação (2.30) representa a função custo (ou erro médio quadrático) da k -ésima iteração para um valor fixo de \mathbf{w} nesse mesmo instante.

$$\mathbf{p}_{xd} = E \{ \mathbf{x}(k) d^*(k) \} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = E \{ \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \} \quad (2.32)$$

Para calcular \mathbf{w} , calcula-se primeiro o vetor gradiente de $J(\mathbf{w})$, dado por:

$$\begin{aligned} \nabla J(\mathbf{w}) &= \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial J(w_0)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J(w_1)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial J(w_{M-1})}{\partial w_{M-1}} \right]^T \\ &= -2\mathbf{p}_{xd} + 2\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

O valor mínimo da função $J(\mathbf{w})$ ocorre quando $\nabla J(\mathbf{w}) = 0$. O

valor de \mathbf{w} que satisfaz esta igualdade é conhecido como o *vetor ótimo de coeficientes*, \mathbf{w}_o , e é dado por (HAYKIN, 2002)

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{p}_{xd}. \quad (2.34)$$

Esta equação é chamada de *equação de Wiener-Hopf* e assume que a matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{xx} é não singular. O cálculo do vetor ótimo \mathbf{w}_o através dessa equação requer o conhecimento prévio da matriz de auto-correlação e do vetor de correlação cruzada, os quais são comumente desconhecidos na prática.

2.2.6 Conformador de feixe adaptativo

Devido às características do canal com múltiplos percursos, chegam ao receptor várias réplicas do sinal transmitido, provenientes de diversas direções e com diferentes atenuações e tempos de atraso de propagação. Em decorrência dessas variações espaciais e temporais, processos iterativos e adaptativos são necessários para ajustar os coeficientes do conformador de feixe a cada conjunto de amostras recebido pelo arranjo de antenas. Estes processos baseiam-se na aplicação de técnicas de filtragem adaptativa para projetar sistemas de antenas receptoras com a capacidade de extrair espacialmente sinais na presença de interferências e ruído. Estes sistemas são conhecidos como "*arranjos adaptativos*" ou "*conformadores adaptativos*", e foram inicialmente propostos por B.Widrow *et al.* em (WIDROW *et al.*, 1967). Os sistemas adaptativos têm a capacidade de modificar seu diagrama de irradiação em resposta às características dos sinais no ambiente.

Para obter uma solução próxima à Equação (2.34) de Wiener-Hopf, sem a necessidade de cálculos explícitos da matriz de auto-correlação e do vetor de correlação cruzada, algoritmos iterativos de minimização têm sido propostos. Estes algoritmos baseiam-se no método do gradiente. O método mais conhecido e empregado é o *Steepest Descent*. A tarefa do algoritmo é procurar o ponto mínimo da função custo, baseando-se na direção oposta de seu vetor gradiente. O algoritmo

iterativo é representado pela seguinte equação (HAYKIN, 2002):

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla J(k)], \quad (2.35)$$

com k denotando a iteração, $\mathbf{w}(k)$ e $\mathbf{w}(k+1)$ o vetor de coeficientes antes e depois da adaptação, respectivamente, μ uma constante positiva chamada de *passo de adaptação*, $\nabla J(k)$ o vetor gradiente da função custo, com o sinal negativo para indicar a direção oposta, e o termo $1/2$ é acrescentado por conveniência matemática.

O vetor gradiente determinístico é o calculado em (2.33). Assim, substituindo em (2.35), tem-se a representação matemática do algoritmo *Steepest Descent* como:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu[\mathbf{p}_{x_d} - \mathbf{R}_{x_x}\mathbf{w}(k)], \quad (2.36)$$

com \mathbf{p}_{x_d} e \mathbf{R}_{x_x} definidos em (2.31) e (2.32), respectivamente.

O *Steepest Descent* é um algoritmo que trabalha com o gradiente determinístico no cálculo recursivo dos coeficientes do conformador. Este algoritmo evita o cálculo da matriz de autocorrelação inversa na solução de Wiener-Hopf (Equação (2.34)), mas ainda precisa do cálculo explícito da matriz de autocorrelação e do vetor de correlação cruzada.

Para evitar o cálculo explícito dessas duas grandezas, uma estimativa instantânea é feita:

$$\hat{\mathbf{p}}_{x_d} \approx \mathbf{x}(k)d^*(k) \quad (2.37)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{x_x} \approx \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k). \quad (2.38)$$

Com isso, gera-se também uma estimativa instantânea do vetor gradiente, dada por:

$$\begin{aligned} \hat{\nabla} J(k) &= -2\hat{\mathbf{p}}_{x_d} + 2\hat{\mathbf{R}}_{x_x}\hat{\mathbf{w}}(k) \\ &= -2\mathbf{x}(k)d^*(k) + 2\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\hat{\mathbf{w}}(k). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Substituindo esta estimativa na Equação (2.35), obtém-se um método

iterativo para atualizar o vetor de coeficientes do conformador de feixe:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{w}}(k+1) &= \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu [\mathbf{x}(k)d^*(k) - \mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\hat{\mathbf{w}}(k)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu \{ \mathbf{x}(k) [d^*(k) - \mathbf{x}^H(k)\hat{\mathbf{w}}(k)] \}.\end{aligned}$$

Do sinal de erro da Equação (2.28), chega-se a:

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu \mathbf{x}(k)e^*(k). \quad (2.40)$$

A Tabela 2.1 resume o processo de iteração do que é conhecido como algoritmo do gradiente estocástico, ou algoritmo LMS (*LMS - Least-Mean-Square*), proposto por Widrow e Hoff em (WIDROW; HOFF, 1960).

Tabela 2.1: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O CONFORMADOR DE FEIXE.

Saída do conformador	$y(k) = \hat{\mathbf{w}}^H(k)\mathbf{x}(k)$
Sinal de erro	$e(k) = d(k) - y(k)$
Adaptação dos coeficientes	$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu \mathbf{x}(k)e^*(k)$
Inicialização	$\hat{\mathbf{w}}(0) = \mathbf{0}$

2.3 Equalização de canal

A equalização é uma técnica para mitigar o efeito da ISI gerada pela propagação em múltiplos percursos de um sistema de comunicação sem fio. O equalizador resolve os múltiplos percursos, de tal forma que a resposta ao impulso conjunta do canal e do equalizador seja $\delta(t - \tau_0)$. Os equalizadores costumam ser adaptativos por não se conhecer *a priori* o canal, ou pelo fato do canal ser variante no tempo.

Na sequência, é apresentada a estrutura básica de um sistema de comunicação digital empregando equalização de canal. Antes, porém, é apresentado o modelo de canal de propagação de múltiplos percursos com interferência intersimbólica. O canal é modelado unicamente no

tempo, isto vale dizer que considera-se apenas o instante de chegada dos percursos. Já no Capítulo 3, a modelagem é feita considerando-se também a direção de chegada (DOA) dos percursos.

2.3.1 Canal de comunicação e representação em banda base

A estrutura típica de um sistema de comunicação digital empregando um equalizador na recepção é apresentada na Figura 2.10. Aqui, os valores dos símbolos transmitidos $s(k)$, correspondentes a um alfabeto previamente definido, são entregues ao modulador. Nele se produz o sinal passa-faixa $\tilde{s}(t)$ contínuo no tempo, cujo espectro encontra-se centrado na frequência da portadora f_c , para poder ser transmitido pelo canal (também passa-faixa). O canal é o meio físico onde o sinal transmitido é submetido a degradações devido às imperfeições de sua resposta em frequência e ao ruído aditivo $\tilde{r}(t)$ (ROCHA, 1996). O receptor recebe o sinal passa-faixa $\tilde{x}(t)$ degradado pelo canal e o demodulador tem a tarefa de transformar esse sinal num sinal de banda base $x(t)$ convenientemente demodulado e posteriormente amostrado num período T_s .

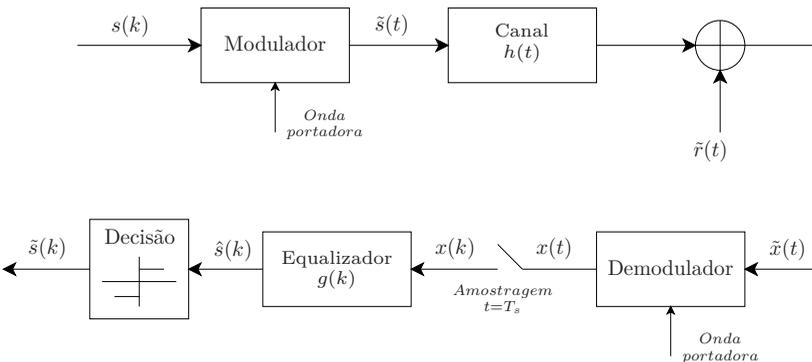


Figura 2.10: Modelo de comunicação digital passa faixa.

Na teoria, as etapas de modulação e demodulação costumam ser transparentes. Por isso, o modulador, o canal e o receptor da

Figura 2.10 podem ser modelados como um único filtro contínuo no tempo. Como a entrada deste filtro é discreta e a saída é amostrada, o filtro e o amostrador podem ser substituídos por um filtro equivalente discreto, permitindo uma nova forma de representar o modelo de comunicação digital passa-faixa. Essa representação é conhecida como o modelo em banda base do canal discreto equivalente (LEE; MESSERSCHMITT, 1994), apresentada na Figura 2.11.

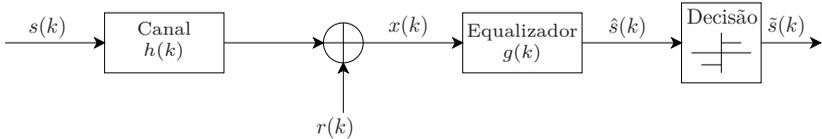


Figura 2.11: Modelo de comunicação digital em banda base.

Quando as degradações inseridas pelo canal são severas, o receptor não consegue recriar exatamente a versão do sinal transmitido, gerando, assim, erros de decisão dos símbolos transmitidos e, conseqüentemente, diminuindo o desempenho do sistema de comunicação digital. Para compensar essas degradações, um equalizador, comumente implementado com filtros digitais, deve ser aplicado na saída do canal para processar as amostras digitais $x(k)$ recebidas. Seu objetivo é produzir uma estimativa $\hat{s}(k)$ do símbolo transmitido $s(k)$, de tal maneira que na saída do dispositivo de decisão consiga-se diminuir os erros nos símbolos decididos $\tilde{s}(k)$.

Em seguida, serão apresentados o modelo e as características do canal $h(k)$ que geram a degradação do sinal transmitido, produzindo o fenômeno da interferência intersimbólica. Será considerado um canal relativo a um sistema de comunicação sem fio, o qual é o tipo de canal empregado ao longo deste trabalho.

Modelo em tempo discreto de um canal de múltiplos percursos com ISI

Num sistema de comunicação sem fio, o modelo em tempo discreto do canal tem como base o ambiente de propagação dos sinais,

consistindo-se num conjunto de percursos que atingem o receptor. Assim, o sinal recebido é uma composição de diferentes réplicas do sinal transmitido, com diferentes atrasos e amplitudes. Desta forma, o canal pode ser modelado como um filtro linear e sua resposta ao impulso determina as características do canal. Assumindo um canal invariante no tempo, a resposta ao impulso do canal $h(k)$ na Figura 2.11 pode ser considerada como finita (*FIR - Finite-duration Impulse Response*) e é descrita por (GROSS, 2005; PARSONS, 2000), (PATZOLD, 2003; HAYKIN; MOHER, 2005):

$$h(k) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(-j\psi_n) \delta(k - \tau_n) \quad (2.41)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \delta(k - \tau_n), \quad \alpha_n = a_n \exp(-j\psi_n), \quad (2.42)$$

onde N é o número total de percursos (ou número de coeficientes de ponderação α_n), a_n é um valor real chamado de coeficiente do atraso ou amplitude, τ_n é o atraso discreto de propagação e ψ_n representa o deslocamento de fase gerado pela propagação no espaço livre do n -ésimo percurso.

O sinal em banda base $x(k)$ na entrada do equalizador da Figura 2.11 é representado pela convolução do símbolo transmitido $s(k)$ e da resposta ao impulso do canal $h(k)$, definido em (2.42). Ao sinal convolvido é adicionado um ruído $r(k)$ em banda base, modelado por uma distribuição gaussiana com média zero e variância σ_r^2 . Logo, o sinal em banda base na entrada do equalizador é descrito por:

$$x(k) = s(k) \star h(k) + r(k) \quad (2.43)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n s(k - \tau_n) + r(k). \quad (2.44)$$

De um total de N percursos, o que implica N réplicas do sinal

transmitido, só uma delas representará a informação desejada, e as $N - 1$ réplicas restantes são interferência intersimbólica (ISI):

$$x(k) = \underbrace{\alpha_\iota s(k - \tau_\iota)}_{\text{informação desejada}} + \underbrace{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq \iota}}^{N-1} \alpha_n s(k - \tau_n)}_{\text{ISI}} + r(k), \quad (2.45)$$

onde o primeiro termo (subscrito ι) da igualdade representa a informação desejada (amostra referente ou principal), e o segundo termo (subscrito n) a ISI ou informação não desejada. O terceiro termo corresponde ao ruído de canal.

A Equação (2.45) também pode ser descrita como:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{\iota-1} \alpha_n s(k - \tau_n) + \alpha_\iota s(k - \tau_\iota) + \sum_{n=\iota+1}^{N-1} \alpha_n s(k - \tau_n) + r(k), \quad (2.46)$$

onde o termo inicial é a informação não desejada devida à resposta precursora (amostras antes da referente) do canal $h(k)$, e o terceiro termo corresponde à informação não desejada devida à resposta pós-cursora (amostras depois da referente) desse mesmo canal. As respostas precursoras e pós-cursoras são as geradoras da ISI na informação desejada (HAYKIN, 2001). Um exemplo de canal $h(k)$ destacando este tipo de resposta é apresentado na Figura 2.12, sendo $h(\tau_\iota)$ a amostra principal associada à informação desejada.

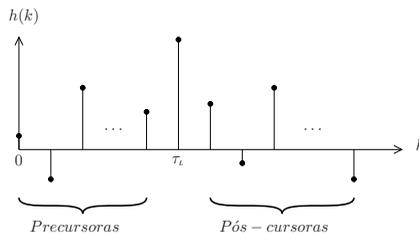


Figura 2.12: Amostras precursoras e pós-cursoras da resposta impulsiva de um canal.

2.3.2 Técnica de equalização

As técnicas de equalização para combater o efeito da ISI são divididas em duas categorias: lineares e não lineares, levando-se em conta se o equalizador retroalimenta ou não o sinal de saída do dispositivo de decisão. De forma geral, o símbolo estimado $\hat{s}(k)$ na saída do equalizador passa pelo dispositivo de decisão. Este, por sua vez, determina o valor do símbolo recebido $\tilde{s}(k)$ (Figura 2.11), correspondente ao alfabeto empregado na transmissão, com base num limiar de decisão (operação não linear). Quando o equalizador não retroalimenta o símbolo decidido, $\tilde{s}(k)$, a equalização é linear. Caso contrário, ela é não linear.

O equalizador linear apresenta bons desempenhos em aplicações cujos canais são caracterizados pela não existência de nulos espectrais em sua resposta em frequência. Do contrário, em canais com presença de nulos espectrais, apesar da distorção inserida pelo canal ser compensada através de ganhos significativos nas proximidades dos nulos, acaba ocorrendo uma amplificação exacerbada do ruído de canal (BIGLIERI; PROAKIS; SHAMAI, 1998). Por esta razão, o equalizador linear é inapropriado para compensar a ISI em sistemas de comunicação sem fio, já que os canais se caracterizam como tendo nulos espectrais.

Essa limitação é resolvida com a técnica de equalização não linear, sendo o equalizador de decisão realimentada (*DFE - Decision Feedback Equalizer*) uma boa solução para combater a ISI severa dos canais rádio móveis (PROAKIS; SALEHI, 1995).

Estrutura do equalizador DFE

O equalizador DFE foi proposto inicialmente por Austin (AUSTIN, 1967). Seu princípio é empregar as decisões de símbolos passados para estimar a ISI que pode se apresentar nos símbolos futuros, removendo-a do símbolo estimado no presente (QURESHI, 1985).

A estrutura típica do equalizador DFE é apresentada na Figura 2.13. É composto de duas seções transversais FIR, direta (*FFF*

- *Feed-forward Filter*) e de realimentação (*FBF - Feedback Filter*), e de um dispositivo de decisão. A sequência de dados a ser equalizada, $x(k)$, é a entrada da seção transversal direta. Já a sequência de decisões realizadas, $\tilde{s}(k)$, corresponde à entrada da seção transversal de realimentação. Esta última seção é aquela que tem a tarefa de estimar a ISI futura, a partir das decisões dos símbolos passados, para subtraí-la do símbolo sendo estimado no instante presente de decisão.

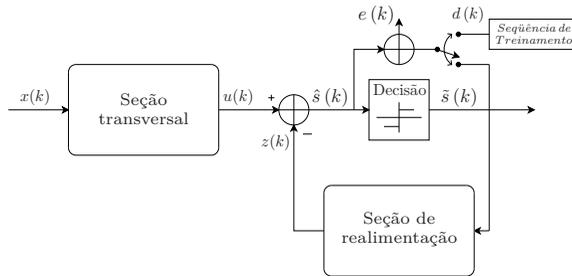


Figura 2.13: Estrutura do equalizador DFE.

Teoricamente, a seção transversal direta do equalizador DFE tem a tarefa de cancelar a ISI gerada pelas precursoras, e a seção transversal de realimentação a interferência das pós-cursoras, de tal forma que a resposta ao impulso conjunta do canal e do equalizador seja $\delta(t - \tau_i)$.

As duas seções transversais do equalizador DFE costumam ser implementadas com filtros FIR adaptáveis, já que é frequente não ter um conhecimento a priori do canal. O equalizador adaptativo DFE é apresentado na Figura 2.14. Os filtros das seções FFF e FBF têm um total de $G+1$ e B coeficientes, respectivamente, os quais são otimizados segundo um critério de desempenho que visa cancelar a ISI no sinal recebido.

Essa técnica de equalização adaptável pode operar em dois modos: o *treinado* (ou de sincronismo) - quando uma sequência de treinamento, conhecida tanto pelo transmissor como pelo receptor, é empregada; ou de *decisão-direta* - quando os próprios símbolos decididos são utilizados na obtenção do sinal de erro. O cálculo dos coeficientes considerando o modo *treinado* é apresentado nas próximas duas seções

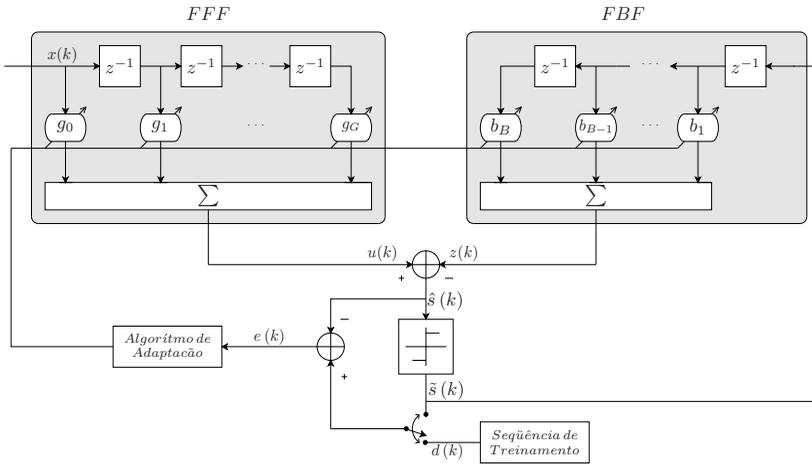


Figura 2.14: Equalizador DFE implementado com filtros transversais de resposta ao impulso finita FIR.

de forma ótima e adaptativa.

Equalizador DFE ótimo

Assumindo o MSE como critério de otimização, os coeficientes das seções do DFE são ajustados minimizando o valor médio quadrático da função

$$\begin{aligned}
 e(k) &= d(k) - \hat{s}(k) \\
 &= d(k) - u(k) + z(k),
 \end{aligned}
 \tag{2.47}$$

onde $e(k)$ é o sinal de erro do equalizador, $d(k)$ a sequência de treinamento (sinal desejado), e $\hat{s}(k)$ o símbolo estimado, dado pela diferença dos sinais $u(k)$ e $z(k)$ na saída dos filtros FFF e FBF, respectivamente,

e representados por

$$u(k) = \sum_{q=0}^G g_q x(k-q) \quad (2.48)$$

$$z(k) = \sum_{p=1}^B b_p d(k-p). \quad (2.49)$$

Como a sequência de treinamento é conhecida pelo transmissor e pelo receptor, pode-se assumir que o sinal desejado $d(k)$ deve ser igual ao símbolo transmitido $s(k)$, além de um atraso τ_ζ inserido pelo canal e pelo equalizador, como mostrado na Figura 2.15. Dessa forma, o sinal desejado pode ser representado por

$$d(k) = s(k - \tau_\zeta). \quad (2.50)$$

Levando-se em conta essa igualdade e as das Equações (2.48) e (2.49) na Equação (2.47), tem-se que:

$$e(k) = s(k - \tau_\zeta) - \sum_{q=0}^G g_q x(k-q) + \sum_{p=1}^B b_p s(k - \tau_\zeta - p), \quad (2.51)$$

ou, de forma vetorial,

$$e(k) = s(k - \tau_\zeta) - \mathbf{g}^T \mathbf{x}(k) + \mathbf{b}^T \mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \quad (2.52)$$

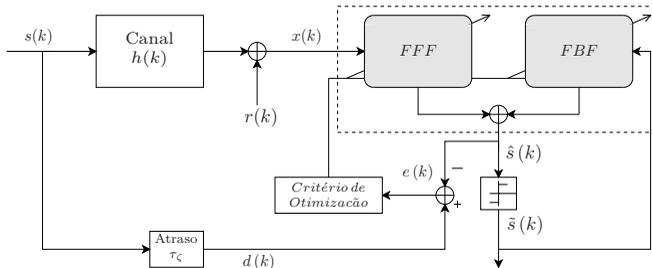


Figura 2.15: Sistema de comunicação com equalizador DFE no modo *treinado*.

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{g} &= \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & \cdots & g_F \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{b} &= \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \cdots & b_B \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{x}(k) &= \begin{bmatrix} x(k) & x(k-1) & \cdots & x(k-F) \end{bmatrix}^T \text{ e} \\ \mathbf{s}(k-\tau_\zeta-1) &= \begin{bmatrix} s(k-\tau_\zeta-1) & s(k-\tau_\zeta-2) & \cdots & s(k-\tau_\zeta-B) \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \quad (2.53)$$

sendo \mathbf{g} e \mathbf{b} vetores de coeficientes e $\mathbf{x}(k)$ e $\mathbf{s}(k-\tau_\zeta-1)$ das sequências de dados de entrada dos filtros FFF e FBF. Para simplificar a expressão do erro de equalização $e(k)$, define-se dois vetores gerais para o conjunto dos dois filtros, o vetor de coeficientes $\mathbf{w}_e(k)$ e o vetor de dados de entrada $\mathbf{x}_e(k)$:

$$\mathbf{w}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{g}^T & | & -\mathbf{b}^T \end{bmatrix}^T, \quad e \quad (2.54)$$

$$\mathbf{x}_e(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(k) & | & \mathbf{s}^T(k-\tau_\zeta-1) \end{bmatrix}^T. \quad (2.55)$$

Com esses dois vetores, a expressão do erro de equalização pode ser descrita da seguinte forma:

$$e(k) = s(k-\tau_\zeta) - \mathbf{w}_e^T \mathbf{x}_e(k). \quad (2.56)$$

Assim, a função custo $J_e(k)$ do critério de otimização MSE é:

$$J_e = E \left\{ |e(k)|^2 \right\}. \quad (2.57)$$

Por substituição, tem-se que:

$$\begin{aligned} J_e &= E \left\{ |s(k-\tau_\zeta) - \mathbf{w}_e^T \mathbf{x}_e(k)|^2 \right\} \\ &= \sigma_s^2 - \mathbf{p}_{x_e s}^H \mathbf{w}_e - \mathbf{w}_e^T \mathbf{p}_{x_e s} + \mathbf{w}_e^T \mathbf{R}_{x_e} \mathbf{w}_e \end{aligned} \quad (2.58)$$

onde σ_s^2 é a potência do símbolo transmitido, assumindo seu valor médio $E \{s(k-\tau_\zeta)\} = 0$, $\mathbf{p}_{x_e s}$ é o vetor de correlação cruzada entre o vetor

que contém os sinais na entrada dos filtros e o sinal desejado, e \mathbf{R}_{x_e} é a matriz de autocorrelação do vetor que contém os sinais na entrada dos filtros. O vetor de correlação cruzada é representado como:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{x_e s} &= E \{ \mathbf{x}_e(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ &= E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} s^*(k - \tau_\zeta) \right\} \end{aligned} \quad (2.59)$$

e a matriz de autocorrelação como:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_e} &= E \{ \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \} \\ &= E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) & \mathbf{x}(k) \mathbf{s}^H(k - \tau_\zeta - 1) \\ \mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{x}^H(k) & \mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{s}^H(k - \tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (2.60)$$

A otimização da função custo J_e é conseguida quando o valor dos coeficientes \mathbf{w}_e minimiza J_e . Para tal, calcula-se primeiro seu vetor de gradiente, $\nabla J_e(\mathbf{w}_e)$:

$$\begin{aligned} \nabla J_e(\mathbf{w}_e) &= \frac{\partial J_e(\mathbf{w}_e)}{\partial \mathbf{w}_e} \\ &= -2\mathbf{p}_{x_e s} + 2\mathbf{R}_{x_e} \mathbf{w}_e(k). \end{aligned} \quad (2.61)$$

A solução ótima é obtida igualando-o a zero explicitando o vetor de coeficientes $\mathbf{w}_e(k)$:

$$\mathbf{w}_{oe} = \mathbf{R}_{x_e}^{-1} \mathbf{p}_{x_e s}, \quad (2.62)$$

obtendo, assim, a equação de *Wiener-Hopf* do equalizador DFE.

Equalizador DFE adaptativo

No que diz respeito ao equalizador DFE adaptativo, por questões de simplicidade computacional e de se utilizar o mesmo algoritmo da formatação de feixe, optou-se pelo algoritmo LMS. A estimativa instantânea do vetor gradiente $\hat{\nabla} J_e(k)$ é dada por (HAYKIN, 2002):

$$\hat{\nabla} J_e(k) = -2\hat{\mathbf{p}}_{x_e s} + 2\hat{\mathbf{R}}_{x_e} \mathbf{w}_e(k), \quad (2.63)$$

onde $\hat{\mathbf{p}}_{x_e s}$ e $\hat{\mathbf{R}}_{x_e}$ representam os valores instantâneos do vetor de correlação cruzada e da matriz de autocorrelação, respectivamente:

$$\hat{\mathbf{p}}_{x_e s} \approx \mathbf{x}_e(k) s^*(k - \tau_\zeta) \quad (2.64)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{x_e} \approx \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \quad (2.65)$$

Por substituição, chega-se a seguinte equação de adaptação dos coeficientes do equalizador DFE:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_e(k+1) &= \mathbf{w}_e(k) + \mu [\mathbf{x}_e(k) s^*(k - \tau_\zeta) - \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \mathbf{w}_e(k)] \\ &= \mathbf{w}_e(k) + \mu \mathbf{x}_e(k) [s^*(k - \tau_\zeta) - \mathbf{x}_e^H(k) \mathbf{w}_e(k)], \end{aligned} \quad (2.66)$$

ou, de forma mais reduzida:

$$\mathbf{w}_e(k+1) = \mathbf{w}_e(k) + \mu \mathbf{x}_e(k) e_e^*(k) \quad (2.67)$$

A fim de ter uma melhor visão da adaptação dos coeficientes nas duas seções, FFF e FBF, do equalizador DFE, substituindo os vetores $\mathbf{w}_e(k)$ e $\mathbf{x}_e(k)$ resulta na expressão:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}}(k+1) \\ \text{-----} \\ \hat{\mathbf{b}}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}}(k) \\ \text{-----} \\ \hat{\mathbf{b}}(k) \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \text{-----} \\ -\mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} e_e^*(k) \quad (2.68)$$

Um resumo do algoritmo LMS para o equalizador DFE é apre-

sentado na Tabela 2.2

Tabela 2.2: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O EQUALIZADOR DFE.

Saída do equalizador	$\hat{s}(k) = \hat{\mathbf{w}}_e^H(k) \mathbf{x}_e(k)$
Sinal de treinamento	$d(k) = s(k - \tau_c)$
Sinal de erro	$e_e(k) = d(k) - \hat{s}(k)$
Adaptação dos coeficientes	$\hat{\mathbf{w}}_e(k+1) = \hat{\mathbf{w}}_e(k) + \mu \mathbf{x}_e(k) e_e^*(k)$
Inicialização	$\hat{\mathbf{w}}(0) = \mathbf{0}$

2.4 Conclusões

Neste capítulo foram abordadas três técnicas de recepção de sinais em canais de comunicação sem fio, a saber: as técnicas de processamento espacial por diversidade e formatação de feixe, e a técnica temporal DFE de equalização de canal. Estas técnicas serão utilizadas no decorrer do próximo capítulo para apresentar as estruturas de receptores encontradas na literatura, bem como apresentar a principal proposta de contribuição desta dissertação de mestrado. As três técnicas serão combinadas no receptor, com o intuito de combater simultaneamente o desvanecimento plano e seletivo em frequência.

Capítulo 3

Técnicas espaçotemporais conjuntas

As técnicas de processamento espacial se caracterizam por empregar arranjos de antenas para a transmissão e/ou recepção de sinais. Estes arranjos podem ser configurados para implementar formatação de feixe ou diversidade espacial. Se o afastamento entre as antenas no arranjo tem uma distância de no máximo metade do comprimento de onda do sinal incidente ($d \leq \lambda_c/2$), a formatação de feixe pode ser implementada. Do contrário, se o afastamento entre elas é no mínimo 10 vezes o comprimento de onda ($d \geq 10\lambda_c$), a diversidade espacial pode tomar lugar.

Neste capítulo são apresentadas diferentes estruturas de receptores conciliando técnicas espaçotemporais. Inicialmente, é feita uma introdução aos canais espaçotemporais, enfatizando a modelagem matemática e as principais características que os descrevem - diferente da apresentação do canal temporal feita na subseção (2.3.1), neste capítulo

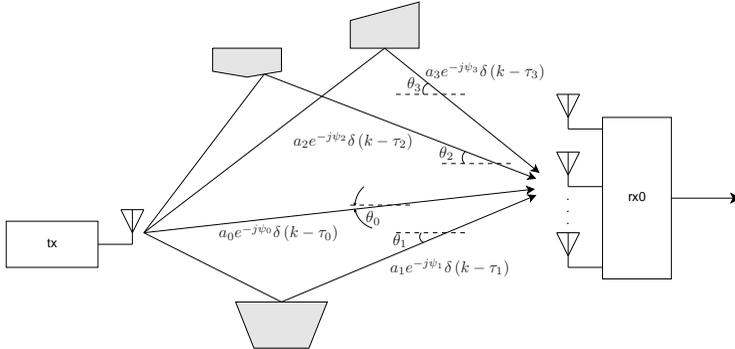


Figura 3.1: Propagação multipercurso para receptor com arranjo de antenas.

também é considerada a direção de chegada (DOA) dos múltiplos percursos do canal. Após, são apresentadas duas estruturas de receptores, empregando formatação de feixe e equalização, que foram estudadas na literatura. Finalmente, é empregado um receptor conciliando diversidade espacial e formatação de feixe, através da utilização de dois arranjos de antenas, o que vem a ser a principal contribuição desta dissertação de mestrado.

3.1 Modelo do canal espaçotemporal

Nos sistemas de comunicação sem fio que empregam uma única antena receptora, a modelagem do canal descreve as atenuações e os tempos de atrasos de propagação, característicos de cada um dos possíveis percursos existentes entre as antenas de transmissão e recepção. Para receptores empregando um arranjo de antenas, além dessas características, a direção de chegada DOA dos sinais provenientes de cada percurso também se faz necessária.

Por exemplo, considere o ambiente de propagação da Figura 3.1. O sinal recebido é dado pela combinação de quatro réplicas, as quais atingem a antena receptora com diferentes DOA's, θ_n , atenuações, a_n , deslocamentos de fase ψ_n , e tempos de atraso de propagação, τ_n .

A seguir, são apresentadas as propriedades temporais e espaço-

temporais que caracterizam um canal desse tipo. Também são apresentadas as considerações estatísticas do canal que será empregada no decorrer da dissertação.

3.1.1 Propriedades temporais

Diferente do modelo em banda base do canal temporal discreto $h(k)$, definido na Equação (2.41), nos sistemas que empregam um arranjo de antenas na recepção, os deslocamentos de fase que o sinal sofre ao se propagar entre as antenas do arranjo, em função de seu DOA (θ) e da geometria do arranjo, também devem ser inseridos na modelagem do canal. Tendo isso em conta, a resposta ao impulso do canal temporal $h(k)$ se torna um canal vetorial espaçotemporal, com a resposta ao impulso $\mathbf{h}(k)$ definida por (ERTEL et al., 1998):

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(-j\psi_n) \mathbf{a}(\theta_n) \delta(k - \tau_n) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \mathbf{a}(\theta_n) \delta(k - \tau_n), \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde $\alpha_n = a_n \exp(-j\psi_n)$ representa a amplitude complexa do n -ésimo percurso. O deslocamento de fase entre as antenas é representado pelo *vetor de direção* $\mathbf{a}(\theta_n)$, definido na Equação (2.24) e rescrito aqui por conveniência:

$$\mathbf{a}(\theta_n) = \begin{bmatrix} 1 & \exp\{-j\phi_n\} & \cdots & \exp\{-j(M-1)\phi_n\} \end{bmatrix}^T, \quad (3.2)$$

com $\phi_n = 2\pi f_c \frac{d \sin(\theta_n)}{c}$ denotando o ângulo elétrico (Equação (2.13)) de um arranjo linear uniforme (ULA) com M antenas.

A resposta ao impulso do canal vetorial $\mathbf{h}(k)$ é fundamental na caracterização do canal espaçotemporal e é representada pelo vetor M -dimensional:

$$\mathbf{h}(k) = \begin{bmatrix} h_0(k) & h_1(k) & h_2(k) & \cdots & h_{M-1}(k) \end{bmatrix}^T, \quad (3.3)$$

onde $h_m(k)$ é o sub-canal correspondente à m -ésima antena, resultante da soma de N percursos de propagação.

Por exemplo, considere um canal estritamente temporal, com resposta ao impulso $\{0,19+j0,13; -0,35+j0,3; 0,62-j0,3; 0,36+j0,28; 0,14-j0,17\}$. Para um arranjo ULA de $M = 4$ antenas, afastamento entre antenas $d = \lambda_c/2$, e $N = 5$ percursos de propagação, tem-se os tempos de atraso de propagação τ_n (em múltiplos do período de amostragem T_s) listados na Tabela 3.1 para cada DOA.

Tabela 3.1: PARÂMETROS PARA UM EXEMPLO DE CANAL MULTIPERCURSO.

	0	1	2	3	4
α_n	0,19+j0,13	-0,35+j0,3	0,62-j0,3	0,36+j0,28	0,14-j0,17
τ_n	0	$5T_s$	$10T_s$	$15T_s$	$20T_s$
θ (°)	-15	20	40	-60	50

A resposta ao impulso desse canal espaçotemporal é mostrada na Figura 3.2. Na Figura 3.2a está representada a resposta ao impulso de cada um dos sub-canais, $h_m(k)$, correspondente à m -ésima antena do arranjo, e na Figura 3.2b encontra-se representado $|h_m(k)|^2$. A primeira figura mostra as variações na resposta temporal causada pelo deslocamento de fase dos sinais entre as antenas. Já na segunda figura, observa-se o valor constante na magnitude entre todos os sub-canais. O conjunto das quatro respostas ao impulso $h_m(k)$ constituem o canal vetorial $\mathbf{h}(k)$.

3.1.2 Propriedades espaçotemporais

Além da resposta temporal, existe também uma resposta espacial para o canal $\mathbf{h}(k)$. Ela determina a concentração de potência de cada percurso conforme sua direção de chegada DOA. Esta resposta é obtida aplicando-se a transformada discreta de Fourier (*DFT - Discrete*

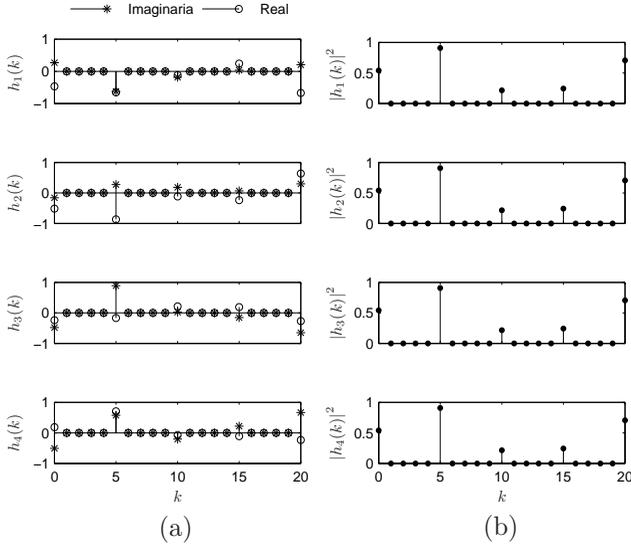


Figura 3.2: Características temporais de um canal vetorial multipercorso: a) Resposta ao impulso e b) Magnitude da resposta ao impulso.

Fourier Transform) à resposta ao impulso do canal vetorial $\mathbf{h}(k)$:

$$H(k, \theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(k) \exp(-jm\phi), \quad (3.4)$$

onde $H(k, \theta)$ é a função que representa a resposta espacial e temporal do canal. Substituindo na Equação (3.4) a expressão de $\mathbf{h}(k)$, dada na Equação (3.1), obtém-se:

$$H(k, \theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \delta(k - \tau_n) \mathbf{a}(\theta_n) \right\} \exp(-jm\phi). \quad (3.5)$$

O vetor de direção de chegada $\mathbf{a}(\theta_n)$ é representado pelo vetor M dimensional $[\exp(-jm\phi_n)]_{m,1}$, com $m = 0, 1, \dots, M-1$, e ϕ_n denota o ângulo elétrico (Equação (2.13)) do n -ésimo percurso. Logo, a função

da resposta espaçotemporal do canal é dada por:

$$H(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \delta(k - \tau_n) \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{-jm(\phi_n + \phi)\}. \quad (3.6)$$

De acordo com essa expressão, a resposta espaçotemporal pode também ser representada como uma somatória das respostas espaciais características de cada um dos N percursos que constituem o canal. Assim:

$$H(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} H_n(k, \theta), \quad (3.7)$$

com a n -ésima função $H_n(k, \theta)$ correspondendo à resposta do n -ésimo percurso, definida por:

$$H_n(k, \theta) = \alpha_n \delta(k - \tau_n) \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{-jm(\phi_n + \phi)\}. \quad (3.8)$$

$H(k, \theta)$ é uma função do tempo k e da direção de chegada DOA θ (variável implícita no ângulo elétrico ϕ), representando, assim, a resposta espaçotemporal do canal vetorial $\mathbf{h}(k)$. Tomando como exemplo o canal com os parâmetros listados na Tabela 3.1, tem-se a resposta espaçotemporal da Figura 3.3. A Figura 3.3(a) representa a magnitude ao quadrado de $H_n(k, \theta)$, para cada um dos percursos, com tempos de atraso de propagação τ_n . Neste exemplo, observa-se uma maior concentração de potência no percurso com DOA $\theta = 40^\circ$ e tempo de atraso de propagação $\tau_2 = 10T_s$. Seu perfil de potência é mostrado na Figura 3.2(b) ($k = 10$).

3.1.3 Considerações estatísticas

Nesta seção são apresentadas as considerações estatísticas do canal de comunicação e do sinal transmitido, as quais serão utilizadas no cálculo dos coeficientes ótimos do conformador de feixe e do equaliza-

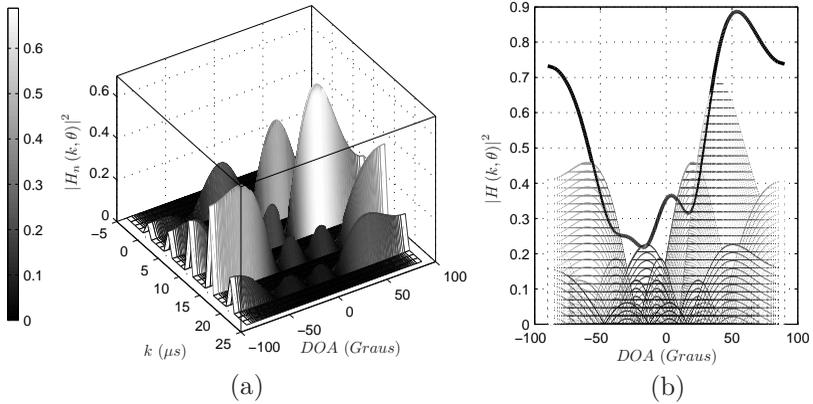


Figura 3.3: Características espaçotemporais de um canal vetorial multipercorso: a) Resposta espaçotemporal e b) Resposta espacial.

dor.

São elas:

- O canal representa um total de N percursos, consistindo de um percurso dominante e $N - 1$ percursos interferentes;
- As magnitudes dos percursos permanecem constantes durante a transmissão do sinal;
- O sinal transmitido tem valor médio zero e variância σ_s^2 ;
- Os N percursos do canal são decorrelacionados, com matriz de autocorrelação e vetor de correlação cruzado dados por:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{ss}(v-u) &= E \{ \mathbf{s}(k-u) \mathbf{s}^H(k-v) \} \\
 \mathbf{p}_{sd}(v-u) &= E \{ \mathbf{s}(k-u) s^*(k-v) \} \\
 \sigma_s^2 &= E \{ s(k-u) s^*(k-v) \}, \text{ para } u = v
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

- O ruído nas antenas é decorrelacionado, com média zero e variância σ_r^2 .

Tendo apresentado o modelo do canal vetorial, suas características espaçotemporais e as considerações estatísticas, as seções seguintes abordam

diferentes estruturas de receptores, empregando técnicas para combater, simultaneamente, os fenômenos espaciais e temporais que deterioraram o sinal transmitido nesse tipo de canal.

3.2 Formatação de feixe e equalização

A filtragem espacial, obtida através da formatação de feixe de um arranjo de antenas pode ser utilizada para mitigar a ISI, direcionando o lóbulo principal do feixe para o percurso desejado e, ao mesmo tempo, procurando atenuar os sinais provenientes de outros percursos, os quais são considerados como interferentes (MAW-LIN; CHIEN-CHUNG; HSUEH-JYH, 2000). Quando o número total de percursos que atingem o receptor é maior que o número de elementos do arranjo, este não tem a capacidade de atenuar satisfatoriamente todos os sinais interferentes. Como consequência, o sinal na saída do conformador de feixe ainda possui uma ISI residual. Nessas condições, diz-se que o arranjo está sobrecarregado (overload) (LIBERTI; RAPPAPORT, 1999), e o grau de liberdade (número de antenas do arranjo) é insuficiente para cancelar os percursos interferentes. Também, quando sinais interferentes atingem o arranjo de antenas com DOA's muito próximos ao do sinal desejado, o conformador de feixe não consegue cancelar os sinais interferentes, e a ISI residual na saída do conformador de feixe ainda será muito severa (KOHNO et al., 1990; LIBERTI; RAPPAPORT, 1999). Nesses casos, emprega-se na saída do conformador de feixe um equalizador, a fim de mitigar por completo a ISI (LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995a; LINDSKOG; AHLEN; STERNAD, 1995b; JIND-YEH; SAMUELI, 1996; MAW-LIN; CHIEN-CHUNG; HSUEH-JYH, 2000).

3.2.1 Formatação de feixe e equalização clássica

A combinação dessas duas técnicas de processamento espacial e temporal foi proposta inicialmente para ser aplicada nas estações rádio-base dos sistemas de telefonia móvel. Em um cenário de múltiplos

usuários e uma estação rádio-base, a tarefa do conformador é formatar seu feixe na direção do usuário desejado e cancelar os sinais interferentes de outros usuários, cabendo ao equalizador a tarefa de cancelar a ISI daquele usuário (gerada pela propagação multipercursos) (JIND-YEH; SAMUELI, 1996). No entanto, em cenários com ISI severa, devido aos múltiplos percursos, o equalizador também supri a falta de grau de liberdade do conformador de feixe. A estrutura desse sistema híbrido, conformador de feixe e equalizador, é mostrada na Figura 3.4.

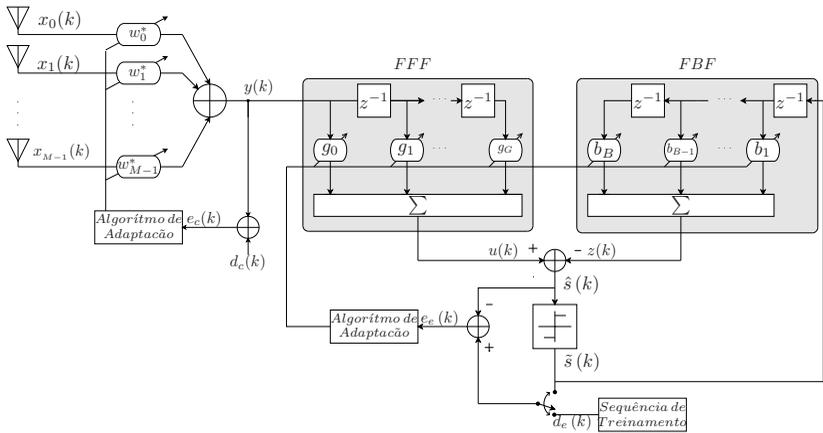


Figura 3.4: Conformador de feixe seguido do equalizador DFE.

Cálculo dos coeficientes do conformador

Para obter a resposta desejada do conformador de feixe, quando os DOA's não são conhecidos, utiliza-se uma sequência de treinamento para fazer o cálculo dos coeficientes.

Por se tratar de uma propagação em múltiplos percursos, além do conhecimento dessa sequência de treinamento, é preciso ter um conhecimento *a priori* do tempo de atraso de propagação de um dos percursos (preferivelmente, do percurso dominante), de tal forma que o conformador formate seu feixe na direção desse e cancele os percursos considerados como interferentes.

O sinal recebido pelo arranjo de antenas é definido como:

$$\mathbf{x}(k) = s(k) \star \mathbf{h}(k) + \mathbf{r}(k), \quad (3.10)$$

onde $\mathbf{x}(k) = \left[x_0(k) \quad x_1(k) \quad \cdots \quad x_{M-1}(k) \right]^T$ é o vetor do sinal recebido, com cada elemento representando o sinal em cada uma das M antenas do arranjo. Ele é dado pela convolução discreta do sinal transmitido $s(k)$ com o canal espaçotemporal $\mathbf{h}(k)$ definido na Equação (3.1), acrescido de um vetor de ruído branco gaussiano $\mathbf{r}(k)$. Fazendo a convolução, a seguinte expressão é obtida:

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n s(k - \tau_n) \mathbf{a}(\theta_n) + \mathbf{r}(k), \quad (3.11)$$

que também pode ser descrita na forma:

$$\mathbf{x}(k) = \alpha_\iota s(k - \tau_\iota) \mathbf{a}(\theta_\iota) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq \iota}}^{N-1} \alpha_n s(k - \tau_n) \mathbf{a}(\theta_n) + \mathbf{r}(k), \quad (3.12)$$

onde o subscrito ι representa o percurso dominante e o subscrito n os percursos interferentes. Sendo o percurso dominante aquele de maior potência, e conhecendo *a priori* seu tempo de atraso de propagação, τ_ι , faz com que o feixe do conformador seja direcionado para o ângulo θ_ι , criando nulos (ou atenuações) nas direções θ_n . Assumindo esse conhecimento, a sequência de treinamento do conformador de feixe é denotada por:

$$d_c = s(k - \tau_\iota) \quad (3.13)$$

Para facilitar o cálculo dos coeficientes ótimos, o sinal recebido pelo conformador pode ser reescrito de forma matricial como:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}\mathbf{s}(k) + \mathbf{r}(k) \quad (3.14)$$

onde

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{M \times N} &= \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_0) & \mathbf{a}(\theta_1) & \cdots & \mathbf{a}(\theta_{N-1}) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_{N \times N} &= \text{diag} \left(\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \cdots \quad \alpha_{N-1} \right), \\ \mathbf{s}_{N \times 1}(k) &= \begin{bmatrix} s(k - \tau_0) & s(k - \tau_1) & \cdots & s(k - \tau_{N-1}) \end{bmatrix}^T \text{ e}, \\ \mathbf{r}_{M \times 1}(k) &= \begin{bmatrix} r_0(k) & r_1(k) & \cdots & r_{M-1}(k) \end{bmatrix}^T,\end{aligned}$$

são a matriz de direção, a matriz diagonal com as amplitudes complexas do canal, o vetor do sinal transmitido com os atrasos de propagação inseridos pelo canal e o vetor de ruído nas antenas, respectivamente.

A solução ótima do conformador de feixe é dada pela equação de *Wiener-Hopf* (deduzida na Equação 2.34):

$$\mathbf{w}_{\text{oc}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{x d_c}, \quad (3.15)$$

com o vetor de correlação cruzada

$$\mathbf{p}_{x d_c}(\tau_l) = \mathbf{A} \mathbf{\Gamma} \mathbf{p}_{s d}(\tau_l), \quad (3.16)$$

e a matriz de autocorrelação

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A} \mathbf{\Gamma} \mathbf{R}_{s s} \mathbf{\Gamma}^H \mathbf{A}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}. \quad (3.17)$$

Ou, por substituição:

$$\mathbf{w}_{\text{oc}} = \left[\mathbf{A} \mathbf{\Gamma} \mathbf{R}_{s s} \mathbf{\Gamma}^H \mathbf{A}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A} \mathbf{\Gamma} \mathbf{p}_{s d}(\tau_l). \quad (3.18)$$

Os cálculos encontram-se apresentados no Apêndice (C).

No contexto adaptativo, o vetor de coeficientes do conformador \mathbf{w}_c é obtido de forma iterativa pelo algoritmo LMS, segundo o equacionamento da Tabela 3.2:

Tabela 3.2: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O CONFORMADOR DE FEIXE NA ESTRUTURA CLÁSSICA.

Saída do conformador	$y(k) = \hat{\mathbf{w}}_c^H(k) \mathbf{x}(k)$
Sinais de erro	$e_c(k) = d_c(k) - y(k)$
Adaptação dos coeficientes	$e_c(k) = s(k - \tau_l) - \hat{\mathbf{w}}_c^H(k) \mathbf{x}(k)$
Inicialização	$\hat{\mathbf{w}}_c(k+1) = \hat{\mathbf{w}}_c(k) + \mu \mathbf{x}(k) e_c^*(k)$
	$\hat{\mathbf{w}}_c(0) = \mathbf{0}$

Cálculo dos coeficientes do equalizador

O sinal a ser equalizado é o sinal de saída do conformador, $y(k)$, passando a ser o sinal de entrada da seção transversal direta (FFF). Já na seção de realimentação (FBF), o sinal de entrada é o sinal de saída do dispositivo de decisão, $\tilde{s}(k)$ (ver Figura 3.4). Com relação ao sinal de erro do equalizador, $e_e(k)$, este é dado pela diferença entre o símbolo correspondente da sequência de treinamento, $d_e(k)$, e sua estimativa $\hat{s}(k)$. Esta sequência é a mesma empregada pelo conformador de feixe, mas com um atraso temporal τ_ζ diferente. A sequência de treinamento no equalizador $d_e(k)$ é dada por

$$d_e(k) = s(k - \tau_\zeta) \quad (3.19)$$

onde o atraso τ_ζ é conhecido como cursor de decisão (HILLERY; ZOLTOWSKI; FIMOFF, 2003).

O desempenho ótimo do equalizador DFE é conseguido quando o número de coeficientes nas duas seções é infinito, inviabilizando sua implementação no contexto adaptativo. Logo, quantidades finitas de coeficientes nas seções FFF e FBF são utilizadas. A escolha do número total de coeficientes $G + 1$ e B nas seções FFF e FBF, respectivamente, bem como do atraso de decisão τ_ζ , influenciam no correto desempenho do equalizador (GONG; COWAN, 2006), sendo que existe uma forte dependência entre eles. Por exemplo, fixando o número G com um valor igual ao número de amostras v do modelo discreto equivalente do canal

($G = v$), Hillery *et al.* (HILLERY; ZOLTOWSKI; FIMOFF, 2003) variam o atraso de decisão τ_ζ no intervalo $0 \leq \tau_\zeta \leq v + G$ e calculam o número de coeficientes B da seção FBF com a restrição $B = v + G - \tau_\zeta$. Eles determinam uma faixa nesse intervalo onde o desempenho do equalizador permanece constante:

$$\tau_l + \tau_{\max} \leq \tau_\zeta \leq G + \tau_r + \tau_{\min}, \quad (3.20)$$

sendo τ_r o atraso do percurso de inteires, que neste trabalho corresponde ao atraso do percurso de maior potência τ_l , e τ_{\min} e τ_{\max} os atrasos mínimo e máximo, respectivamente, dos N percursos do canal. No limite superior consegue-se o máximo desempenho do equalizador. Eles concluem que o número de coeficientes B também pode ser fixado como o número de coeficientes da seção FFF para não depender do atraso de decisão. Um resumo é apresentado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: PARÂMETROS QUE GARANTEM UM BOM DESEMPENHO DE UM EQUALIZADOR DFE (HILLERY; ZOLTOWSKI; FIMOFF, 2003).

Tomadas secção FFF	Tomadas secção FBF	Atraso de decisão
$G + 1 \geq v$	$B = v$	$\tau_\zeta = G + \tau_l + \tau_{\min}$

O cálculo dos coeficientes ótimos, nas duas seções conjuntamente, é feito solucionando a equação de *Wiener-Hopf* (Equação 2.62). São apresentados a seguir os resultados finais do vetor de correlação cruzada (2.59) e a matriz de autocorrelação (2.60).

No caso, o vetor de correlação cruzada $\mathbf{p}_{x_e d_e}$ é dado por:

$$\mathbf{p}_{x_e d_e}(\tau_\zeta) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta) & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - 1) & \cdots \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - G) & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3.21)$$

sendo o vetor $\mathbf{p}_{xd_c}(\tau_\zeta - q)$, para $q = 0, 1, \dots, G$, definido por:

$$\mathbf{p}_{xd_c}(\tau_\zeta - q) = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}\mathbf{p}_{sd}(\tau_\zeta - q), \quad (3.22)$$

descrevendo a correlação cruzada entre o sinal de entrada do conformador e a sequência de treinamento no equalizador.

Já a matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{x_e} tem a seguinte forma:

$$\mathbf{R}_{x_e} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{R}_{yy} & \mathbf{R}_{ys_e} \\ \hline \mathbf{R}_{ys_e}^H & \mathbf{R}_{s_e s_e} \end{array} \right], \quad (3.23)$$

onde:

\mathbf{R}_{yy} - sub-matriz de autocorrelação na seção FFF:

$$\mathbf{R}_{yy} = E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \}; \quad (3.24)$$

\mathbf{R}_{ys_e} - sub-matriz de correlação cruzada entre as seções FFF e FBF:

$$\mathbf{R}_{ys_e} = E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \}; \quad (3.25)$$

$\mathbf{R}_{s_e s_e}$ - sub-matriz de autocorrelação na seção FBF:

$$\mathbf{R}_{s_e s_e} = E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \}. \quad (3.26)$$

O cálculo dessas matrizes encontra-se detalhado no Apêndice (C).

O algoritmo adaptativo LMS para o equalizador DFE é apresentado na Tabela (3.4), sendo que a adaptação do vetor de coeficientes é

feita segundo a expressão:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}}(k+1) \\ \text{-----} \\ -\hat{\mathbf{b}}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{g}}(k) \\ \text{-----} \\ -\hat{\mathbf{b}}(k) \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \text{-----} \\ \mathbf{s}(k - \tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} e_e^*(k). \quad (3.27)$$

Tabela 3.4: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA O EQUALIZADOR NA ESTRUTURA CLÁSSICA.

Saída do conformador	$\hat{s}(k) = \hat{\mathbf{w}}_e^H(k) \mathbf{x}_e(k)$
Sinais de erro	$e_e(k) = d_e(k) - \hat{s}(k)$ $e_e(k) = s(k - \tau_\zeta) - \hat{\mathbf{w}}_e^H(k) \mathbf{x}_e(k)$
Adaptação dos coeficientes	$\hat{\mathbf{w}}_e(k+1) = \hat{\mathbf{w}}_e(k) + \mu_e \mathbf{x}_e(k) e_e^*(k),$

3.2.2 Técnica proposta por Sung-Hoon

Um receptor empregando conjuntamente as técnicas de diversidade, formatação de feixe e equalização foi proposto por Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003). Diferente da técnica de diversidade espacial clássica, os autores empregam uma diversidade espacial baseada na combinação de dois percursos de um único canal de múltiplos percursos, geralmente os de maior potência. A escolha desses percursos é feita através de formatação de feixe, com base no trabalho de Rong *Z et al.* (RONG, 1996; RONG *et al.*, 1997). No caso, um conjunto de dois conformadores de feixe, acoplados a um único arranjo de M antenas, é usado (Figura 3.5). Os conformadores formatam seus feixes principais na direção de dois percursos desejados, obtendo, assim, dois sinais que são empregados na combinação de diversidade.

Observe que os dois conformadores usam sinais de referência distintos, $d_0(k)$ e $d_1(k)$, para que suas respostas espaciais, a partir de um mesmo conjunto de *snapshot* do arranjo de antenas, sejam direcionadas

para dois diferentes percursos que se deseja realçar.

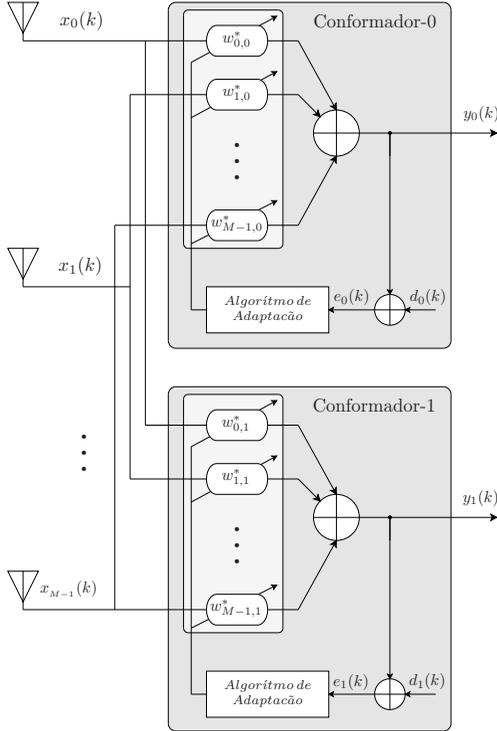


Figura 3.5: Estrutura composta de dois conformadores de feixe e um arranjo de antenas

O canal vetorial pode ser representado como:

$$\mathbf{h}(k) = \alpha_\iota \mathbf{a}(\theta_\iota) \delta(k - \tau_\iota) + \alpha_\varsigma \mathbf{a}(\theta_\varsigma) \delta(k - \tau_\varsigma) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq \iota, \varsigma}}^{N-1} \alpha_n \mathbf{a}(\theta_n) \delta(k - \tau_n), \quad (3.28)$$

onde os subscritos ι e ς denotam os percursos dominantes, de maior potência, e n os percursos interferentes, sendo N o número total de percursos. Os percursos dominantes, na saída dos conformadores, são combinados pela técnica de combinação com ganhos iguais, ajustando

previamente seus atrasos. Depois da combinação, o sinal resultante é passado ao equalizador para cancelar a ISI ainda presente no sinal. A estrutura desse receptor é apresentada na Figura 3.6.

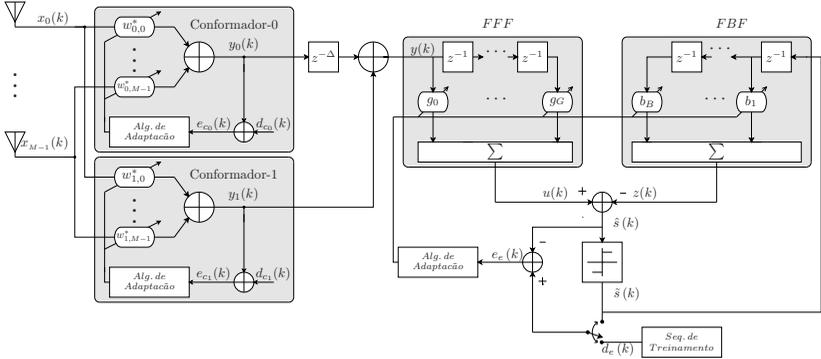


Figura 3.6: Receptor proposto por Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003).

Os coeficientes dos conformadores são calculados empregando os sinais de referência $d_{c_0}(k) = s(k - \tau_\iota)$ e $d_{c_1}(k) = s(k - \tau_\varsigma)$, com o objetivo de formatar seus feixes nas direções θ_ι e θ_ς , respectivamente.

A forma iterativa de calcular os coeficientes do g -ésimo ($g = 0, 1$) conformador é feita empregando o algoritmo LMS, resumido na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA OS CONFORMADORES DE FEIXE MULTIOBJETIVO.

Saída dos conformadores	$y_g(k) = \hat{\mathbf{w}}_g^H(k)\mathbf{x}(k)$
Sinais de erro	$e_{c_0}(k) = s(k - \tau_\iota) - y_0(k)$ $e_{c_1}(k) = s(k - \tau_\varsigma) - y_1(k)$
Adaptação dos coeficientes	$\hat{\mathbf{w}}_g(k+1) = \hat{\mathbf{w}}_g(k) + \mu\mathbf{x}(k)e_{c_g}^*(k)$
Inicialização	$\hat{\mathbf{w}}_g(0) = \mathbf{0}$

Nos sinais de saída dos conformadores existe uma defasagem temporal causado pelos atrasos inseridos nos sinais de referência, não sendo possível fazer a soma direta entre eles. Por isso, um atraso $z^{-\Delta}$ com

$\Delta = \tau_\zeta - \tau_l$ é inserido na saída do Conformador-0, ajustando-a temporalmente com a saída do Conformador-1, de tal forma que os símbolos correspondentes sejam somados (Figura 3.6). O sinal resultante entregue ao equalizador é definido como:

$$y(k) = y_0(k - \Delta) + y_1(k). \quad (3.29)$$

O cálculo dos coeficientes nas duas seções do equalizador DFE é feito conjuntamente, com base na sequência de treinamento $d_e(k) = s(k - \tau_\zeta)$. O atraso de decisão τ_ζ é representado pelo limite superior da Equação (3.20), $\tau_\zeta = G + \tau_r + \tau_{\min}$, sendo que o atraso τ_r , do percurso referente, corresponde ao atraso τ_ζ do percurso escolhido pelo Conformador-1:

$$\tau_\zeta = G + \tau_\zeta + \tau_{\min}. \quad (3.30)$$

Os parâmetros de configuração do equalizador DFE do receptor de Sung-Hoon são apresentados na Tabela 3.6

Tabela 3.6: PARÂMETROS DO EQUALIZADOR DFE NO RECEPTOR PROPOSTO POR SUNG-HOON.

Tomadas secção FFF	Tomadas secção FBF	Atraso de decisão
$G + 1 \geq v$	$B = v$	$\tau_\zeta = G + \tau_\zeta + \tau_{\min}$

3.3 Formatação de feixe, diversidade e equalização

Quando as antenas de um arranjo são configuradas para obter diversidade espacial, a fim de combater o desvanecimento plano em frequência, o receptor perde a capacidade de mitigar a ISI, através de conformação de feixe, em canais seletivos em frequência. Neste caso,

um equalizador é empregado conjuntamente com o arranjo de antenas, buscando combater ambos desvanecimentos, plano e seletivo em frequência. Este tipo de receptor foi proposto inicialmente por Balaban *et al.* (BALABAN; SALZ, 1991; BALABAN; SALZ, 1992), e estudado posteriormente por Sheng-Chou *et al.* (SHENG-CHOU; PRABHU, 1997).

Com I antenas, a diversidade espacial é obtida espaçando-as a uma distância d , tal que $d \geq 10\lambda_c$ (HAYKIN; MOHER, 2005; GOLDSMITH, 2005). Isto faz com que os canais entre a antena transmissora e cada uma das I antenas receptoras possam ser considerados independentes, diminuindo a probabilidade de experimentarem simultaneamente desvanecimentos profundos.

Com base na Equação (2.42), o modelo do canal multipercurso empregando diversidade espacial pode ser descrito por:

$$h_i(k) = \sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_{n,i} \delta(k - \tau_{n,i}) \quad (3.31)$$

$$i = 0, 1, \dots, I - 1$$

Cada canal é formado pela soma de N percursos, e cada n -ésimo percurso é caracterizado pelos parâmetros de amplitude, $\alpha_{n,i} = a_{n,i} \exp(-j\psi_{n,i})$, e atraso de propagação $\tau_{n,i}$.

A fim de combater simultaneamente os desvanecimentos plano e seletivo em frequência, na próxima seção é proposta uma estrutura de receptor contendo mais de um arranjo de antenas.

3.3.1 Conciliando formação de feixe e diversidade

Visando conciliar as técnicas de diversidade espacial, formação de feixe e equalização na recepção de sinais, propõe-se a estrutura mostrada na Figura 3.7. Diferente da estrutura de Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003), múltiplos arranjos de antenas são utilizados. Em cada arranjo, as antenas são espaçadas segundo o critério de amostragem espacial, visando apenas formação de feixe. Já os arranjos de antenas encontram-se espaçados para satisfazer o critério

da diversidade espacial. Nesse esquema de diversidade, cada um dos I canais independentes é modelado como um canal vetorial espaçotemporal, denotado por $\mathbf{h}_0(k)$, $\mathbf{h}_1(k), \dots, \mathbf{h}_{I-1}(k)$.

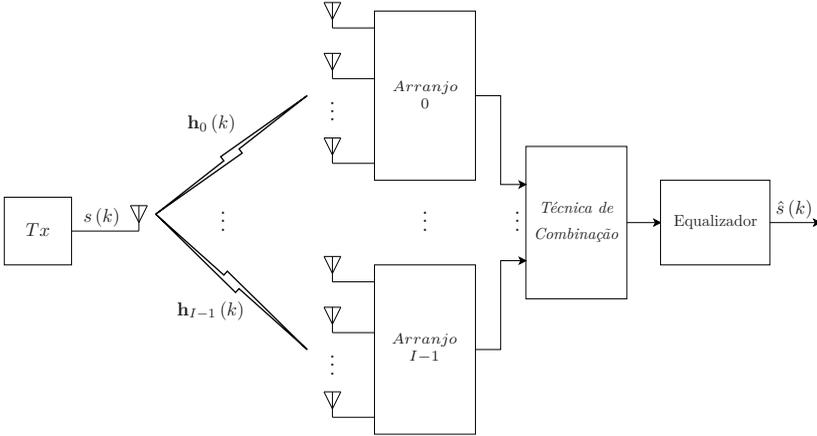


Figura 3.7: Diversidade espacial empregando arranjos de antenas.

Em cada arranjo de antenas, a técnica de formatação de feixe é implementada com o objetivo de direcionar seu feixe para o percurso de maior potência do respectivo canal. Cada par arranjo-conformador possui a capacidade de mitigar a ISI de seu canal, condicionada a seu grau de liberdade (número de antenas no arranjo). Os sinais nas saídas dos conformadores são combinados e o sinal resultante é entregue ao equalizador, cuja função é anular a ISI residual.

3.3.2 Canal espaçotemporal empregado

A modelagem do canal espaçotemporal da Figura 3.8 baseia-se no canal vetorial abordado na Seção 3.1 e é descrita pela Equação (3.1). Ao considerar um total de I canais de múltiplos percursos, a resposta ao impulso do canal vetorial espaçotemporal pode ser descrita por:

$$\mathbf{h}_i(k) = \sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_{n,i} \mathbf{a}_i(\theta_n) \delta(k - \tau_{n,i}). \quad (3.32)$$

Nesse modelo de canal, cada um dos percursos é representado pelo vetor de direção $\mathbf{a}_i(\theta_n)$, correspondente ao i -ésimo arranjo, o qual pode ser obtido através de um análise semelhante àquela da Seção 2.2. O cálculo do vetor de direção do arranjo é baseado na configuração geométrica da Figura 3.8, onde um receptor com apenas dois arranjos ULA são empregados para conseguir a diversidade espacial.

Vetor de direção no i -ésimo arranjo de diversidade

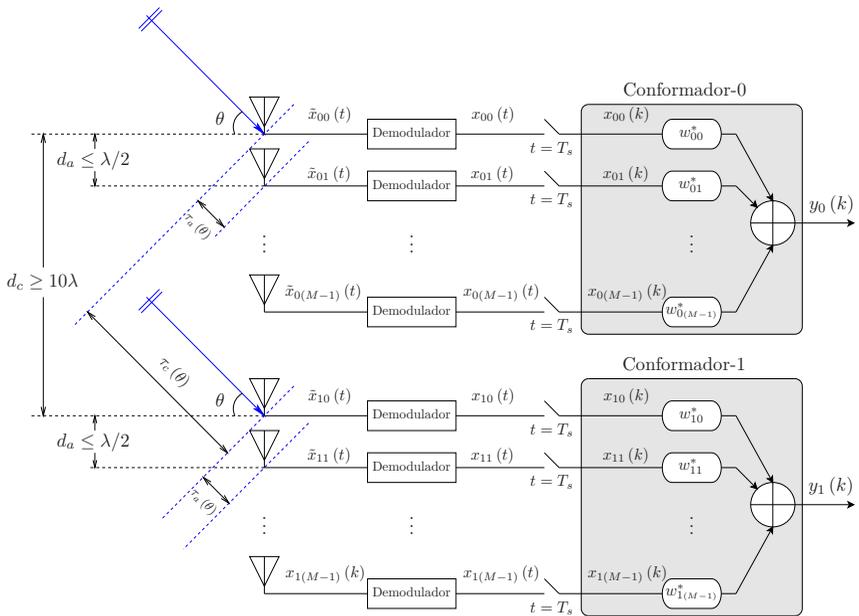


Figura 3.8: Diversidade espacial com dois arranjos de antenas uniformemente distribuídas.

Um sinal passa-faixa atingindo o receptor na primeira antena ($m = 0$) do arranjo de referência ($i = 0$) é descrito na forma canônica como:

$$\tilde{x}_{00}(t) = u_0(t) \cos(2\pi f_c t + \gamma_0(t) + \beta), \quad (3.33)$$

ou

$$\tilde{x}_{00}(t) = \Re \{u_0(t) \exp [j\gamma_0(t)] \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\},$$

com $u_0(t)$ e $\gamma_0(t)$ denotando o envelope natural e a fase do sinal de informação, respectivamente, e β uma variável aleatória, uniformemente distribuída ($-\pi \leq \beta < \pi$), que determina a fase inicial da portadora. O sinal também pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{00}(t) &= \Re \{u_0(t) \exp [j\gamma_0(t)] \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\} \\ &= \Re \{x_0(t) \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\}, \end{aligned} \quad (3.34)$$

onde o termo $u_0(t) \exp [j\gamma_0(t)]$ é a envoltória complexa do sinal passa-faixa $\tilde{x}_{00}(t)$, denotada por $x_0(t)$. A envoltória complexa do sinal na antena de referência do Conformador-0 é descrito por

$$\begin{aligned} x_{00}(t) &= x_0(t) \\ &= u_0(t) \exp [j\gamma_0(t)]. \end{aligned} \quad (3.35)$$

O tempo de propagação de um sinal, com direção de chegada θ , entre duas antenas adjacentes no arranjo é dado por $\tau_a(\theta) = d_a \sin(\theta)/c$ (Equação 2.7). Logo, o sinal na antena seguinte à antena de referência, $\tilde{x}_{01}(t) = \tilde{x}_{00}(t - \tau_a(\theta))$, é expresso como:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{01}(t) &= \Re \{u_0(t - \tau_a(\theta)) \exp [j\gamma_0(t - \tau_a(\theta))] \\ &\quad \exp [j2\pi f_c(t - \tau_a(\theta)) + j\beta]\}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Assumindo que o envelope natural $u_0(t)$ e a fase $\gamma_0(t)$ do sinal de informação permanecem constantes nesse intervalo de propagação $\tau_a(\theta)$, chega-se a:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{01}(t) &= \Re \{u_0(t) \exp [j\gamma_0(t)] \exp [-j2\pi f_c \tau_a(\theta)] \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\} \\ &= \Re \{x_0(t) \exp [-j2\pi f_c \tau_a(\theta)] \exp [j(2\pi f_c t + \beta)]\}, \end{aligned} \quad (3.37)$$

e, em termos de envoltória complexa,

$$x_{01}(t) = x_0(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_a(\theta)]. \quad (3.38)$$

De forma geral, na m -ésima antena do arranjo de referência ($i = 0$), o sinal passa-faixa e sua envoltória complexa são descritos respectivamente por:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{0m}(t) &= \Re \{x_0(t) \exp[-j2\pi f_c m \tau_a(\theta)] \exp[j(2\pi f_c t + \beta)]\} \\ x_{0m}(t) &= x_0(t) \exp(-j2\pi f_c m \tau_a(\theta)). \end{aligned} \quad (3.39)$$

Pode-se observar que o sinal na m -ésima antena corresponde ao sinal na antena de referência, com um deslocamento de fase representado pelo termo $2\pi f_c m \tau_a(\theta)$.

No arranjo seguinte ($i = 1$), deve-se considerar o tempo de propagação do sinal, $\tau_c(\theta) = d_c \sin(\theta)/c$, entre dois arranjos adjacentes (tempo de propagação do sinal entre as antenas de referência de dois arranjos adjacentes - Figura 3.8). Assim, o sinal passa-faixa na antena de referência ($m = 0$) do segundo arranjo ($i = 1$), denotado por $\tilde{x}_{10}(t) = \tilde{x}_{00}(t - \tau_c(\theta))$, é expresso por:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{10}(t) &= \Re \{u_0(t - \tau_c(\theta)) \exp[j\gamma_0(t - \tau_c(\theta))] \\ &\quad \exp[j2\pi f_c(t - \tau_c(\theta) + j\beta)]\}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

onde o envelope natural $u_0(t - \tau_c(\theta))$ e a fase $\gamma_0(t - \tau_c(\theta))$ do sinal já não são mais considerados constantes, devido à suposição de independência entre os canais dos arranjos. Logo, a envoltória complexa é expressa por

$$\begin{aligned} x_1(t) &= u_0(t - \tau_c(\theta)) \exp[j\gamma_0(t - \tau_c(\theta))] \\ &= u_1(t) \exp[j\gamma_1(t)] \end{aligned} \quad (3.41)$$

e o sinal passa-faixa na antena de referência por

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{10}(t) &= \Re \{u_1(t) \exp[j\gamma_1(t)] \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \exp[j(2\pi f_c t + \beta)]\} \\ &= \Re \{x_1(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \exp[j(2\pi f_c t + \beta)]\},\end{aligned}\quad (3.42)$$

com envoltória complexa

$$x_{10}(t) = x_1(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)]. \quad (3.43)$$

Considerando o tempo de propagação $\tau_a(\theta)$ do sinal entre antenas adjacentes de um mesmo arranjo, o sinal na antena $m = 1$, denotado por $\tilde{x}_{11}(t) = \tilde{x}_{10}(t - \tau_a(\theta))$, é descrito por:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{11}(t) &= \Re \{u_1(t - \tau_a(\theta)) \exp[j\gamma_1(t - \tau_a(\theta))] \\ &\quad \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \exp[j2\pi f_c(t - \tau_a(\theta) + j\beta)]\},\end{aligned}\quad (3.44)$$

onde assume-se que $u_1(t)$ e $\gamma_1(t)$ permanecem constantes. Por substituição, tem-se que:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{11}(t) &= \Re \{u_1(t) \exp[j\gamma_1(t)] \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \\ &\quad \exp[j2\pi f_c(t - \tau_a(\theta) + j\beta)]\} \\ &= \Re \{x_1(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \exp[-j2\pi f_c \tau_a(\theta)] \exp[j(2\pi f_c t + \beta)]\}\end{aligned}\quad (3.45)$$

e

$$x_{11}(t) = x_1(t) \exp[-j2\pi f_c \tau_c(\theta)] \exp[-j2\pi f_c \tau_a(\theta)]. \quad (3.46)$$

Generalizando, o sinal na m -ésima antena ($m = 0, 1, \dots, M - 1$) do i -ésimo arranjo ($i = 0, 1, \dots, I - 1$) é descrito por

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{im}(t) &= \Re \{x_i(t) \exp[-j2\pi f_c i \tau_c(\theta)] \exp[-j2\pi f_c m \tau_a(\theta)] \exp[j(2\pi f_c t + \beta)]\} \\ x_{im}(t) &= x_i(t) \exp[-j2\pi f_c i \tau_c(\theta)] \exp[-j2\pi f_c m \tau_a(\theta)].\end{aligned}\quad (3.47)$$

O ângulo na primeira função exponencial acima representa o deslocamento de fase entre arranjos adjacentes de um sinal com DOA θ , e é conhecido como ângulo elétrico:

$$\varphi(\theta) = 2\pi f_c \tau_c(\theta). \quad (3.48)$$

Já o ângulo elétrico na segunda função exponencial corresponde ao deslocamento de fase entre antenas adjacentes:

$$\phi(\theta) = 2\pi f_c \tau_a(\theta). \quad (3.49)$$

Uma expressão mais simplificada do sinal $x_{im}(t)$ é dada por

$$x_{im}(t) = x_i(t) \exp(-ji\varphi) \exp(-jm\phi). \quad (3.50)$$

O vetor de *snapshot* do sinal na entrada do conformador do i -ésimo arranjo é denotado por

$$\mathbf{x}_i(k) = x_i(k) \mathbf{a}_i(\theta), \quad (3.51)$$

onde $\mathbf{a}_i(\theta)$ é o vetor de direção:

$$\mathbf{a}_i(\theta) = \exp(-ji\varphi) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\phi) \\ \exp(-j2\phi) \\ \vdots \\ \exp(-j(M-1)\phi) \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Propriedades espaçotemporais do canal

O canal correspondente ao i -ésimo arranjo é denotado por

$$\mathbf{h}_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{n,i} \mathbf{a}_i(\theta_n) \delta(k - \tau_n). \quad (3.53)$$

Diferente do modelo na Equação (3.32), os atrasos de propagação

τ_n nos arranjos não se alteram, assumindo que os N sinais provêm do mesmo conjunto de espalhadores. Essa resposta ao impulso $\mathbf{h}_i(k)$ permite modelar o canal espaçotemporal com uma antena no transmissor e M antenas no i -ésimo arranjo do receptor. O vetor M -dimensional do canal espaçotemporal do i -ésimo arranjo também por é descrito por

$$\mathbf{h}_i(k) = \begin{bmatrix} h_{0,i}(k) & h_{1,i}(k) & \cdots & h_{M-1,i}(k) \end{bmatrix}^T,$$

onde $h_{m,i}(k)$ é o sub-canal da m -ésima antena do i -ésimo arranjo (ou ramo de diversidade).

Considere a utilização de dois arranjos de antenas no receptor, cujos parâmetros do canal encontram-se apresentados na Tabela (3.7). No primeiro arranjo, a resposta ao impulso é denotada por $\{\alpha_{n,0}\}$, enquanto que no segundo por $\{\alpha_{n,1}\}$. Os atrasos temporais, τ_n , e os DOA's, θ_n , são considerados os mesmos nos dois arranjos pela suposição de que os $N = 5$ percursos provêm do mesmo conjunto de espalhadores.

Tabela 3.7: PARÂMETROS ESPAÇOTEMPORAIS DE CANAIS MULTIPERCURSO COM DOIS ARRANJOS.

	0	1	2	3	4
$\alpha_{n,0}$	-0,47+j0,27	-0,65-j0,63	-0,11-j0,18	0,24+j0,03	-0,67+j0,2
$\alpha_{n,1}$	0,01-j0	0,28-j0,71	0,56-j0,11	0,02-j0,43	-0,57-j0,64
τ_n	0	$5T_s$	$10T_s$	$15T_s$	$20T_s$
θ_n (°)	-15	20	40	-60	50

Considere também que cada ULA é formada por $M = 4$ antenas, afastadas de uma distância $d_a = \lambda_c/2$, e que o afastamento dos dois arranjos é de $d_c = 10\lambda_c$ (Figura 3.8). A resposta ao impulso de cada sub-canal $h_{m,i}(k)$ difere em cada antena do receptor, mas sua magnitude ao quadrado, $|h_{m,i}(k)|^2$, mantém-se constante para o mesmo arranjo. Por exemplo, na Figura 3.9 é apresentada a magnitude ao quadrado das respostas ao impulso dos canais na Tabela 3.7. Observe que as respostas são diferentes nos dois arranjos e cada uma delas tem um

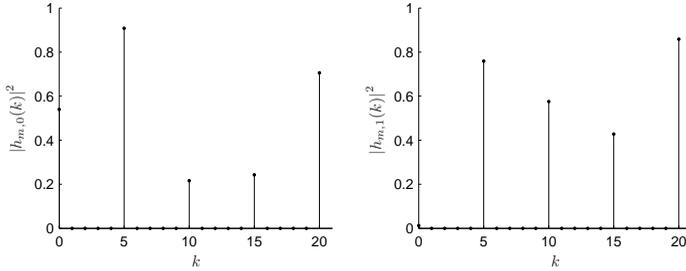


Figura 3.9: Magnitude da resposta ao impulso.

único percurso dominante (percurso de maior potência). O percurso dominante do primeiro arranjo tem um atraso de propagação $\tau_1 = 5T_s$, enquanto que o do segundo é de $\tau_4 = 20T_s$. Nas expressões que seguem, o percurso dominante em cada arranjo será representado pelo atraso τ_{ι_i} , onde o subscrito ι_i denota o ι_i -ésimo percurso do i -ésimo canal.

Uma outra maneira de caracterizar o canal vetorial $\mathbf{h}_i(k)$ é através de sua resposta espacial, onde é possível observar a concentração de potência de cada percurso em função da direção de chegada do sinal. A expressão da resposta espaçotemporal do i -ésimo canal é

$$H_i(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \alpha_{n,i} \exp(-ji\varphi(\theta_n)) \delta(k - \tau_n) \sum_{m=0}^{M-1} \exp[-jm(\phi(\theta_n) + \phi)] \right\}, \quad (3.54)$$

Diferentemente de quando se emprega apenas um arranjo de antenas no receptor, aparece aqui o termo $\exp(-ji\varphi(\theta_n))$, relativo ao deslocamento de fase do sinal propagando pelos arranjos.

A resposta espaçotemporal dos dois canais na Tabela 3.7 é apresentada nas Figuras 3.10 e 3.11. Nas Figuras 3.10a e 3.11a encontram-se apresentadas as respostas espaçotemporal de cada percurso no canal, com tempo de atraso de propagação τ_n , e nas Figuras 3.10b e 3.11b as respostas espaciais resultantes do somatório das respostas de todos

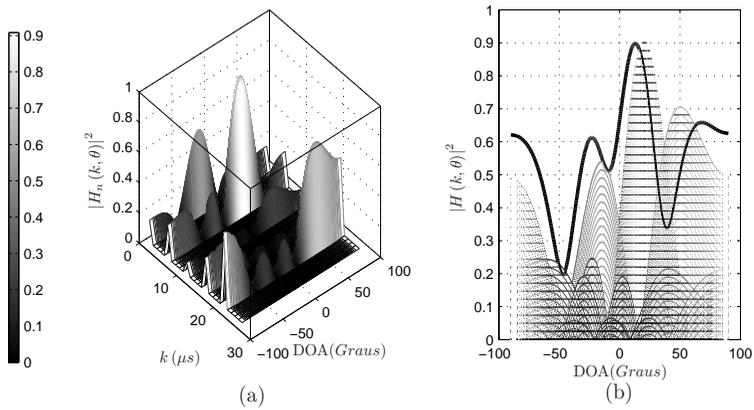


Figura 3.10: Característica espaçotemporal do canal vetorial multipercusso do canal $\mathbf{h}_0(k)$.

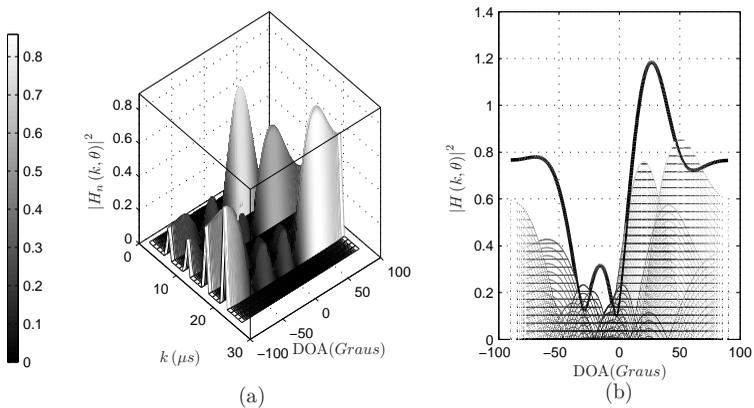


Figura 3.11: Característica espaçotemporal do canal vetorial multipercusso do canal $\mathbf{h}_1(k)$.

os percursos no canal. Observe que o percurso de maior potencia do primeiro canal é aquele que possui um tempo de atraso $\tau_{l_0} = \tau_1 = 5T_s$, com DOA $\theta_1 = 5^\circ$. Já para o segundo canal, o percurso de maior potência ocorre com $\tau_{l_1} = \tau_5 = 20T_s$ e $\theta_5 = 50^\circ$.

Vale lembrar que o atraso do percurso dominante do canal $\mathbf{h}_i(k)$ será denotado por τ_{l_i} , para diferenciá-lo dos outros percursos no canal, os quais são considerados com interferentes. Este atraso é empregado na sequência de treinamento do conformador de feixe durante o processo de adaptação de seus coeficientes.

3.4 Estrutura geral do receptor proposto

A estrutura proposta para conciliar formatação de feixe e diversidade espacial empregando múltiplos arranjos de antenas é apresentada na Figura 3.12. Por questões de simplicidade de apresentação, apenas dois arranjos de antenas são empregados.

Os conformadores têm como função formatar seu feixe na direção de chegada do percurso dominante do canal. Eles são adaptados empregando os sinais de treinamento $d_{c_0}(k)$ e $d_{c_1}(k)$, com seus respectivos atrasos de decisão. Antes de combiná-los, os sinais de saída dos conformadores são ajustados temporalmente, com atrasos $z^{-\tau_{l_1}}$ e $z^{-\tau_{l_0}}$, de forma a corrigir a diferença temporal entre eles. O sinal combinado $y(k)$, por sua vez, é entregue a um equalizador DFE para cancelar a ISI residual do processo de combinação. O equalizador também é adaptativo, sendo que na fase de treinamento o sinal de referência $d_e(k)$ necessita ser temporalmente ajustado.

O vetor de sinal no i -ésimo arranjo de antenas é descrito por:

$$\mathbf{x}_i(k) = s(k) \star \mathbf{h}_i(k) + \mathbf{r}_i(k), \quad (3.55)$$

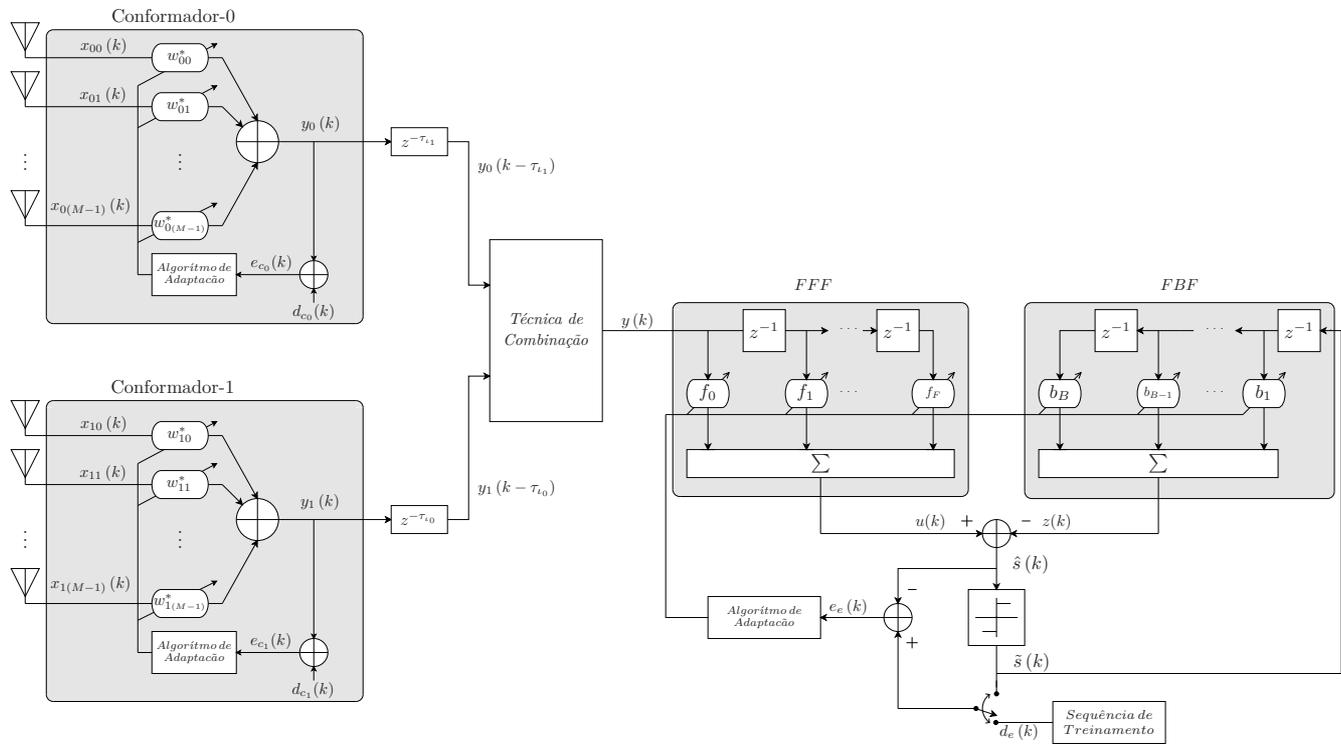


Figura 3.12: Estrutura geral do receptor proposto conciliando as técnicas de formação de feixe, diversidade e equalização.

ou

$$\mathbf{x}_i(k) = \alpha_{\nu_i,i} \mathbf{a}_i(\theta_{\nu_i}) s(k - \tau_{\nu_i}) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq \nu_i}}^{N-1} \alpha_{n,i} \mathbf{a}_i(\theta_n) s(k - \tau_n) + \mathbf{r}_i(k). \quad (3.56)$$

De outra forma,

$$\mathbf{x}_i(k) = \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{s}(k) + \mathbf{r}_i(k), \quad (3.57)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{i_{M \times N}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{a}_i(\theta_0) & \mathbf{a}_i(\theta_1) & \cdots & \mathbf{a}_i(\theta_{N-1}) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_{i_{N \times N}} &= \text{diag} \left(\alpha_{0,i} \quad \alpha_{1,i} \quad \cdots \quad \alpha_{(N-1),i} \right), \\ \mathbf{s}_{N \times 1}(k) &= \begin{bmatrix} s(k - \tau_0) & s(k - \tau_1) & \cdots & s(k - \tau_{N-1}) \end{bmatrix}^T e, \\ \mathbf{r}_{i_{M \times 1}}(k) &= \begin{bmatrix} r_{0,i}(k) & r_{1,i}(k) & \cdots & r_{(M-1),i}(k) \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \quad (3.58)$$

sendo \mathbf{A}_i a matriz de direção, $\mathbf{\Gamma}_i$ a matriz diagonal de amplitudes complexas, $\mathbf{s}(k)$ o vetor de sinal com os atrasos devido à propagação multipercurso, e $\mathbf{r}_i(k)$ o vetor de ruído.

Cabe ressaltar que o tempo de atraso τ_{ν_i} é assumido como sendo conhecido, de forma que o sinal de referência no Conformador- i é dado por

$$d_{c_i}(k) = s(k - \tau_{\nu_i}). \quad (3.59)$$

Solução ótima

O vetor ótimo de coeficientes do Conformador- i é obtido pela equação de *Wiener-Hopf* :

$$\mathbf{w}_{oc_i} = \mathbf{R}_{x_i}^{-1} \mathbf{p}_{x_i d_{c_i}}, \quad (3.60)$$

onde

$$\mathbf{p}_{x_i d_{c_i}} = \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{p}_{sd}(\tau_{l_i}) \quad (3.61)$$

e

$$\mathbf{R}_{x_i} = \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{R}_{ss} \mathbf{\Gamma}_i^H \mathbf{A}_i^H + \sigma_{r_i}^2 \mathbf{I}. \quad (3.62)$$

De forma explícita:

$$\mathbf{w}_{oc_i} = \left[\mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{R}_{ss} \mathbf{\Gamma}_i^H \mathbf{A}_i^H + \sigma_{r_i}^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{p}_{sd}(\tau_{l_i}). \quad (3.63)$$

Algoritmo de adaptação

Os coeficientes $\hat{\mathbf{w}}_{c_i}$ são adaptados segundo o algoritmo LMS apresentado na Tabela 3.8, onde $\mathbf{x}_i(k)$, $y_i(k)$, $e_{c_i}(k)$ denotam o sinal de entrada, o sinal de saída e o erro de estimação do Conformador- i , respectivamente, e μ é o passo de adaptação.

Tabela 3.8: RESUMO DO ALGORITMO LMS PARA OS CONFORMADORES DE FEIXE.

Saída dos conformadores	$y_i(k) = \hat{\mathbf{w}}_{c_i}^H(k) \mathbf{x}_i(k)$
Sinal de erro	$e_{c_i}(k) = s(k - \tau_{l_i}) - y_i(k)$
Adaptação dos coeficientes	$\hat{\mathbf{w}}_{c_i}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}_{c_i}(k) + \mu \mathbf{x}_i(k) e_{c_i}^*(k)$
Inicialização	$\hat{\mathbf{w}}_{c_i}(0) = \mathbf{0}$

3.4.1 Esquemas de combinação propostos

Três técnicas de combinação dos sinais na saída dos conformadores, buscando diversidade espacial, são apresentadas a seguir:

Seletor

A ideia básica do seletor apresentado na Figura 3.13 é selecionar o sinal na saída do conformador que produz o menor erro de estimação

$e_{c_i}(k)$. Para tal, durante o processo de adaptação, um janelamento exponencial crescente (Figura 3.14) é aplicado na estimação da potência dos erros, segundo à equação:

$$g_i(k) = \sum_{r=1}^k \rho^{k-r} |e_{c_i}(r)|^2, \quad (3.64)$$

onde ρ é o fator de esquecimento ($0 \ll \rho < 1$). A cada instante k , o seletor seleciona o sinal na saída do conformador correspondente ao menor valor de $g_i(k)$.

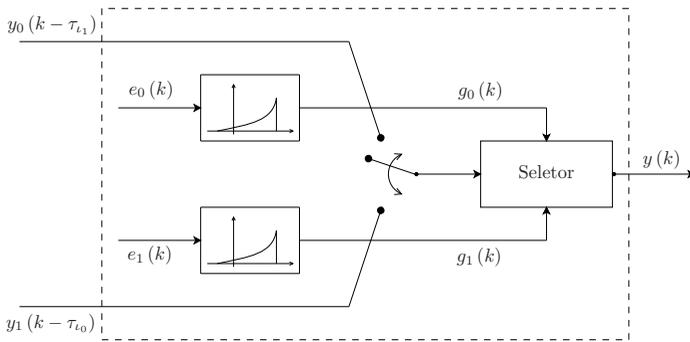


Figura 3.13: Técnica de combinação: Seletor.

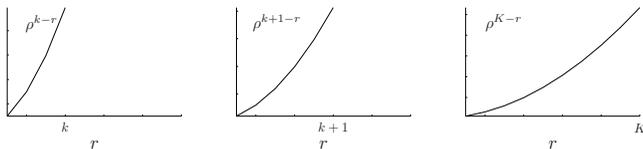


Figura 3.14: Característica do janelamento exponencial crescente.

A estimação da potência dos erros pode ser feita de forma recursiva. Na iteração $k + 1$, tem-se que

$$g_i(k + 1) = \rho \sum_{r=1}^{k+1} \rho^{k-r} |e_{c_i}(r)|^2. \quad (3.65)$$

Separando o somatório em duas partes:

$$\begin{aligned} g_i(k+1) &= \rho \left\{ \sum_{r=1}^k \rho^{k-r} |e_{c_i}(r)|^2 + \rho^{-1} |e_{c_i}(k+1)|^2 \right\} \\ &= \rho \sum_{r=1}^k \rho^{k-r} |e_{c_i}(r)|^2 + |e_{c_i}(k+1)|^2, \end{aligned} \quad (3.66)$$

e reconhecendo no primeiro termo do lado direito da equação acima a estimação da potência dos erros na iteração k , chega-se à recursão:

$$g_i(k+1) = \rho g_i(k) + |e_{c_i}(k+1)|^2. \quad (3.67)$$

No instante k , será entregue ao equalizador o sinal $y(k)$ dado por

$$y(k) = y_i(k - \tau_{\ell_{1-i}}), \quad (3.68)$$

onde $i = 0, 1$, e $\tau_{\ell_{1-i}}$ é o atraso correspondente.

Soma não ponderada

Neste tipo de técnica de combinação, propõe-se somar os dois sinais de saída dos conformadores, ajustando previamente seus atrasos relativos para sincronizá-los (Figura 3.15).

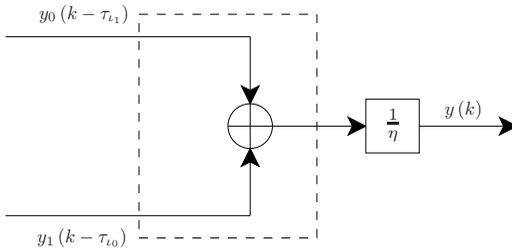


Figura 3.15: Técnica de combinação: Soma não ponderada.

O sinal resultante da soma não ponderada é normalizado por um fator η (no caso, $\eta = 2$), para que a potência do sinal $y(k)$ entregue ao

equalizador seja coerente.

O sinal na entrada do equalizador é descrito por:

$$y(k) = \frac{1}{\eta} [y_0(k - \tau_{l_1}) + y_1(k - \tau_{l_0})]. \quad (3.69)$$

Soma ponderada

Consiste em realizar uma soma ponderada dos sinais de saída dos conformadores, procurando, a todo instante de tempo k , enfatizar o sinal de maior potência empregando coeficientes de ponderação reais, c_0 e c_1 (Figura 3.16). O processo é feito em duas etapas: o cálculo dos coeficientes de ponderação e a permutação deles.

Na primeira etapa, a potência média da função (Figura 3.16)

$$\begin{aligned} \sigma(k) &= c_0 y_0(k - \tau_{l_1}) + c_1 y_1(k - \tau_{l_0}) \\ &= \mathbf{c}^T \mathbf{y}_r(k) \end{aligned}$$

com $\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 \end{bmatrix}^T$ e $\mathbf{y}_r(k) = \begin{bmatrix} y_0(k - \tau_{l_1}) & y_1(k - \tau_{l_0}) \end{bmatrix}^T$, é minimizada impondo uma restrição linear as ponderações, de forma a evitar a solução trivial $c_0 = c_1 = 0$ (critério de mínima variância com restrições lineares, do inglês *Linearly Constrained Minimum Variance - LCMV*, (FROST, 1972; RESENDE, 1996)):

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{c}} \quad & E \left\{ |\sigma(k)|^2 \right\} = \mathbf{c}^T \mathbf{R}_{y_r} \mathbf{c} \\ \text{sujeito} \quad & f = \mathbf{u}^T \mathbf{c} \end{aligned}$$

onde $\mathbf{R}_{y_r} = E \{ \mathbf{y}_r(k) \mathbf{y}_r^H(k) \}$ é a matriz de correlação dos sinais de saída dos conformadores (ajustados temporalmente), \mathbf{u} é denominado de vetor de restrição e o escalar f de resposta desejada à restrição. No caso, $f = 2$ e $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix}^T$, para que

$$\begin{aligned} f &= \mathbf{u}^T \mathbf{c} \\ 2 &= c_0 + c_1, \end{aligned} \quad (3.70)$$

de forma condizente com a técnica de combinação por soma não ponderada (para efeitos de comparação). Nesse processo de minimização restrita, o sinal de maior potência fica ponderado pelo coeficiente de menor valor.

Logo, na segunda etapa, a soma ponderada é realizada fazendo-se a troca dos coeficientes, conforme mostrado na Figura 3.16. Deste modo, o sinal resultante é descrito por

$$y(k) = \frac{1}{2} \{c_1 y_0(k - \tau_{l_1}) + c_0 y_1(k - \tau_{l_0})\}. \quad (3.71)$$

O vetor ótimo de coeficientes de ponderação, \mathbf{c}_o , é obtido pela método dos multiplicadores de Lagrange (BERTSEKAS, 1996), e é dado por (FROST, 1972):

$$\mathbf{c}_o = \frac{\mathbf{R}_{y_r}^{-1} \mathbf{u} f}{\mathbf{u}^T \mathbf{R}_{y_r}^{-1} \mathbf{u}}, \quad (3.72)$$

onde a matriz de correlação, $\mathbf{R}_{y_r} = E \{ \mathbf{y}_r(k) \mathbf{y}_r^H(k) \}$, pode ser escrita como:

$$\mathbf{R}_{y_r} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{R}_{x_0 x_0}(0) \mathbf{w}_{oc_0} & \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{R}_{x_0 x_1}(0) \mathbf{w}_{oc_1}^H \\ \hline \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{R}_{x_1 x_0}(0) \mathbf{w}_{oc_0}^H & \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{R}_{x_1 x_1}(0) \mathbf{w}_{oc_1}^H \end{array} \right],$$

sendo:

$\mathbf{R}_{x_0 x_0}$ - sub-matriz de autocorrelação dos sinais no Conformador-0

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_0 x_0}(v-u) &= E \{ \mathbf{x}_0(k - \tau_{l_1} - u) \mathbf{x}_0^H(k - \tau_{l_1} - v) \} \\ &= \mathbf{A}_0 \mathbf{\Gamma}_0 \mathbf{R}_{ss}(v-u) \mathbf{\Gamma}_0^H \mathbf{A}_0^H + \sigma_{r_0}^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3.73)$$

$\mathbf{R}_{x_0 x_1}$ - sub-matriz de correlação cruzada entre os sinais do Conformador-

0 e Conformador-1

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_0x_1}(v-u) &= E \{ \mathbf{x}_0(k-\tau_{l_1}-u) \mathbf{x}_1^H(k-\tau_{l_0}-v) \} \\ &= \mathbf{A}_0 \mathbf{\Gamma}_0 \mathbf{R}_{ss}((\tau_{l_0}+v) - (\tau_{l_1}+u)) \mathbf{\Gamma}_1^H \mathbf{A}_1^H \end{aligned} \quad (3.74)$$

$\mathbf{R}_{x_1x_0}$ - sub-matriz de correlação cruzada entre os sinais do Conformador-1 e Conformador-0

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_1x_0}(v-u) &= E \{ \mathbf{x}_1(k-\tau_{l_0}-u) \mathbf{x}_0^H(k-\tau_{l_1}-v) \} \\ &= \mathbf{A}_1 \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{R}_{ss}((\tau_{l_1}+v) - (\tau_{l_0}+u)) \mathbf{\Gamma}_0^H \mathbf{A}_0^H \end{aligned} \quad (3.75)$$

$\mathbf{R}_{x_1x_1}$ - sub-matriz de autocorrelação dos sinais no Conformador-1

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_1x_1}(v-u) &= E \{ \mathbf{x}_1(k-\tau_{l_0}-u) \mathbf{x}_1^H(k-\tau_{l_0}-v) \} \\ &= \mathbf{A}_1 \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{R}_{ss}(v-u) \mathbf{\Gamma}_1^H \mathbf{A}_1^H + \sigma_{r_1}^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3.76)$$

De forma adaptativa, utiliza-se o algoritmo CLMS (*Constrained Least Mean-Square*), proposto por Frost (FROST, 1972), cuja a equação recursiva de adaptação do vetor de coeficientes de ponderação \mathbf{c} é como segue:

$$\mathbf{c}(k+1) = \mathbf{P} [\mathbf{c}(k) - \mu_r |\sigma^*(k) \mathbf{y}_r(k)|] + \mathbf{q} \quad (3.77)$$

onde \mathbf{P} e \mathbf{q} dependem das restrições (FROST, 1972):

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{u} (\mathbf{u}^T \mathbf{u})^{-1} \mathbf{u}^T \quad (3.78)$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{u} (\mathbf{u}^T \mathbf{u})^{-1} f \quad (3.79)$$

com \mathbf{I} denotando a matriz identidade e μ_r o passo de adaptação. Os coeficientes de ponderação são inicializados fazendo $\mathbf{c}(0) = \mathbf{q}$.

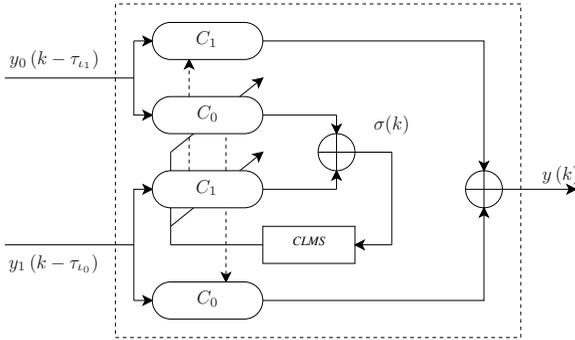


Figura 3.16: Técnica de combinação: Soma ponderada.

3.4.2 Equalizador DFE

O vetor ótimo de coeficientes, \mathbf{w}_{oe} , do equalizador DFE é calculado empregando-se novamente a equação de *Wiener-Hopf* (Equação 2.62). Para tal, deve-se calcular o vetor de correlação cruzada $\mathbf{p}_{x_e d_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) d_e^*(k) \}$, definido em (2.59), e a matriz de autocorrelação $\mathbf{R}_{x_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \}$, definida em (2.60). No entanto, o cálculo dessas grandezas depende da técnica de combinação empregada.

Primeiramente, define-se os sinais na saída dos conformadores, depois de terem sido ajustados temporalmente (Figura 3.12), como

$$y_0(k - \tau_{l_1}) = \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l_1}) \quad (3.80)$$

$$y_1(k - \tau_{l_0}) = \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l_0}) \quad (3.81)$$

onde $\mathbf{x}_i(k)$ é o vetor de *snapshot* do i -ésimo arranjo, e \mathbf{w}_{oc_i} o vetor ótimo de coeficientes do Conformador- i .

A seguir, são apresentados os coeficientes ótimos do equalizador DFE para cada uma das técnicas de combinação.

Seletores

Para calcular os coeficientes ótimos do equalizador DFE com este tipo de técnica, escolhe-se o sinal de saída, $y_i(k - \tau_{l_{1-i}})$, do Conformador-

i que produz o menor erro de estimação:

$$\begin{aligned} e_{c_i}(k) &= s(k - \tau_{l_i}) - y_i(k - \tau_{l_{1-i}}) \\ &= s(k - \tau_{l_i}) - \mathbf{w}_{oc_i}^H \mathbf{x}_i(k - \tau_{l_{1-i}}). \end{aligned} \quad (3.82)$$

Nessa técnica, como o sinal a ser equalizado provém de um único conformador de feixe, os cálculos de $\mathbf{p}_{x_e d_e}$ e \mathbf{R}_{x_e} seguem o mesmo procedimento abordado na Subseção (3.2.1), tendo em mente que $y(k) = y_i(k - \tau_{l_{1-i}})$.

Soma não ponderada

O sinal a ser equalizado é dado por

$$y(k) = \frac{1}{2} \{ \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l_1}) + \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l_0}) \}. \quad (3.83)$$

Para simplificar a notação, o sinal $y(k)$ é reescrito como:

$$y(k) = \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}_c(k) \quad (3.84)$$

onde $\mathbf{w}_{oc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc_0}^T & \mathbf{w}_{oc_1}^T \end{bmatrix}^T$ e $\mathbf{x}_c(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0^T(k - \tau_{l_1}) & \mathbf{x}_1^T(k - \tau_{l_0}) \end{bmatrix}^T$.

Logo:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{x_e d_e} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta) \end{bmatrix} \\ \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta - G) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta - G) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta - 1) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \end{aligned} \quad (3.85)$$

sendo que $\mathbf{p}_{x_i d_e}(\tau_\zeta - q)$ denota o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada $\mathbf{x}_i(k)$ do Conformador- i e o sinal desejado do equalizador, $d_e(k) = s(k - \tau_\zeta)$:

$$\mathbf{p}_{x_i d_e}(\tau_\zeta - q) = \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{p}_{s d}(\tau_\zeta - q), \quad (3.86)$$

com $q = 0, 1, \dots, G$.

No que diz respeito à matriz \mathbf{R}_{x_e} :

$$\mathbf{R}_{x_e} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{R}_{yy} & \mathbf{R}_{ys_e} \\ \hline \mathbf{R}_{ys_e}^H & \mathbf{R}_{s_e s_e} \end{array} \right], \quad (3.87)$$

sendo que as sub-matrizes encontram-se descritas nas Equações (3.24 - 3.26). O cálculo explícito desse equacionamento é apresentado no Apêndice (C).

Soma ponderada

O sinal de saída nesta técnica de combinação é dado por

$$y(k) = \frac{1}{2} \{ c_{o1} \mathbf{w}_{oc0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l1}) + c_{o0} \mathbf{w}_{oc1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l0}) \}. \quad (3.88)$$

Logo, a obtenção do vetor ótimo de coeficientes do equalizador DFE segue a mesma abordagem anterior, definindo-se o vetor de coeficientes de ponderação como:

$$\mathbf{w}_{oc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} c_{o1} \mathbf{w}_{oc0} \\ c_{o0} \mathbf{w}_{oc1} \end{bmatrix}. \quad (3.89)$$

No contexto adaptativo, a atualização dos coeficientes do equalizador via algoritmo LMS segue como apresentado na Tabela (3.4).

3.5 Técnicas de estimação do tempo de atraso de propagação

A exemplo dos esquemas híbridos apresentados nesta dissertação, faz-se necessário estimar os atrasos de propagação do canal multi-percurso no receptor. Tal informação é de fundamental importância na sincronização do sinal, quando técnicas de equalização de canal e/ou

formatação de feixe são empregadas (SWINDLEHURST, 1998).

O método mais utilizado na estimação dos atrasos baseia-se no critério da máxima verossimilhança (MLE - Maximum Likelihood Estimator). Em geral, a estimação do atraso é feita tendo em conta o tempo de propagação de um sinal conhecido através de dois sensores, os quais se encontram adequadamente espaçados com relação ao comprimento de onda do sinal (Knapp.C & Carter.G em (KNAPP; CARTER, 1976)). A estimação do tempo de atraso de propagação também é comumente empregada em sistemas de radar e sonar (KAY, 1993). Cabe observar que no trabalho de Swindlehurst (SWINDLEHURST, 1998) é proposta uma técnica de estimação dos atrasos de propagação em cenários mais gerais, de múltiplos percursos, fazendo uso de um arranjo de sensores.

Existem também técnicas que permitem estimar o canal por completo, acrescentando informações como atenuações e direções de chegada dos sinais (Tugnait J.K *et al*(TUGNAIT; LANG; ZHI, 2000)).

Por fim, vale ressaltar que o método MLE tem um elevado custo computacional (FUCHS, 1999), e que seu desempenho é proporcional ao tempo de observação do sinal (KAY, 1993).

Nesta dissertação, assume-se que os atrasos de propagação do canal multipercurso são conhecidos.

3.6 Conclusões

Visando conciliar formatação de feixe e diversidade espacial, apresentou-se neste capítulo uma nova estrutura de recepção que faz uso de dois arranjos de antenas. Nas três etapas de processamento - formatação de feixe, diversidade e equalização - a solução ótima de cada estrutura foi obtida, e o algoritmo LMS, para atualização dos parâmetros no contexto adaptativo, foi apresentado.

No próximo capítulo, a estrutura proposta é colocada a prova, comparando seu desempenho com os das técnicas abordadas nesta dissertação.

Capítulo 4

Resultados de simulação

Neste capítulo, são apresentados alguns resultados de simulação que permitem verificar o desempenho dos receptores abordados no Capítulo 3. Procura-se utilizar diferentes ambientes de propagação, de forma a distinguir e realçar as potencialidades de cada técnica.

Para simular um ambiente urbano de rádio difusão, são considerados os quatro tipos de canal do sistema brasileiro de TV digital: "A", "C", "D" e "E". Nas simulações, tanto o transmissor como o receptor são supostos fixos.

Os conformadores de feixe e o equalizador são adaptados empregando um sinal de treinamento. No entanto, não se discute neste trabalho como o sinal de treinamento pode ser inserido e transmitido no sistema – a título de informação, Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003) sugerem a utilização dos campos de sincronismo (*Data Field Sync*) de cada quadro do sistema ATSC (*Advanced Television System Committee*) de TV digital (ATSC, 2007).

4.1 Condições das simulações

A Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e a Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão (SET) normatizaram quatro canais de propagação multipercurso para o sistema brasileiro de televisão digital (ABERT/SET, 2000). O perfil de potência dos canais, os quais são distinguidos pelas letras A, C, D e E, é apresentado na Figura 4.1. Os valores de amplitude média $\bar{\alpha}_n$, atraso de propagação τ_n e DOA θ_n dos N percursos de cada canal são apresentados na Tabela 4.1. Como as direções de chegada (DOA) dos percursos não são definidas na norma ABERT/SET (ABERT/SET, 2000), lança-se mão do perfil de potência dos canais apresentado no trabalho de Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003).

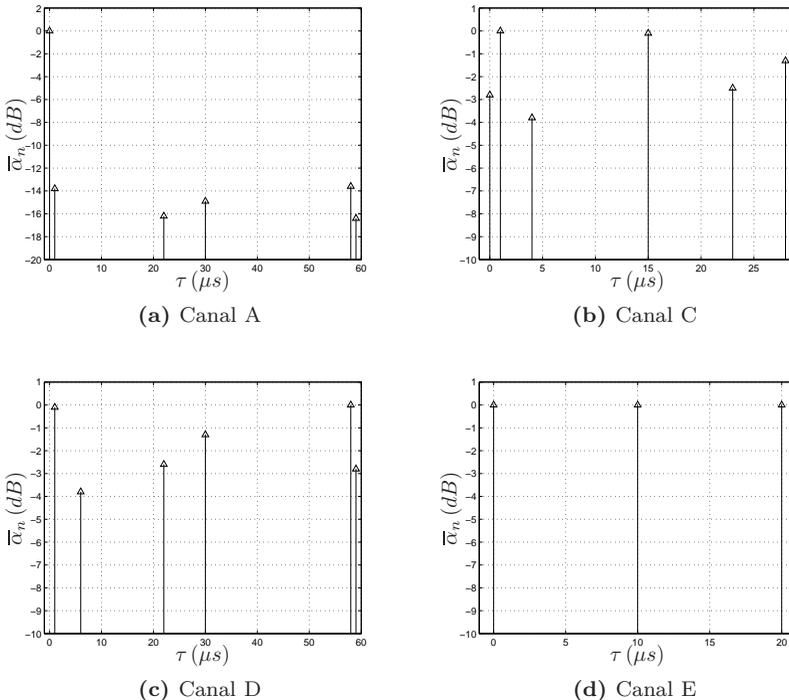


Figura 4.1: Perfil de potência médio de canais da TV digital Brasileira.

Tabela 4.1: ALGUNS CANAIS DA TV DIGITAL BRASILEIRA.

Canal	Fator	Percurso n					
		0	1	2	3	4	5
A	$\bar{\alpha}_n$ (dB)	0	-13.8	-16.2	-14.9	-13.5	-16.4
	τ_n (μs)	0	0.1	2.2	3.0	5.8	5.9
	θ_n ($^\circ$)	-15	20	40	-30	-60	10
C	$\bar{\alpha}_n$ (dB)	-2.8	0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
	τ_n (μs)	0	0.1	0.4	1.5	2.3	2.8
	θ_n ($^\circ$)	-15	20	40	-30	-60	10
D	$\bar{\alpha}_n$ (dB)	-0.1	-3.8	-2.6	-1.3	0	-2.8
	τ_n (μs)	0.1	0.6	2.2	3.0	5.8	5.9
	θ_n ($^\circ$)	-15	20	40	-30	-60	10
D	$\bar{\alpha}_n$ (dB)	0	0	0	-	-	-
	τ_n (μs)	0	1.0	2.0	-	-	-
	θ_n ($^\circ$)	-15	20	40	-	-	-

São utilizados no receptor dois arranjos com quatro antenas ($I = 2$ e $M = 4$). A taxa de amostragem empregada é de $f_s = 10$ MHz, e o comprimento dos filtros FFF e FBF no equalizador DFE é $F + 1 \geq v$ e $B = v$, respectivamente, sendo que v denota o comprimento ou a memória do canal. Logo, o comprimento máximo dos canais é dado por $v = 59 + 1$, e os valores de $F = 71$ e $B = 60$ são adotados em todas as técnicas que empregam equalização.

A modulação utilizada é a QPSK (*Quadrphase - shift keying*), sendo que os símbolos transmitidos $s(k)$ pertencem ao alfabeto

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \exp(j\frac{\pi}{4}) \quad \exp(j\frac{3\pi}{4}) \quad \exp(j\frac{5\pi}{4}) \quad \exp(j\frac{7\pi}{4}) \right\}, \quad (4.1)$$

tendo potência unitária ($\sigma_s^2 = 1$) e valor médio igual a zero.

Em cada arranjo de antenas, um vetor de ruído branco gaussiano $\mathbf{r}(k)$, de média nula e potência σ_r^2 , é somado ao vetor de sinal $\mathbf{x}_i(k)$ de entrada do i -ésimo arranjo. Além de ser independente da sequência de símbolos transmitida, os ruídos nas antenas também são considerados independentes.

4.2 Resultados

O desempenho dos esquemas de recepção é avaliado empregando simulações de Monte Carlo de duas formas: 1) fixando o canal (realiza-se o canal apenas uma vez); e 2) variando o canal (muda-se o canal de uma realização para outra). Na primeira forma, as seguintes curvas são observadas:

- Diagrama de radiação – determina a resposta espacial do conformador de feixe, onde se pode observar as propriedades da filtragem espacial, atenuações dos sinais interferentes e ganho na direção do sinal desejado. Estas respostas são apresentadas nas formas cartesiana e polar, sendo que nesta última forma pode-se observar a formatação do feixe na direção desejada;
- Convergência do erro médio quadrático do conformador de feixe e do equalizador – apresenta-se também os valores mínimos desses erros, os quais são calculados utilizando as expressões dos conformadores e equalizadores ótimos;
- Resposta espaçotemporal do canal – com a qual se avalia o efeito do conformador de feixe sobre as propriedades espaçotemporais do canal;
- Constelações – são apresentadas as constelações na antena de referência, na saída de cada conformador e na saída do equalizador, sendo que esta última corresponde ao sinal final recebido.

Já na segunda forma, são utilizadas na avaliação as seguintes curvas:

- Convergência do erro médio quadrático do equalizador – diz respeito ao valor médio quadrático do sinal de erro $e_e(k)$ (diferença entre o sinal desejado e o sinal estimado) no equalizador, permitindo avaliar a velocidade de convergência do equalizador, bem como a mínima potência do erro atingida em regime permanente;
- Taxa de erro de símbolo SER – em função do ruído, permite avaliar os valores médios de erro de símbolo na detecção.

4.2.1 Fixando uma realização de canal

Para verificar as propriedades de filtragem espacial do arranjo de antenas, uma única realização do canal tipo C é empregada. Essa realização é escolhida arbitrariamente e tem a resposta temporal apresentada na Figura 4.2, sendo que $i = 0$ corresponde ao canal do Conformador-0 e $i = 1$ ao do Conformador-1. O percurso de maior potência do canal 0 é o percurso $n = 3$, ocorrendo em $\tau_3 = 1,5\mu s$, enquanto que para o canal 1: $n = 2$ e $\tau_2 = 0,4\mu s$.

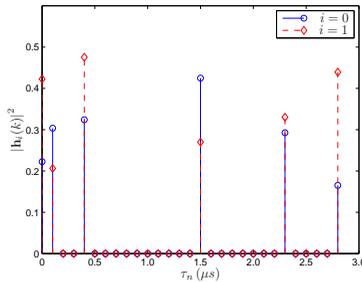


Figura 4.2: Resposta temporal para uma realização arbitrária de canal tipo C.

Convergência dos conformadores de feixe

Cada um dos conformadores de feixe é adaptado empregando o algoritmo LMS, com sua sequência de treinamento, $d_{c_i}(k)$, correspondente. O passo de adaptação, $\mu = 0.005$, é escolhido de forma que os conformadores atinjam, em regime permanente, o mínimo MSE. Um total de 500 realizações são empregadas, nas quais o canal permanecendo inalterado.

As curvas de convergência dos conformadores de feixe são apresentadas na Figura 4.3. Na Figura 4.3a é traçado a convergência da parte real dos coeficientes dos conformadores, onde observa-se que os valores ótimos foram alcançados (Equação (3.63)). A Figura 4.3b apresenta a convergência do valor médio quadrático do sinal de erro $e_{c_i}(k)$ dos conformadores, sendo que a linha tracejada representa o erro mé-

dio quadrático mínimo conseguido com seus coeficientes ótimos. A partir dessa última figura, é possível intuir que o sinal na saída do Conformador-1 se assemelha mais ao sinal transmitido do que aquele na saída do Conformador-0.

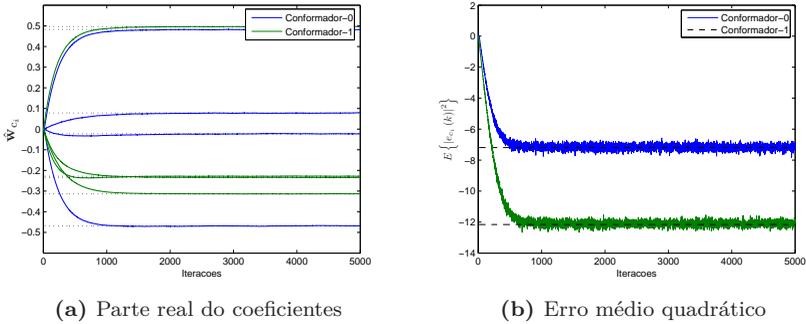


Figura 4.3: Curvas da convergência dos conformadores de feixe.

Em vista da realização do canal mostrada na Figura 4.2, bem como das propriedades de um canal tipo C (Tabela 4.1), o Conformador-0 formata seu feixe na direção $DOA = -30^\circ$ e o Conformador-1 na direção $DOA = 40^\circ$ (direções desejadas), como pode ser visto na Figura 4.4. Observe-se nessa figura que o Conformador-1 ajusta-se melhor ao canal do que o Conformador-0. Neste último, o percurso ($n = 0$) que atinge o receptor com $DOA = -15^\circ$ está próximo à direção do percurso desejado, e o conformador não consegue criar um nulo significativo nessa direção. Tal percurso encontra-se dentro da região de largura de feixe de meia potência (*HPBW - Half Power Beamwidth*) do lóbulo principal do conformador, sendo, assim, um percurso ainda interferente em termos de ISI (isso também justifica um erro médio quadrático maior).

Pela falta de grau de liberdade nos conformadores, observa-se também que os nulos nos dois diagramas são distribuídos buscando mitigar os percursos interferentes como um todo.

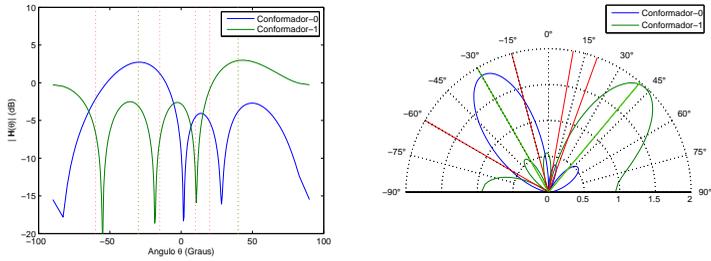


Figura 4.4: Diagrama de irradiação dos conformadores de feixe.

O desempenho dos conformadores de feixe na recepção também é verificado através de observações das constelações de símbolos em diferentes pontos. A Figura 4.5a mostra a constelação na antena de referência de cada conformador, onde se observa um sinal com ISI severa, causada pelo efeito dispersivo dos canais. Cabe dizer que a potência média do ruído é escolhida tal que $SNR = 30dB$, a fim de testar melhor o desempenho do receptor com relação à ISI. Na Figura 4.5b mostra-se as constelações na saída dos conformadores. Observa-se que a ISI ainda está presente nos dois conformadores, sendo mais severa no Conformador-0. Como o Conformador-1 se ajusta melhor às condições do canal, este consegue uma melhor redução de ISI, apresentado uma "diagrama de olho" mais aberto (a constelação tem uma melhor definição). Tal resultado também condiz com os valores médios quadráticos do sinal de erro na Figura 4.3b.

Pela falta de grau de liberdade, os conformadores de feixe não conseguem mitigar completamente o efeito da ISI. A tarefa deles é diminuir os efeitos dos canais dispersivos para que o equalizador DFE consiga atenuar com maior eficiência a ISI ainda presente e, finalmente, obter o sinal desejado. As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam a vantagem de se empregar a técnica de formatação de feixe em canais espaçotemporais, antes de entregar o sinal recebido ao equalizador. Nas Figuras 4.6a e 4.7a estão mostradas as representações espaçotemporais dos canais $\mathbf{h}_0(k)$ e $\mathbf{h}_1(k)$, respectivamente. Essas figuras foram traçadas

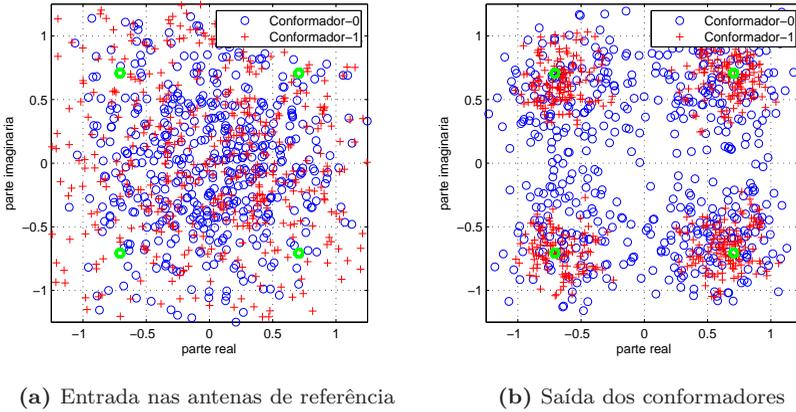
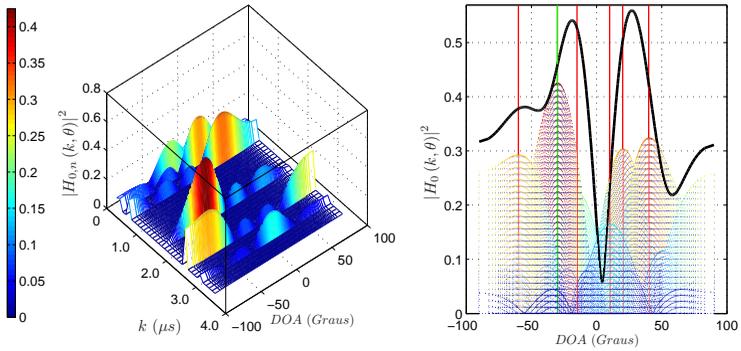


Figura 4.5: Constelações nos conformadores de feixe.

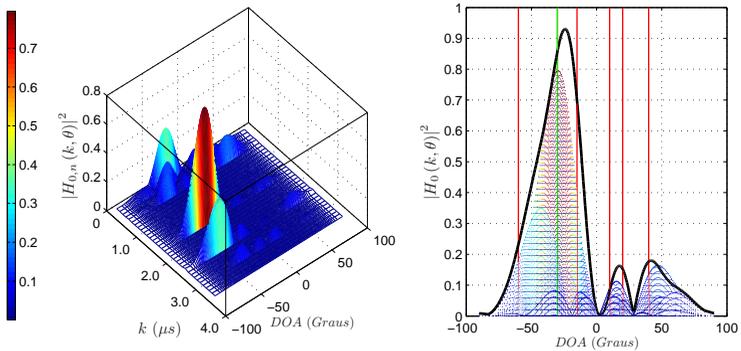
empregando a resposta espaçotemporal da Equação (3.54). Nessas figuras, observa-se a concentração de potência dos percursos que atingem o receptor em função dos tempos e ângulos de chegada. Nas figuras em 2D, a linha preta representa a resposta espacial total do canal, as linhas vermelhas os percursos interferentes e a linha verde o percurso desejado.

Para observar melhor o efeito dos conformadores de feixe nos dois canais, as Figuras 4.6b e 4.7b são apresentadas. Elas representam a convolução do canal vetorial $\mathbf{h}_i(k)$ com o vetor de coeficientes estimados, $\hat{\mathbf{w}}_{c_i}$, do conformador (Figura 4.3a).

Nessas figuras, observa-se que a potência dos sinais nos percursos indesejados é atenuada, sendo que alguns são completamente cancelados. Novamente, verifica-se um melhor cancelamento de interferentes no canal $\mathbf{h}_1(k)$, indicando que o Conformador-1 tem um melhor desempenho. No canal $\mathbf{h}_0(k)$ ainda existem dois percursos interferentes que não foram significativamente cancelados, e que causam bastante ISI.

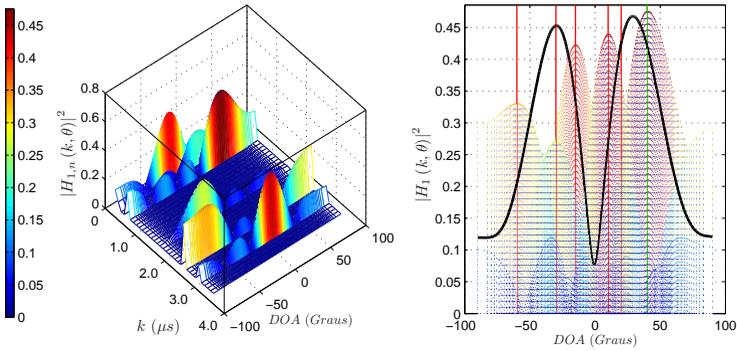


(a) Resposta espaçotemporal.

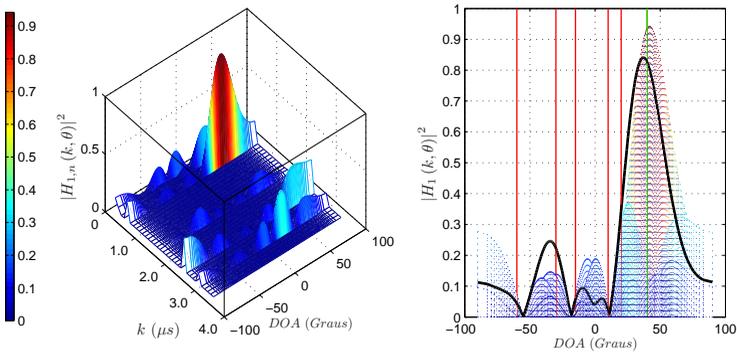


(b) Resposta espaçotemporal da convolução entre o canal e o conformador de feixe.

Figura 4.6: Propriedades espaçotemporais do canal $\mathbf{h}_0(k)$.



(a) Resposta espaçotemporal



(b) Resposta espaçotemporal da convolução entre o canal e o conformador de feixe

Figura 4.7: Propriedades espaçotemporais do canal $\mathbf{h}_1(k)$

Convergência do equalizador DFE

Nesta seção, é apresentado o desempenho do equalizador DFE nas configurações fazendo uso de um único arranjo de antenas (Sub-seção 3.2.1), de dois arranjos distintos de antenas, com as três técnicas de combinação do sinal na saída dos conformadores (Sub-seção 3.4), e do esquema de Sung-Hoon *et al.* (Sub-seção 3.2.2) (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003).

A primeira comparação é feita na Figura 4.8. Ela apresenta o comportamento em termos de taxa de convergência do erro quadrático, para os canais espaçotemporais das Figuras 4.6a e 4.7a. Para fins de comparação, é importante lembrar que nas técnicas de combinação por soma ponderada e não ponderada, o sinal na entrada do equalizador é normalizado. Verifica-se que, após aproximadamente 70 mil símbolos transmitidos, o receptor que emprega apenas um arranjo de antenas tem o maior erro quadrático em regime permanente. Quando dois arranjos de antenas são utilizados (diversidade espacial), e a técnica de combinação por seleção é empregada, consegue-se a convergência após aproximadamente 50 mil símbolos transmitidos, e com um menor erro quadrático final. As técnicas de combinação por somas, não ponderada e ponderada, conseguem convergir mais rapidamente (após aproximadamente 40 mil símbolos transmitidos) e para um erro quadrático em regime permanente ainda menor (pequena diferença a favor da soma não ponderada). No esquema de Sung-Hoon, o equalizador converge após aproximadamente 60 mil símbolos transmitidos, com um erro médio quadrático final ligeiramente menor que a técnica de combinação por soma ponderada. Cabe lembrar que, para o esquema de Sung-Hoon, emprega-se o mesmo canal $\mathbf{h}_0(k)$ nos dois conformadores de feixe.

Na Figura 4.8 também é apresentado o erro médio quadrático mínimo para as diferentes configurações (representado pelas linhas tracejadas na figura). Verifica-se que, em todas as configurações, o erro quadrático converge para o valor mínimo.

Para as diferentes configurações, a constelação dos símbolos na saída do equalizador, após convergência, é mostrada na Figura 4.9.

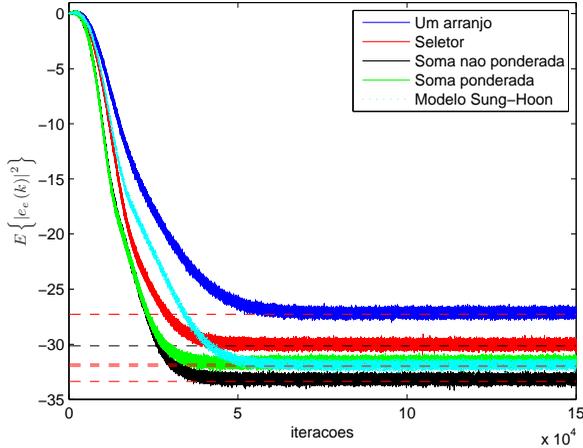
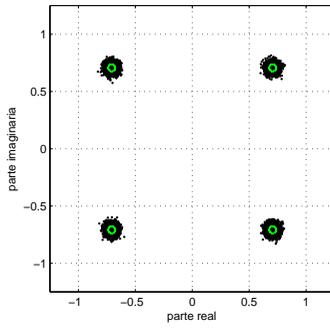


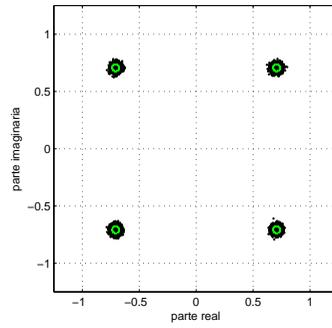
Figura 4.8: MSE do equalizador para uma realização do Canal C.

Observa-se aqui que o equalizador, em cada uma das configurações, consegue cancelar a ISI que os conformadores de feixe não conseguiram mitigar, sendo que o receptor mais eficiente é aquele com diversidade espacial, fazendo uso da técnica de combinação por soma não ponderada (Figura 4.9c). O receptor com apenas um arranjo de antenas apresenta uma constelação (Figura 4.9a) mais dispersa em torno dos símbolos transmitidos, quando comparando com as outras configurações. Já a técnica de combinação por seleção (Figura 4.9b), fazendo uso de dois arranjos de antenas, apresenta uma constelação mais concentrada em torno dos símbolos transmitidos. Isso permite dizer que o canal $\mathbf{h}_1(k)$ é melhor equalizado após a filtragem espacial feita pelo Conformador-1. As configurações empregando somas não ponderada e ponderada, bem como o esquema de Sung-Hoon, apresentam constelações semelhantes.

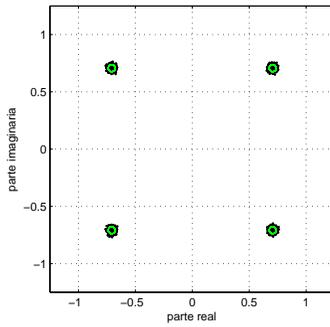
Nos resultados apresentados até aqui, apenas uma realização do canal tipo C foi considerada. Para verificar o desempenho dos receptores em condições adversas de canal, passa-se a considerar também os canais A, D e C, bem como múltiplas realizações dos mesmos.



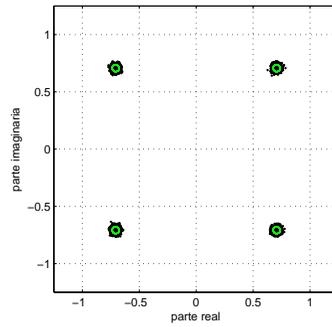
(a) Um arranjo



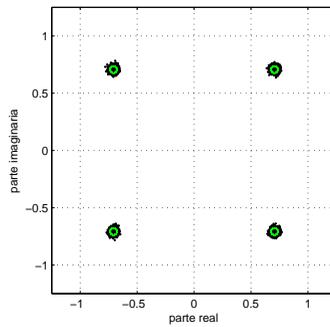
(b) Seletor



(c) Soma não ponderada



(d) Soma ponderada



(e) Sung-Hoon

Figura 4.9: Constelação na saída do equalizador, empregando os diferentes tipos de receptores.

4.2.2 Múltiplas realizações de canal

Nesta seção, os receptores são testados considerando mais de uma realização de cada um dos canais da Tabela 4.1. O objetivo desta simulação é verificar o desempenho dos receptores em condições mais adversas de canal. Curvas do erro quadrático na saída do equalizador e da taxa de erro de símbolo (SER) são usadas para comparar o desempenho das configurações.

Canal tipo A

Este tipo de canal é descrito pelos parâmetros da Tabela 4.1, e seu perfil de potência é apresentado na Figura 4.1a. Observa-se uma grande diferença na potência média dos sinais entre o percurso dominante e os interferentes.

Uma comparação entre as curvas de convergência do erro quadrático do equalizador DFE é apresentada na Figura 4.10 ($SNR = 10\text{dB}$). Observa-se que o esquema de Sung-Hoon tem o maior erro quadrático em regime permanente, sendo que a convergência é alcançada após, aproximadamente, a transmissão de 5000 símbolos de treinamento. Com um único conformador de feixe, é possível obter um menor erro quadrático com, aproximadamente, 6000 símbolos de treinamento. Verifica-se que, para o canal A, as técnicas de diversidade espacial utilizando dois arranjos de antenas obtêm os melhores resultados, sendo que as combinações por soma não ponderada e ponderada têm o mesmo comportamento e resultam num menor erro quadrático, com uma melhor taxa de convergência (após, aproximadamente, 4000 símbolos de treinamento). A técnica empregando combinação por seleção atinge um erro quadrático final ligeiramente menor do que o receptor com apenas um conformador de feixe e, praticamente, com a mesma taxa de convergência.

As curvas de taxa de erro de símbolo, SER, são apresentadas na Figura 4.11. Constata-se um melhor desempenho dos receptores fazendo uso de diversidade espacial com dois arranjos de antenas. É

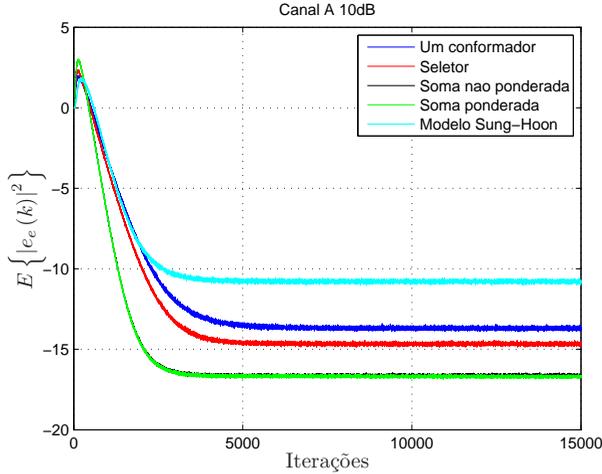


Figura 4.10: MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal A.

interessante observar que, para uma SNR acima de 20dB, o esquema de Sung-Hoon tem um desempenho melhor do que o receptor empregando um único conformador, sendo que para uma SNR abaixo de 20 dB o contrário se verifica. Isso ocorre devidos às próprias características do canal tipo A. O sinal no segundo percurso de maior potência está -13.5dB abaixo do percurso principal. Conseqüentemente, o Conformador-1 realça o sinal desse percurso, dando um ganho significativo, e atenua os sinais provenientes dos outros percursos. Isto faz com que a potência do ruído seja aumentada, influenciando na taxa de erro de símbolo. Logo, para altas SNR, é de se esperar que o esquema de Sung-Hoon apresente um melhor desempenho em canais tipo A do a estrutura contendo um único conformador. O receptor com dois arranjos de antenas, e fazendo uso da técnica de combinação por seleção, apresenta uma taxa de erro de símbolo nula acima de 15 dB. Enquanto que, para as técnicas de combinação por soma não ponderada e ponderada, isso já ocorre para uma SNR acima de 10 dB (seus comportamentos são semelhantes, com uma ligeira vantagem para a técnica de soma ponderada).

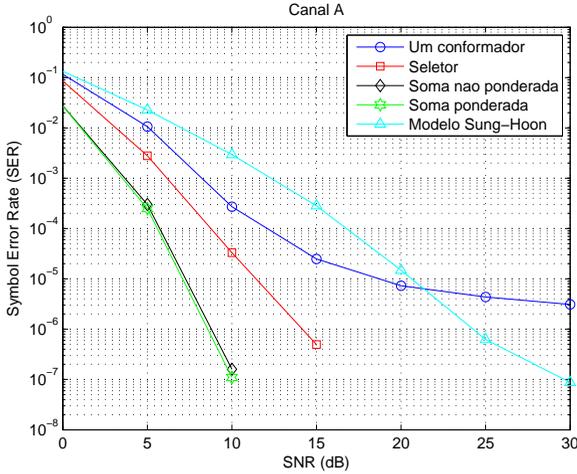


Figura 4.11: SER para diferentes realizações do Canal A.

Canal tipo C

O perfil de potência para este tipo de canal é apresentado na Figura 4.1b. Ele é caracterizado por ter percursos interferentes de grande potência, e por ter tempos de atraso de propagação menores, quando comparando ao canal A.

As curvas de erro quadrático do equalizador são apresentadas na Figura 4.12 ($SNR = 15\text{dB}$). A configuração utilizando apenas um conformador de feixe tem o maior erro quadrático final, mas com a menor taxa de convergência. Os receptores que empregam diversidade espacial com dois arranjos de antenas apresentam melhores desempenhos, sendo que o menor erro quadrático final é conseguido com as técnicas de combinação por soma não ponderada e ponderada (ambas apresentaram resultados muito semelhantes). Nessas condições, o esquema de Sung-Hoon tem um desempenho ligeiramente melhor do que a técnica de combinação por seleção, no que diz respeito ao erro quadrático final e à taxa de convergência.

As curvas de SER são apresentadas na Figura 4.13. Observa-se claramente o melhor desempenho das técnicas de diversidade espacial

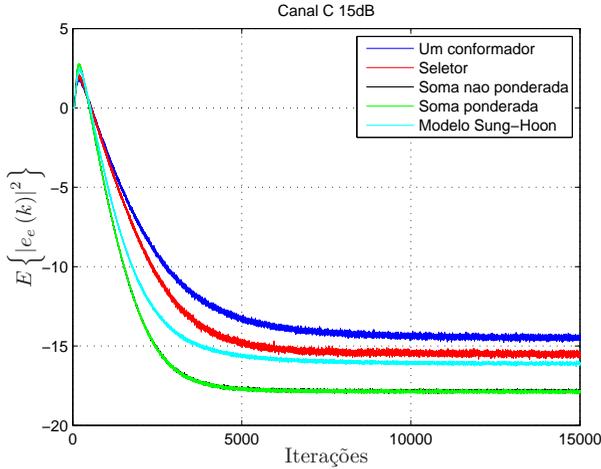


Figura 4.12: MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal C.

com combinação por soma não ponderada e ponderada. Mas também vale ressaltar o melhor desempenho do esquema de Sung-Hoon frente à configuração que utiliza apenas um conformador de feixe, e aquela que utiliza dois arranjos de antenas com combinação por seleção. Isto ocorre devido às condições do canal C. Diferente do perfil de potência do canal A, a potência do sinal proveniente do segundo percurso de maior potência se assemelha à potência do sinal do percurso dominante (Figura 4.1b). Sendo assim, o ganho relativo dado pelo Conformador-1 não é muito expressivo, o que não proporciona um aumento da potência do ruído.

Canal tipo D

O perfil de potência para este tipo de canal é apresentado na Figura 4.1c. Comparado ao perfil de potência do canal C, observa-se um aumento nos tempos de atraso de propagação dos percursos interferentes, com potências significativas.

Na Figura 4.14, observa-se a convergência do erro quadrático no equalizador ($SNR = 15\text{dB}$). Novamente, os receptores com diversi-

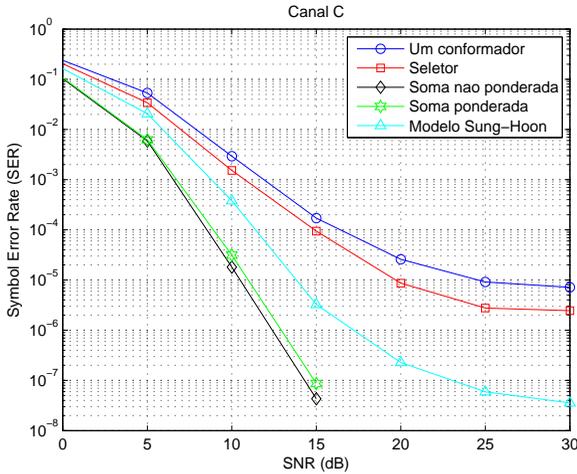


Figura 4.13: SER para diferentes realizações do Canal C.

dade espacial empregando a técnica de combinação por soma não ponderada e ponderada apresentam os melhores resultados, em termos de taxa de convergência e menor erro quadrático em regime permanente. Também, o receptor de Sung-Hoon apresenta um desempenho melhor quando comparado com a configuração que utiliza apenas um conformador de feixe e a que utiliza dois arranjos de antenas com combinação por seleção.

As curvas de SER são mostradas na Figura 4.15. As mesmas interpretações feitas anteriormente, com relação aos desempenhos dos esquemas observando as curvas de convergência do erro quadrático do equalizador, se verificam nas curvas de SER.

Canal tipo E

O perfil de potência desse canal é apresentado na Figura 4.1d. Diferentemente dos canais anteriores, onde seis percursos atingem o receptor, tem-se apenas três percursos com mesmo valor de atenuação da potência média do sinal (0dB).

Neste cenário, o número de percursos é menor do que o número de

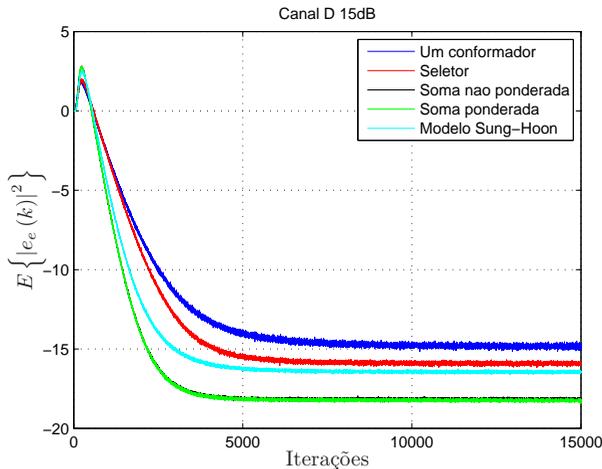


Figura 4.14: MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal D.

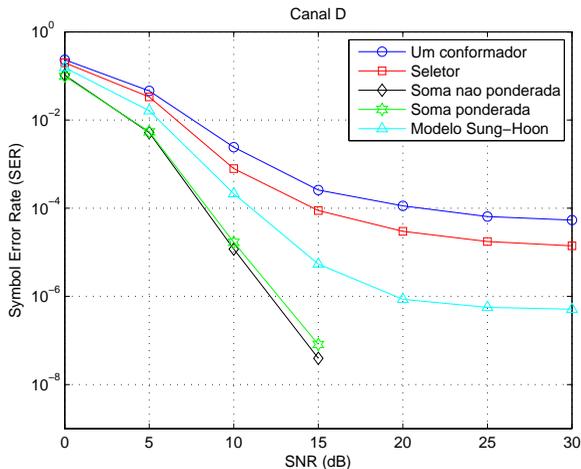


Figura 4.15: SER para diferentes realizações do Canal D.

antenas nos arranjos. Consequentemente, o grau de liberdade de cada conformador é suficiente para cancelar os percursos interferentes. Sendo assim, o conformador de feixe enfatizará apenas um dos percursos e anulará os outros dois, o que reduzirá significativamente a ISI do canal

Na Figura 4.16, observa-se a convergência do erro quadrático do equalizador ($SNR = 10\text{dB}$) em todos os receptores. Os melhores resultados (maior taxa de convergência e menor erro quadrático final) continuam pertencendo aos receptores com diversidade espacial, empregando as técnicas de combinação por soma ponderada e não ponderada. A técnica de combinação por seleção apresenta um erro quadrático final um pouco menor do que ao da estrutura clássica com apenas um conformador de feixe - as taxas de convergências são iguais. O modelo de Sung-Hoon tem uma taxa de convergência próxima às das técnicas de combinação por soma ponderada e não ponderada, e atinge um erro quadrático final bem menor do que a técnica de combinação por seleção. Pode-se dizer que seu desempenho é tão bom quanto ao do esquema proposto com dois arranjos de antenas. O fato do canal tipo E ter três percursos que não atenuam o sinal favorece bastante o esquema de Sung-Hoon, equiparando-o ao esquema proposto nesta dissertação.

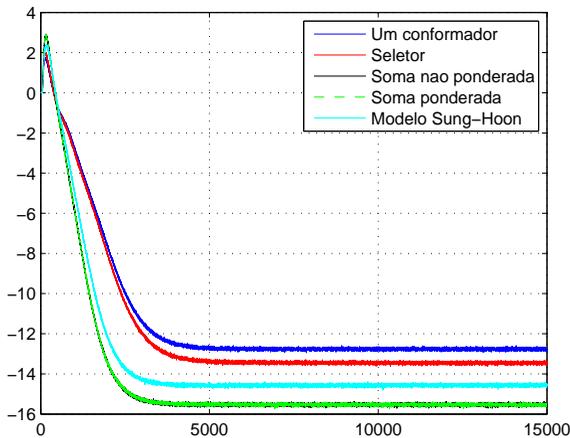


Figura 4.16: MSE do equalizador DFE para diferentes realizações do Canal E.

As curvas de SER para o canal E são apresentadas na Figura 4.17. Diferente da SER dos canais anteriores, aqui, ela é nula para uma SNR

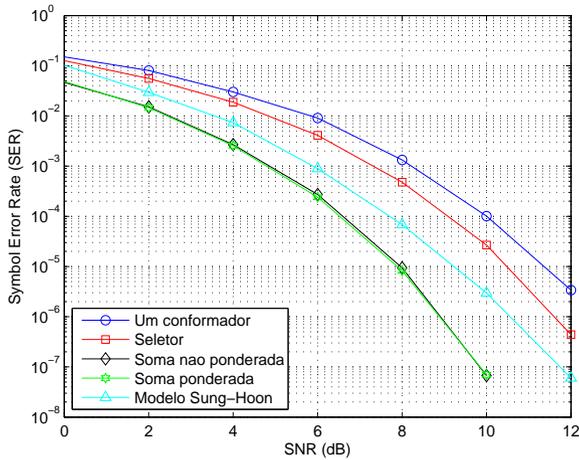


Figura 4.17: SER para diferentes realizações do Canal E.

acima de 12dB nas estruturas utilizando apenas um conformador ou dois conformadores (esquemas de Sung-Hoon e de dois arranjos de antenas com a técnica de combinação por seleção). Isto permite comprovar a eficácia do conformador de feixe em cancelar todos os percursos interferentes, eliminando a ISI no sinal. A estrutura proposta, com dois arranjos de antenas utilizando as técnicas de combinação por soma ponderada e não ponderada, tem uma SER nula para uma SNR acima de 10dB.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação, visando comparar o desempenho das estruturas abordadas e proposta nesta dissertação. Utilizou-se como ambiente de simulação os canais tipo A, C, D e E do Sistema Brasileiro de TV Digital. O desempenho de cada estrutura foi avaliado levando-se em conta a taxa de convergência do equalizador, seu erro quadrático em regime permanente e a SER na sua saída.

Os resultados permitem concluir que o uso de dois arranjos de antenas na recepção proporciona ganho de diversidade - no caso, diversidade espacial. Pode-se afirmar que em todos os canais a ISI foi completamente eliminada, a partir de uma determinada SNR, o que não ocorreu com as estruturas utilizando apenas um arranjo de antenas.

Capítulo 5

Conclusões

Esta dissertação teve como principal objetivo estudar a utilização conjunta na recepção das técnicas de formatação de feixe, diversidade espacial e equalização de canal nos sistemas de comunicação sem fio. Tendo como base a proposta de Sung-Hoon *et al.* (SUNG-HOON; JU-YEUN; DONG-SEOG, 2003), uma estrutura fazendo uso de dois arranjos lineares de antenas foi proposta, buscando, além de formatação de feixe, diversidade espacial. Três técnicas de escolha/combinção dos sinais de saída dos conformadores foram investigadas.

Com base nos resultados de simulação, verificou-se que a formatação de feixe contribui na redução da ISI de um canal espaçotemporal seletivo em frequência, cancelando percursos interferentes e dando ênfase ao percurso de maior potência. O emprego da técnica de diversidade espacial no receptor, através do uso de dois arranjos de antenas, e com diferentes mecanismos de combinação dos sinais na saída dos conformadores, acrescentou uma melhoria de desempenho, que pôde ser verificada na diminuição da taxa de erro de símbolo e no valor final de convergência do erro quadrático do equalizador DFE.

Verificou-se que a ponderação dos sinais de saída dos conformadores, com o intuito de enfatizar o sinal de maior potência, apresenta

melhor resultado quando a seletividade do canal é pequena, como no canal tipo A. Nos canais tipo C e D, a ponderação acrescenta a potência do sinal de maior potência, mas também dos sinais provenientes de outros percursos, e, conseqüentemente, não consegue reduzir a ISI remanescente na saída dos conformadores.

Trabalhos futuros

Seguem as sugestões de trabalho futuro:

- Empregar as técnicas de estimação de direção de chegada para determinar o percurso dominante, objetivando não utilizar a sequência de treinamento;
- Verificar o comportamento da estrutura de recepção proposta em canais seletivos em frequência e não estacionários;
- Verificar o desempenho da estrutura de recepção proposta em sistemas de comunicação sem fio com o receptor móvel.

Apêndice A

Cálculo da função do diagrama de irradiação

A resposta do diagrama de irradiação é dada por:

$$S(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \exp(-jm\phi) \quad (\text{A.1})$$

Supondo $w_m^* = 1$, para $m = 0, 1, \dots, M - 1$, e normalizando:

$$S(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp(-jm\phi). \quad (\text{A.2})$$

Como $\sum_{m=0}^{M-1} x^m = \frac{1-x^M}{1-x}$, chega-se a:

$$S(\theta) = \frac{1}{M} \frac{1 - \exp(-jM\phi)}{1 - \exp(-j\phi)}$$

A.1 Magnitude da função $S(\theta)$

A magnitude ao quadrado da função A.1 é definida como $|S(\theta)|^2 = S(\theta)S^*(\theta)$:

$$|S(\theta)|^2 = \frac{1}{M^2} \left(\frac{1 - \exp(-jM\phi)}{1 - \exp(-j\phi)} \right) \left(\frac{1 - \exp(jM\phi)}{1 - \exp(j\phi)} \right)$$

Como ¹ e ², tem-se que:

$$|S(\theta)|^2 = \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2\left(\frac{M\phi}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right)} \quad (\text{A.3})$$

$$|S(\theta)| = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M\phi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\phi}{2}\right)} \quad (\text{A.4})$$

onde $\phi = \frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda}$.

A.2 Nulos no diagrama de irradiação

Os nulos no digrama de irradiação ocorrem quando

$$\sin\left(\frac{M\phi}{2}\right) = 0,$$

ou

¹ $\exp(j\alpha) = \cos(\alpha) + j \sin(\alpha)$

² $2 \sin^2(\alpha) = 1 - \cos(2\alpha)$

$$\frac{M\phi}{2} = k\pi$$
$$\phi = \frac{2k\pi}{M} \quad \text{com } k = \pm 1, 2, \dots$$

Em função de θ , segue que:

$$\sin(\theta) = \frac{\lambda k}{dM}$$
$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda k}{dM}\right) \quad (\text{A.5})$$

Apêndice B

Combinação por razão máxima

O sinal recebido no i -ésimo ramo de diversidade é representado por:

$$x_i(k) = a_i \exp(-j\psi_i) s(k) + r_i(k)$$

Já o sinal combinado $y(k)$ é constituído pela soma ponderada dos sinais $x_i(k)$, cujos coeficientes de ponderação são dados por $v_i = \beta_i \exp(j\psi_i)$. O sinal resultante pode ser descrito como:

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=0}^{I-1} v_i x_i(k) \\ &= \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i s(k) + \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(j\psi_i) r_i(k) \end{aligned}$$

ou

$$y(k) = S(k) + R(k)$$

onde

$$S(k) = \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i s(k)$$

$$R(k) = \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(j\psi_i) r_i(k).$$

A técnica de combinação por razão máxima visa maximizar a razão sinal-ruído total, SNR_T , no receptor, dada por:

$$SNR_T = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_R^2},$$

onde σ_S^2 e σ_R^2 representam as potências do sinal e do ruído, respectivamente. Assumindo que o sinal transmitido $s(k)$ tem potência unitária, $\sigma_s^2 = 1$, e o ruído $r_i(k)$ é branco, com distribuição gaussiana, média zero e variância $\sigma_{r_i}^2$:

$$\begin{aligned} \sigma_S^2 &= E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i s(k) \right|^2 \right\} - E \left\{ \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i s(k) \right\}^2 \\ &= \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i \right|^2 E \{ |s(k)|^2 \} \\ &= \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i \right|^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_R^2 &= E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(j\psi_i) r_i(k) \right|^2 \right\} - E \left\{ \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(j\psi_i) r_i(k) \right\}^2 \\ &= E \left\{ \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(j\psi_i) r_i(k) \right| \left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i \exp(-j\psi_i) r_i^*(k) \right| \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_R^2 &= \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i^2 \left\{ E |r_i(k)|^2 \right\} + \\
&\quad \sum_{m=0}^{I-1} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{I-1} \beta_m \beta_n \exp(j\psi_m) \exp(-j\psi_n) E \{r_m(k) r_n^*(k)\} \\
&= \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i^2 \sigma_{r_i}^2
\end{aligned}$$

Finalmente, a SNR_T é dada por:

$$SNR_T = \frac{\left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i \right|^2}{\sum_{i=0}^{I-1} \beta_i^2 \sigma_{r_i}^2}. \quad (\text{B.1})$$

Procure-se, então, os valores de β_i que maximizam a razão acima. Para tal, emprega-se a desigualdade de Schwarz (LEE, 1997):

$$\left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i \right|^2 \leq \left(\sum_{i=0}^{I-1} \frac{a_i^2}{\sigma_{r_i}^2} \right) \left(\sum_{i=0}^{I-1} \beta_i^2 \sigma_{r_i}^2 \right). \quad (\text{B.2})$$

Por substituição, tem-se que:

$$SNR_T = \frac{\left| \sum_{i=0}^{I-1} \beta_i a_i \right|^2}{\sum_{i=0}^{I-1} \beta_i^2 \sigma_{r_i}^2} \leq \left(\sum_{i=0}^{I-1} \frac{a_i^2}{\sigma_{r_i}^2} \right).$$

Pela igualdade, chega-se a (LEE, 1997):

$$\beta_i = \frac{a_i}{\sigma_{r_i}}.$$

Finalmente, o coeficiente ótimo de ponderação v_i que maximiza a SNR_T é dado por:

$$v_i = \frac{a_i}{\sigma_{r_i}^2} \exp(j\psi_i)$$

Observa-se aqui a necessidade de se ter um conhecimento a priori da atenuação a_i e do deslocamento de fase ψ_i , inseridos pelo canal.

Apêndice C

Cálculo dos coeficientes ótimos

Neste apêndice são apresentados os cálculos ótimos dos coeficientes do conformador de feixe e do equalizador de canal. Para tal, assume-se que:

- O canal tem um total de N percursos, sendo um percurso dominante e $N - 1$ percursos interferentes;
- As magnitudes dos percursos não se alteram durante a transmissão do sinal;
- O sinal transmitido tem média zero e variância σ_s^2 ;
- Os N percursos do canal são descorrelacionados, com matriz de autocorrelação e vetor de correlação cruzado dados por:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{ss}(v-u) &= E \{ \mathbf{s}(k-u) \mathbf{s}^H(k-v) \} \\ \mathbf{p}_{sd}(v-u) &= E \{ \mathbf{s}(k-u) s^*(k-v) \} \\ \sigma_s^2 &= E \{ s(k-u) s^*(k-v) \}, \text{ para } u = v\end{aligned}$$

- O ruído nas antenas é descorrelacionado com média zero e variância σ_r^2 .

Os cálculos dos receptores ótimos são apresentados em duas seções. A primeira diz respeito à estrutura com formatação de feixe e equalização, enquanto que a segunda à estrutura proposta com formatação de feixe, diversidade espacial e equalização.

C.1 Coeficientes ótimos da estrutura clássica

O sinal na entrada do conformador de feixe pode ser descrito como:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}\Gamma\mathbf{s}(k) + \mathbf{r}(k), \quad (\text{C.1})$$

e o sinal desejado como:

$$d_c = s(k - \tau_l). \quad (\text{C.2})$$

No equalizador, o sinal desejado é denotado por:

$$d_e = s(k - \tau_\zeta), \quad (\text{C.3})$$

C.1.1 Coeficientes do conformador de feixe

Empregando a equação de *Wiener-Hopf* :

$$\mathbf{w}_{oc} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_{x d_c}, \quad (\text{C.4})$$

com $\mathbf{p}_{x d_c} = E \{ \mathbf{x}(k) d_c^*(k) \}$ e $\mathbf{R}_x = E \{ \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \}$.

Por substituição ((C.1) e (C.2)), chega-se a:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_l) &= E \{ \mathbf{x}(k) s^*(k - \tau_l) \} \\ &= E \{ [\mathbf{A}\Gamma\mathbf{s}(k) + \mathbf{r}(k)] s^*(k - \tau_l) \}, \end{aligned} \quad (\text{C.5})$$

ou, levando-se em conta o canal:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{p}_{x_{dc}}(\tau_l) &= \mathbf{A}\Gamma E \{ \mathbf{s}(k) s^*(k - \tau_l) \} + E \{ \mathbf{r}(k) s^*(k - \tau_l) \} \\
 &= \mathbf{A}\Gamma E \{ \mathbf{s}(k) s^*(k - \tau_l) \} \\
 &= \mathbf{A}\Gamma \mathbf{p}_{s_d}(\tau_l).
 \end{aligned} \tag{C.6}$$

Com relação à matriz de autocorrelação \mathbf{R}_x , tem-se que

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_x(0) &= E \{ \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \} \\
 &= E \left\{ [\mathbf{A}\Gamma \mathbf{s}(k) + \mathbf{r}(k)] [\mathbf{s}^H(k) \Gamma^H \mathbf{A}^H + \mathbf{r}^H(k)] \right\},
 \end{aligned} \tag{C.7}$$

ou

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_x(0) &= \mathbf{A}\Gamma E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^H(k) \} \Gamma^H \mathbf{A}^H + E \{ \mathbf{r}(k) \mathbf{r}^H(k) \} \\
 &= \mathbf{A}\Gamma \mathbf{R}_{s_s}(0) \Gamma^H \mathbf{A}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}.
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

Por substituição, obtém-se a seguinte expressão para o vetor ótimo de coeficientes:

$$\mathbf{w}_{oc} = \left[\mathbf{A}\Gamma \mathbf{R}_{s_s}(0) \Gamma^H \mathbf{A}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A}\Gamma \mathbf{p}_{s_d}(\tau_l). \tag{C.9}$$

C.1.2 Coeficientes do equalizador

Os coeficientes das duas seções do equalizador podem ser calculados conjuntamente empregando o vetor de coeficientes \mathbf{w}_e e o vetor de sinal $\mathbf{x}_e(k)$:

$$\mathbf{w}_e = \left[\mathbf{g}^T \mid -\mathbf{b}^T \right]^T, \quad e \tag{C.10}$$

$$\mathbf{x}_e(k) = \left[\mathbf{y}^T(k) \mid \mathbf{s}_e^T(k - \tau_c - 1) \right]^T, \tag{C.11}$$

com os vetores \mathbf{g} , \mathbf{b} , $\mathbf{y}(k)$ e $\mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1)$ definidos como:

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & \cdots & g_F \end{bmatrix}^T, \quad (\text{C.12})$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \cdots & b_B \end{bmatrix}^T, \quad (\text{C.13})$$

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} y(k) & y(k-1) & \cdots & y(k-G) \end{bmatrix}^T \text{ e} \quad (\text{C.14})$$

$$\mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) = \begin{bmatrix} s(k - \tau_\zeta - 1) & s(k - \tau_\zeta - 2) & \cdots & s(k - \tau_\zeta - B) \end{bmatrix}^T. \quad (\text{C.15})$$

Observe que cada elemento do vetor (C.14) é obtido pela combinação linear dos coeficientes ótimos \mathbf{w}_{oc} com o vetor de sinal $\mathbf{x}(k)$:

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}(k) \\ &= \mathbf{w}_{oc}^H [\mathbf{A}\Gamma \mathbf{s}(k) + \mathbf{r}(k)]. \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

O cálculo dos coeficientes ótimos \mathbf{w}_{oe} do equalizador é feito empregando a equação de *Wiener-Hopf*:

$$\mathbf{w}_{oe} = \mathbf{R}_{x_e}^{-1} \mathbf{p}_{x_e d_e}, \quad (\text{C.17})$$

com $\mathbf{p}_{x_e d_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) d_e^*(k) \}$ e $\mathbf{R}_{x_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \}$.

Vetor de correlação cruzada $\mathbf{p}_{x_e d_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) d_e^*(k) \}$:

Substituindo o vetor de sinal $\mathbf{x}_e(k)$ (Equação C.11) e o sinal desejado $d_e(k)$ (Equação C.3) do equalizador, a seguinte expressão é obtida para o vetor de correlação cruzada $\mathbf{p}_{x_e d_e}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{x_e d_e}(\tau_\zeta) &= \quad (\text{C.18}) \\ &= \frac{E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \}}{E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) s^*(k - \tau_\zeta) \}}. \end{aligned}$$

O valor esperado $E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \}$ é dado por:

$$E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{\text{oc}}^H E \{ \mathbf{x}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ \mathbf{w}_{\text{oc}}^H E \{ \mathbf{x}(k-1) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{\text{oc}}^H E \{ \mathbf{x}(k-G) s^*(k - \tau_\zeta) \} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.19})$$

onde o valor esperado de cada elemento deste vetor determina o vetor de correlação cruzada, $\mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta)$, entre $\mathbf{x}(k)$ e o sinal desejado C.3 no equalizador. Obtém-se que:

$$E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{\text{oc}}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta) \\ \mathbf{w}_{\text{oc}}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - 1) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{\text{oc}}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - G) \end{bmatrix}. \quad (\text{C.20})$$

Com relação à $E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) s^*(k - \tau_\zeta) \}$, segue que:

$$E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) s^*(k - \tau_\zeta) \} = \begin{bmatrix} E \{ s(k - \tau_\zeta - 1) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ E \{ s(k - \tau_\zeta - 2) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ \vdots \\ E \{ s(k - \tau_\zeta - B) s^*(k - \tau_\zeta) \} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.21})$$

O valor esperado de cada elemento do vetor acima pode ser representado por

$$E \{ s(k - \tau_\zeta - p) s^*(k - \tau_\zeta) \} = \begin{cases} \sigma_s^2, & \text{para } p = 0 \\ 0, & \text{para } p \neq 0 \end{cases}. \quad (\text{C.22})$$

Logo, para $p = 1, 2, \dots, B$, os elementos do vetor (C.21) são iguais a

zero. Ou seja:

$$\mathbf{p}_{x_e d_e} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta) & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - 1) & \cdots \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - G) & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (\text{C.23})$$

onde

$$\mathbf{p}_{x d_c}(\tau_\zeta - q) = \mathbf{A} \mathbf{\Gamma} \mathbf{p}_{s d}(\tau_\zeta - q), \quad (\text{C.24})$$

para $q = 0, 1, \dots, G$.

Matriz de autocorrelação $\mathbf{R}_{x_e} = E \{ \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \}$:

Substituindo o vetor de sinal $\mathbf{x}_e(k)$ (Equação C.11) na definição de \mathbf{R}_{x_e} , tem-se que

$$\mathbf{R}_{x_e} = \begin{bmatrix} E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \} & E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \} \\ E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{y}^H(k) \} & E \{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.25})$$

ou

$$\mathbf{R}_{x_e} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{yy} & \mathbf{R}_{ys_e} \\ \mathbf{R}_{ys_e}^H & \mathbf{R}_{s_e s_e} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.26})$$

onde:

\mathbf{R}_{yy} - sub-matriz de autocorrelação dos sinais na seção FFF;

\mathbf{R}_{ys_e} - sub-matriz de correlação entre os sinais das seções FFF e FBF;

$\mathbf{R}_{s_e s_e}$ - sub-matriz de autocorrelação dos sinais na seção FBF.

Iniciando-se por \mathbf{R}_{yy} :

$$\mathbf{R}_{yy} = E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \},$$

ou

$$\mathbf{R}_{yy} = \begin{bmatrix} r_y(0) & r_y(1) & \cdots & r_y(G) \\ r_y(-1) & r_y(0) & \cdots & r_y(G-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_y(-G) & r_y(-G+1) & \cdots & r_y(0) \end{bmatrix}. \quad (\text{C.27})$$

Os elementos podem ser descritos na seguinte forma:

$$[r_y(v-u)]_{u,v} = E \{ y(k-u) y(k-v) \}, \quad (\text{C.28})$$

com $u, v = 0, 1, \dots, G$. Prosseguindo:

$$\begin{aligned} r_y(v-u) &= \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}(k-u) \mathbf{x}^H(k-v) \} \mathbf{w}_{oc} \\ &= \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(v-u) \mathbf{w}_{oc}. \end{aligned} \quad (\text{C.29})$$

Por substituição, chega-se a seguinte expressão:

$$\mathbf{R}_{yy} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(0) \mathbf{w}_{oc} & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(1) \mathbf{w}_{oc} & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(G) \mathbf{w}_{oc} \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(-1) \mathbf{w}_{oc} & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(0) \mathbf{w}_{oc} & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(G-1) \mathbf{w}_{oc} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(-G) \mathbf{w}_{oc} & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(-G+1) \mathbf{w}_{oc} & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{R}_x(0) \mathbf{w}_{oc} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.30})$$

onde

$$\mathbf{R}_x(v-u) = \mathbf{A} \Gamma \mathbf{R}_{ss}(v-u) \Gamma^H \mathbf{A}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}. \quad (\text{C.31})$$

No que diz respeito à matriz $\mathbf{R}_{y s_e}$:

$$\mathbf{R}_{y s_e} = E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \}, \quad (\text{C.32})$$

ou

$$\mathbf{R}_{y s_e} = \begin{bmatrix} r_{ys}(\tau_\zeta + 1) & r_{ys}(\tau_\zeta + 2) & \cdots & r_{ys}(\tau_\zeta + B) \\ r_{ys}(\tau_\zeta) & r_{ys}(\tau_\zeta + 1) & \cdots & r_{ys}(\tau_\zeta + B - 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{ys}(\tau_\zeta - G + 1) & r_{ys}(\tau_\zeta - G + 2) & \cdots & r_{ys}(\tau_\zeta - G + B) \end{bmatrix}, \quad (\text{C.33})$$

onde

$$r_{ys}((\tau_\zeta + p) - q) = E \{ y(k - q) s^*(k - (\tau_\zeta + p)) \} \quad (\text{C.34})$$

Levando-se em conta os coeficientes ótimos do conformador, segue que

$$\begin{aligned} r_{ys}((\tau_\zeta + p) - q) &= \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}(k - q) s^*(k - (\tau_\zeta + p)) \} \\ &= \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}((\tau_\zeta + p) - q). \end{aligned} \quad (\text{C.35})$$

Por substituição, obtém-se que:

$$\mathbf{R}_{y s_e} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta + 1) & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta + 2) & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta + B) \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta) & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta + 1) & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta + B - 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta - G + 1) & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta - G + 2) & \cdots & \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{P}_{xd}(\tau_\zeta - G + B) \end{bmatrix}, \quad (\text{C.36})$$

sendo que

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{xd}((\tau_\zeta + p) - q) &= \mathbf{A}\Gamma\mathbf{p}_{sd}((\tau_\zeta + p) - q), \\ q &= 0, 1, \dots, G \text{ e } p = 1, 2, \dots, B. \end{aligned} \quad (\text{C.37})$$

Por fim, tem-se que

$$\mathbf{R}_{s_e s_e} = E \left\{ \mathbf{s}_e(k - \tau_\zeta - 1) \mathbf{s}_e^H(k - \tau_\zeta - 1) \right\}, \quad (\text{C.38})$$

ou

$$\mathbf{R}_{s_e s_e} = \begin{bmatrix} r_s(0) & r_s(1) & \cdots & r_s(B-1) \\ r_s(-1) & r_s(0) & \cdots & r_s(B-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_s(-B+1) & r_s(-B+2) & \cdots & r_s(0) \end{bmatrix}, \quad (\text{C.39})$$

sendo que cada elemento pode ser descrito como:

$$r_s(v - u) = E \left\{ s(k - \tau_\zeta - u) s^*(k - \tau_\zeta - v) \right\}. \quad (\text{C.40})$$

Logo, com base nas suposições estatísticas do canal, conclui-se que

$$\mathbf{R}_{s_e s_e} = \sigma_s^2 \mathbf{I} \quad (\text{C.41})$$

C.2 Estrutura proposta

O vetor ótimo de coeficientes \mathbf{w}_e (C.10) do equalizador DFE é dado por:

$$\mathbf{w}_{oe} = \mathbf{R}_{x_e}^{-1} \mathbf{p}_{x_e d_e}, \quad (\text{C.42})$$

com $\mathbf{p}_{x_e d_e} = E \left\{ \mathbf{x}_e(k) d_e^*(k) \right\}$ e $\mathbf{R}_{x_e} = E \left\{ \mathbf{x}_e(k) \mathbf{x}_e^H(k) \right\}$. No entanto, vale lembrar que $\mathbf{p}_{x_e d_e}$ e \mathbf{R}_{x_e} dependem da técnica de combinação em-

pregada.

Os sinais na saída dos conformadores são expressos da seguinte forma:

$$y_0(k - \tau_{l_1}) = \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l_1}) \quad (\text{C.43})$$

$$y_1(k - \tau_{l_0}) = \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l_0}) \quad (\text{C.44})$$

onde \mathbf{w}_{oc_i} denota o vetor ótimo de coeficientes do Conformador- i e $\mathbf{x}_i(k)$ o vetor de sinal recebido.

Seletor

Seja $y_i(k - \tau_{l_{1-i}})$ o sinal que produz o menor erro de estimação $e_{c_i}(k)$:

$$\begin{aligned} e_{c_i}(k) &= s(k - \tau_{l_i}) - y_i(k - \tau_{l_{1-i}}) \\ &= s(k - \tau_{l_i}) - \mathbf{w}_{oc_i}^H \mathbf{x}_i(k - \tau_{l_{1-i}}). \end{aligned} \quad (\text{C.45})$$

Como o sinal a ser equalizado advém apenas do i -ésimo conformador, $\mathbf{p}_{x_e d_e}$ e \mathbf{R}_{x_e} são obtidos conforme apresentado no Apêndice (C.1.2), substituindo $y(k)$ por $y_i(k - \tau_{l_{1-i}})$.

Soma não ponderada

Neste caso, o sinal a ser equalizado é

$$y(k) = \frac{1}{2} \{ \mathbf{w}_{oc_0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l_1}) + \mathbf{w}_{oc_1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l_0}) \}, \quad (\text{C.46})$$

ou

$$y(k) = \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}_c(k), \quad (\text{C.47})$$

com $\mathbf{w}_{oc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc_0}^T & \mathbf{w}_{oc_1}^T \end{bmatrix}^T$ e $\mathbf{x}_c(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0^T(k - \tau_{l_1}) & \mathbf{x}_1^T(k - \tau_{l_0}) \end{bmatrix}^T$.

Tem-se que:

$$E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}_c(k) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}_c(k-1) s^*(k - \tau_\zeta) \} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}_c(k-F) s^*(k - \tau_\zeta) \} \end{bmatrix}, \quad (C.48)$$

sendo que

$$[E \{ \mathbf{y}(k) s^*(k - \tau_\zeta) \}]_{p,1} = \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta - p) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta - p) \end{bmatrix} \quad (C.49)$$

e $\mathbf{p}_{x_i d_e}(\tau_\zeta - q)$ denota o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada $\mathbf{x}_i(k)$ e o sinal desejado do equalizador. Seguindo o mesmo procedimento adotado na obtenção das Equações (C.5) e (C.6), verifica-se que

$$\mathbf{p}_{x_i d_e}(\tau_\zeta - q) = \mathbf{A}_i \mathbf{\Gamma}_i \mathbf{p}_{s d}(\tau_\zeta - q), \quad (C.50)$$

com $q = 0, 1, \dots, F$. Logo:

$$\mathbf{p}_{x_e d_e} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta) \end{bmatrix} \\ \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta - F) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta - F) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e}(\tau_\zeta - 1) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e}(\tau_\zeta - 1) \end{bmatrix} \\ 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \end{bmatrix}^T. \quad (C.51)$$

Sabe-se que

$$\mathbf{R}_{x_e} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{R}_{yy} & \mathbf{R}_{y s_e} \\ \hline \mathbf{R}_{y s_e}^H & \mathbf{R}_{s_e s_e} \end{array} \right], \quad (C.52)$$

onde cada elemento de \mathbf{R}_{yy} pode ser descrito como

$$[r_y(v-u)]_{u,v} = [E\{y(k-u)y^*(k-v)\}]_{u,v} \quad (\text{C.53})$$

com $u, v = 0, 1, \dots, F$. Por substituição, tem-se que

$$\begin{aligned} r_y(v-u) &= E\{(\mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}_c(k-u))(\mathbf{x}_c^H(k-v)\mathbf{w}_{oc})\} \\ &= \mathbf{w}_{oc}^H E\{\mathbf{x}_c(k-u)\mathbf{x}_c^H(k-v)\}\mathbf{w}_{oc}. \end{aligned} \quad (\text{C.54})$$

ou

$$r_y(v-u) = \mathbf{w}_{oc}^H \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{R}_{x_0x_0}(v-u) & \mathbf{R}_{x_0x_1}(v-u) \\ \hline \mathbf{R}_{x_1x_0}(v-u) & \mathbf{R}_{x_1x_1}(v-u) \end{array} \right] \mathbf{w}_{oc} \quad (\text{C.55})$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_0x_0}(v-u) &= E\{\mathbf{x}_0(k-\tau_{l_1}-u)\mathbf{x}_0^H(k-\tau_{l_1}-v)\} \\ &= \mathbf{A}_0\mathbf{\Gamma}_0\mathbf{R}_{ss}(v-u)\mathbf{\Gamma}_0^H\mathbf{A}_0^H + \sigma_{r_0}^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (\text{C.56})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_0x_1}(v-u) &= E\{\mathbf{x}_0(k-\tau_{l_1}-u)\mathbf{x}_1^H(k-\tau_{l_0}-v)\} \\ &= \mathbf{A}_0\mathbf{\Gamma}_0\mathbf{R}_{ss}((\tau_{l_0}+v)-(\tau_{l_1}+u))\mathbf{\Gamma}_1^H\mathbf{A}_1^H \end{aligned} \quad (\text{C.57})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_1x_0}(v-u) &= E\{\mathbf{x}_1(k-\tau_{l_0}-u)\mathbf{x}_0^H(k-\tau_{l_1}-v)\} \\ &= \mathbf{A}_1\mathbf{\Gamma}_1\mathbf{R}_{ss}((\tau_{l_1}+v)-(\tau_{l_0}+u))\mathbf{\Gamma}_0^H\mathbf{A}_0^H \end{aligned} \quad (\text{C.58})$$

e

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{x_1 x_1} (v - u) &= E \{ \mathbf{x}_1 (k - \tau_{l_0} - u) \mathbf{x}_1^H (k - \tau_{l_0} - v) \} \\ &= \mathbf{A}_1 \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{R}_{ss} (v - u) \mathbf{\Gamma}_1^H \mathbf{A}_1^H + \sigma_{\tau_1}^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (\text{C.59})$$

Com relação à matriz $\mathbf{R}_{y s_e}$:

$$\mathbf{R}_{y s_e} = E \{ \mathbf{y} (k) \mathbf{s}_e^H (k - \tau_\zeta - 1) \}, \quad (\text{C.60})$$

sendo que cada elemento pode ser descrito como

$$[r_{ys} (p - q)]_{q,p} = E \{ y (k - q) s^* (k - \tau_\zeta - p) \}, \quad (\text{C.61})$$

com $q = 0, 1, \dots, F$ e $p = 1, 2, \dots, B$. Por substituição, segue que

$$\begin{aligned} r_{ys} (p - q) &= E \{ (\mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}_c (k - q)) s^* (k - \tau_\zeta - p) \} \\ &= \mathbf{w}_{oc}^H E \{ \mathbf{x}_c (k - q) s^* (k - \tau_\zeta - p) \} \end{aligned} \quad (\text{C.62})$$

ou

$$r_{ys} (p - q) = \mathbf{w}_{oc}^H \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{x_0 d_e} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_1} + q)) \\ \mathbf{p}_{x_1 d_e} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_0} + q)) \end{bmatrix} \quad (\text{C.63})$$

onde

$$\mathbf{p}_{x_0 d_e} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_1} + q)) = \mathbf{A}_0 \mathbf{\Gamma}_0 \mathbf{p}_{sd} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_1} + q)) \quad (\text{C.64})$$

$$\mathbf{p}_{x_1 d_e} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_0} + q)) = \mathbf{A}_1 \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{p}_{sd} ((\tau_\zeta + p) - (\tau_{l_0} + q)). \quad (\text{C.65})$$

Por fim, verifica-se que

$$\mathbf{R}_{s_e s_e} = \sigma_s^2 \mathbf{I} \quad (\text{C.66})$$

Soma ponderada

Tem-se que

$$y(k) = \frac{1}{2} \{c_{o1} \mathbf{w}_{oc0}^H \mathbf{x}_0(k - \tau_{l1}) + c_{o0} \mathbf{w}_{oc1}^H \mathbf{x}_1(k - \tau_{l0})\}, \quad (\text{C.67})$$

ou

$$y(k) = \mathbf{w}_{oc}^H \mathbf{x}_c(k) \quad (\text{C.68})$$

onde

$$\mathbf{w}_{oc} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} c_1 \mathbf{w}_{oc0} \\ c_0 \mathbf{w}_{oc1} \end{bmatrix} \quad (\text{C.69})$$

e $\mathbf{c}_o = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 \end{bmatrix}^T$ (FROST, 1972):

$$\mathbf{c}_o = \mathbf{R}_{y_r}^{-1} \mathbf{u} [\mathbf{u}^T \mathbf{R}_{y_r}^{-1} \mathbf{u}]^{-1} f \quad (\text{C.70})$$

com $\mathbf{R}_{y_r} = E \{ \mathbf{y}_r(k) \mathbf{y}_r^H(k) \}$. Por substituição, obtêm-se que

$$\mathbf{R}_{y_r} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{w}_{oc0}^H \mathbf{R}_{x_0 x_0}(0) \mathbf{w}_{oc0} & \mathbf{w}_{oc0}^H \mathbf{R}_{x_0 x_1}(0) \mathbf{w}_{oc1} \\ \hline \mathbf{w}_{oc1}^H \mathbf{R}_{x_1 x_0}(0) \mathbf{w}_{oc0} & \mathbf{w}_{oc1}^H \mathbf{R}_{x_1 x_1}(0) \mathbf{w}_{oc1} \end{array} \right]. \quad (\text{C.71})$$

Referências

Bibliográficas

ABERT/SET. *Digital Television Systems - Brazilian Testes*. [S.l.], Feb 2000. TTTT.

ATSC. *A/53: Digital Television Standard, Parts 1 - 6*. January 2007.

AUSTIN, M. *Decision-Feedback Equalization for Digital Communication over Dispersive Channels*. [S.l.], 1967.

BALABAN, P.; SALZ, J. Dual Diversity Combining and Equalization in Digital Cellular Mobile Radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 40, n. 2, p. 342–354, 1991.

BALABAN, P.; SALZ, J. Optimum Diversity Combining and Equalization in Digital Data Transmission with Applications to Cellular Mobile Radio - Part I: Theoretical Considerations & Part II: Numerical Results. *IEEE Transactions on Communications*, v. 40, n. 5, p. 885–894, 1992.

BALANIS, C. *Antenna Theory*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2005.

BERTSEKAS, D. *Constrained Optimization and Lagrange Multiplier Methods*. Belmont, Massachusetts: Academic Press, Inc, 1996. (Computer Science and Applied Mathematics).

- BIGLIERI, E.; PROAKIS, J.; SHAMAI, S. Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 44, n. 6, p. 2619–2692, 1998.
- BRENNAN, D. Linear Diversity Combining Techniques. *Proceedings of the IEEE*, v. 91, 2003.
- COMPTON, R. *Adaptive Antennas: Concepts and Performance*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1988.
- DINIZ, P. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. Rio de Janeiro: Springer, 2008.
- ERTEL, R. et al. Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems. *IEEE Personal Communications*, v. 5, n. 1, p. 10–22, 1998.
- FROST, O. An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing. *Proceedings of the IEEE*, v. 60, n. 8, p. 926–935, 1972.
- FUCHS, J. Multipath Time-Delay Detection and Estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 47, n. 1, p. 237–243, 1999.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge, New York: Cambridge University Press, 2005.
- GONG, Y.; COWAN, C. A Self-Structured Adaptive Decision Feedback Equalizer. *IEEE Signal Processing Letters*, v. 13, n. 3, p. 169–172, 2006.
- GROSS, F. *Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB*. Fairfax, Virginia: McGraw-Hill, 2005.
- HAYKIN, S. *Communication Systems*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2001.
- HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. Hamilton, Ontario: Prentice-Hall, Inc, 2002.

HAYKIN, S.; MOHER, M. *Modern Wireless Communications*. Upper Saddle River, New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2005.

HILLERY, W.; ZOLTOWSKI, M.; FIMOFF, M. Decision Feedback Equalizer Design for Insensitivity to Decision Delay. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. [S.l.]: Proceedings (ICASSP), 2003. v. 4, p. IV-505-8.

JIND-YEH, L.; SAMUELI, H. Adaptive Antenna Arrays and Equalization Techniques for High Bit-Rate QAM Receivers. In: *5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1009-1013.

KAY, S. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR, 1993.

KNAPP, C.; CARTER, G. "the generalized correlation method for estimation of time delay". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, v. 24, n. 4, p. 320-327, 1976.

KOHNO, R. et al. Combinations of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 8, n. 4, p. 675-682, 1990.

KOUTALOS, A. *Antenna Arrays for the Downlink of FDD Wideband CDMA Communication Systems*. Tese (Doctoral thesis) — Univ. of Edinburgh, College of Science and Engineering, School of Engineering and Electronics, 2002.

LEE, E.; MESSERSCHMITT, D. *Digital communication*. Norwell, Massachusetts: Springer, 1994.

LEE, W. *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*. New York, New York: McGraw-Hill, Inc., 1997.

- LIBERTI, J.; RAPPAPORT, T. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Inc., 1999.
- LIMA, G. *Estudo de Técnicas de Formatação de Feixe para Transmissão OFDM*. Tese (Master's dissertation) — Univ. Federal de Santa Catarina, Faculdade de Eng. Elétrica, 2004.
- LINDSKOG, E.; AHLEN, A.; STERNAD, M. Combined Spatial and Temporal Equalization Using an Adaptive Antenna Array and a Decision Feedback Equalization Scheme. In: *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-95*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 1189–1192.
- LINDSKOG, E.; AHLEN, A.; STERNAD, M. Spatio-Temporal Equalization for Multipath Environments in Mobile Radio Applications. In: *45th IEEE Vehicular Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 399–403.
- MAW-LIN, L.; CHIEN-CHUNG, Y.; HSUEH-JYH, L. A Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 49, n. 1, p. 1–10, 2000.
- MONZINGO, R.; MILLER, T. *Introduction to Adaptive Arrays*. Raleigh, North Carolina: SciTech Publishing, Inc, 2004.
- PARSONS, J. *The Mobile Radio Propagation Channel*. New York, New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2000.
- PATZOLD, M. *Mobile Fading Channels*. New York, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- PROAKIS, J.; SALEHI, M. *Digital Communications*. [S.l.]: McGraw-Hill Boston, 1995.
- QURESHI, S. Adaptive Equalization. *Proceedings of the IEEE*, v. 73, n. 9, p. 1349–1387, 1985.

RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall, Inc, 1996.

RESENDE, L. *Algoritmos Recursivos de Mínimos Quadrados para Processamento Espacial Temporal com Restricoes Lineares: Aplicacao em Antenas Adaptativas*. Tese (Doctoral thesis) — Univ. Estadual de Campinas, Faculdade de Eng. Eléctrica e de Computação, 1996.

ROCHA, C. D. *Técnicas Preditivas para Equalização Autodidata*. Tese (Doctoral thesis) — Univ. Estadual de Campinas, Faculdade de Eng. Eléctrica e de Computação, 1996.

RONG, Z. *Simulation of Adaptive Array Algorithms for CDMA Systems*. Tese (Master's thesis) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 1996.

RONG, Z. et al. Simulation of Multitarget Adaptive Array Algorithms for Wireless CDMA Systems. In: *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*,. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 1–5.

SHENG-CHOU, L.; PRABHU, V. Optimum Diversity Combining with Finite-Tap Decision Feedback Equalization in Digital Cellular Mobile Radio. In: *IEEE International Conference on Communications*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 629–635.

SKLAR, B. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, v. 35, n. 7, p. 90–100, 1997.

SKLAR, B. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation. *Communications Magazine, IEEE*, v. 35, n. 7, p. 102–109, 1997.

SUNG-HOON, M.; JU-YEUN, K.; DONG-SEOG, H. Spatial Diversity Technique for Improvement of DTV Reception Performance. In: *IEEE Transactions, on Consumer Electronics*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 49, n. 4, p. 958–964.

SWINDLEHURST, A. Time Delay and Spatial Signature Estimation Using Known Asynchronous Signals. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 2, p. 449–462, 1998.

TREES, H. V. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. New York, New York: John Wiley & Sons, Inc, 2002.

TUGNAIT, J.; LANG, T.; ZHI, D. Single-User Channel Estimation and Equalization. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 17, n. 3, p. 16–28, 2000.

VEEN, B. V.; BUCKLEY, K. Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering. *IEEE ASSP Magazine*, v. 5, n. 2, p. 4–24, Apr 1988.

WIDROW, B.; HOFF, M. Adaptive Switching Circuits. *IRE WESCOM Conv. Rec.*, v. 4, p. 96–104, 1960.

WIDROW, B. et al. Adaptive Antenna Systems. In: *Proceedings of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 1967. v. 55, p. 2143–2159.