

**ANTENAS ADAPTATIVAS
PARA SISTEMAS DE
COMUNICAÇÕES
SEM FIO**

Vagner Vilela de Faria

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

ORIENTADOR:

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

Santa Rita do Sapucaí
2003

FOLHA DE APROVAÇÃO

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

(Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro / DTE - INATEL)

(Prof. Dr. Maurício Silveira / DTE - INATEL)

(Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly / DMO-FEE-UNICAMP)

Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Francisco Haroldo e Rita pelos ensinamentos e sacrifícios empenhados a mim e aos meus irmãos. E a minha família Maria Aparecida e Sarah pela compreensão, carinho e paciência.

Agradecimentos

Agradeço ao professor e orientador *Pof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro*, pelo acompanhamento e ensinamentos prestados durante o estudo.

À empresa de telecomunicações *Ericsson* pela bolsa de estudos fornecida no período de dezoito meses do curso de mestrado.

Ao *FINATEL* por prorrogar, no período de seis meses, a bolsa de estudo referente às mensalidades.

A todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	i
Lista de Símbolos	v
Lista de Siglas	xiv
Resumo	xvii
Abstract	xviii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1. Apresentação do assunto	1
1.2. Histórico do desenvolvimento das antenas inteligentes	2
1.3. Aspectos Básicos	4
1.4. Importância do tema e desenvolvimento do trabalho	7
Capítulo 2 Redes de Antenas	9
2.1. Introdução	9
2.2. Parâmetros de uma rede linear de antenas	11
2.3. Recepção de uma onda plana em uma rede linear de antenas	15
Capítulo 3 Sistemas de antenas inteligentes	20
3.1. Introdução	20
3.2. Determinação da potência de recepção	20
3.3. Formas de modelagem dos radioenlaces	23
3.4. Apresentação dos tipos usuais de antenas inteligentes	25
3.5. Redes de antenas com comutação de feixe	25
3.6. Modelagem do formador de Butler	31
3.7. Outras técnicas de formação de feixe	35
3.8. Limitações e benefícios do sistema de feixe fixo	37
3.9. Redes de antenas adaptativas	38
Capítulo 4 Controle do diagrama de irradiação	50
4.1. Introdução	50
4.2. Formador de feixe de faixa estreita utilizado em sistemas de antenas adaptativas	50
4.3. Fator espacial de rede	54
4.4. Formadores de feixes não auto-ajustáveis	55
4.5. Formadores de feixes para sinais de faixa larga	61
4.6. Formadores de feixes auto-ajustáveis	72
4.7. Critérios para os valores ótimos dos pesos	73
Capítulo 5 Algoritmos adaptativos em sistemas de antenas adaptativas	81
5.1. Introdução.....	81
5.2. Algoritmo de menor média quadrática.....	81
5.3. Algoritmo adaptativo LMS.....	84
5.3.1. Taxa de convergência do algoritmo LMS.....	85
5.4. Algoritmo de adaptação cega.....	86
5.5. Algoritmo de inversão da matriz de amostragem.....	88
Capítulo 6 Simulações e análise de resultados	91
6.1. Introdução.....	91
6.2. Cancelamento do sinal interferente.....	91

6.3. Redução do sinal interferente.....	93
6.4. Redução do sinal interferente para diferentes iterações.....	97
6.5. Simulação de um sistema de varredura.....	98
Capítulo 7 Comentários e conclusão.....	101
7.1. Aspectos relevantes do trabalho.....	101
7.2. Descrição sumária das simulações.....	103
7.3. Propostas para novos estudos.....	103
Artigos Publicados com esta Dissertação.....	106
Referências Bibliográficas.....	107
Apêndice A - Demonstração da equação (5.11).....	112
Apêndice B - Demonstração da Equação (5.17).....	114
Apêndice C - Estrutura de um Filtro FIR transversal ou forma direta.....	116
ANEXO I - Composição da onda eletromagnética em comunicações.....	117
ANEXO II - Processamento Digital de Sinal.....	127
ANEXO III - Programa para o formador de feixe fixo de Butler.....	137
ANEXO IV - Programa para obtenção do diagrama de irradiação do formador convencional.....	138
ANEXO V - Programa para obtenção do diagrama de irradiação de um formador com direcionamento de nulos.....	139
ANEXO VI - Programa referente ao sistema de varredura.....	140

Lista de figuras

Figura 1.1. <i>Sistemas de antenas formando diferentes feixes para assinantes. É possível tornar seu comportamento inteligente, de modo a se assegurar comunicação privilegiada com cada um.....</i>	6
Figura 2.1. <i>Arquiteturas típicas de redes de antenas. (a) representação de uma rede linear. (b) representação de uma rede planar. (c) representação de uma rede circular. (d) representação de uma rede volumétrica.....</i>	10
Figura 2.2. <i>Representação dos ângulos diretores de um vetor posição. (a) identificação dos ângulos diretores. (b) ângulos diretores em função dos ângulos θ e ϕ do sistema de coordenadas esféricas.....</i>	11
Figura 2.3. <i>Representação dos co-senos diretores para os diferentes eixos da rede linear de antenas.....</i>	12
Figura 2.4. <i>Representação de uma rede linear de antenas para determinação do campo total e em cada elemento da rede.....</i>	13
Figura 2.5. <i>Rede de antenas no plano xyz com L elementos irradiadores e M fontes de sianis.....</i>	16
Figura 2.6. <i>Representação de uma rede linear de antenas no plano xyz. O eixo da rede está sobre o eixo x do plano.....</i>	17
Figura 2.7. <i>Representação de uma rede linear de antenas com quatro elementos irradiadores recebendo uma frente de onda plana gerada por uma fonte de sinal.....</i>	18
Figura 3.1. <i>Formação de feixe, lobos e nulos dos sistemas de comutação de feixe e de redes adaptativas. O sinal desejado é escolhido pelo direcionamento do lobo. A interferência de co-canal é suprimida com o ajuste dos nulos do diagrama de irradiação.....</i>	26
Figura 3.2. <i>Sistema de comutação de feixes com doze feixes para uma cobertura omnidirecional de um sistema móvel celular.....</i>	27
Figura 3.3. <i>Exemplo de configuração de um sistema de comutação de feixes para formar m feixes a partir de m elementos irradiadores.....</i>	29
Figura 3.4. <i>Aplicação da matriz de Butler para formação de feixe em uma rede de antenas com dois elementos.....</i>	30
Figura 3.5. <i>Exemplos de diagramas obtidos com a junção híbrida e defasadores de 90°, conforme a entrada de excitação, segundo a matriz de Butler.....</i>	30
Figura 3.6. <i>Representação de híbridas com 90° de defasagem na saída parte (a) e com 180° de defasagem na saída parte(b).....</i>	31
Figura 3.7. <i>Formador de Butler utilizando: (a) $p = 2$ para formador com quatro elementos irradiadores, $n = 4$ e (b) $p = 4$ para o formador com oito elementos irradiadores, $n = 8$.....</i>	32

Figura 3.8. Rede de formação de múltiplos feixes utilizando matriz de Butler. (a) Rede de antenas com quatro elementos. (b) Diagrama de irradiação resultante na saída do formador.....	34
Figura 3.9. Diagrama de irradiação resultante do formador de Butler representado na forma retangular.....	34
Figura 3.10. Representação da transformada de Fourier de um pulso retangular, que assume o formato da função $ \text{sen}(x)/x $	35
Figura 3.11. Rede de antenas de L elementos aplicando a matriz de Blass para formação dos feixes fixos.....	36
Figura 3.12. Configuração da rede de Wullenweber, utilizada na faixa de HF. Esta estrutura permite feixes fixos capazes de uma cobertura de 360° no plano horizontal.....	38
Figura 3.13. Configurações de redes adaptativas. (a) Rede adaptativa para processamento de sinal em faixa estreita. (b) Rede adaptativa para processamento de sinal em faixa larga.....	39
Figura 3.14. (a) Estrutura de uma rede adaptativa para receber sinais de faixa estreita. (b) Diagrama de irradiação resultante.....	40
Figura 3.15. Estrutura de uma rede adaptativa faixa larga, item (a). Na parte (b) encontra-se o diagrama de irradiação resultante para esta estrutura.....	41
Figura 3.16. Diagrama de blocos de uma rede adaptativa interligada aos equipamentos utilizados na recepção dos sinais	42
Figura 3.17. Estrutura formadora de feixe com ajustes dos pesos para uma rede linear de antenas.....	43
Figura 3.18. Diagrama de uma rede adaptativa SLC utilizando pesos para o controle do diagrama de irradiação.....	45
Figura 3.19. Sistema adaptativo com rastreamento de um assinante, ou grupo de assinantes, em um sistema de comunicação móvel. Vários assinantes independentes são formados e direcionados para as fontes de sinais desejados.....	46
Figura 3.20. Sistema de comunicação móvel empregando a técnica SDMA. Os diversos usuários atendidos pela mesma estação radiobase utilizam as mesmas frequências.....	46
Figura 4.1. Estrutura de um formador de feixe de largura de faixa estreita.....	51
Figura 4.2. Esquema de um formador convencional em uma rede de antenas com quatro elementos irradiadores e de mesmo espaçamento ds entre eles.....	56
Figura 4.3. Estrutura de um formador de feixe convencional utilizada para exemplificar o comportamento do diagrama de irradiação.....	58
Figura 4.4. Diagrama de irradiação resultante do formador convencional da Figura 5.3. O máximo está direcionado para a fonte de sinal desejada na direção $\phi_0 = 75^\circ$	58

Figura 4.5. Diagrama de irradiação para o formador de feixe que realiza o direcionamento de nulos para sinais indesejáveis e o lóbo principal para o sinal desejado.....	61
Figura 4.6. Estrutura de um formador de feixe adaptativo para sinais de faixa larga.....	61
Figura 4.7. Representação da densidade espectral de potência.(a) sinal desejado. (b) sinal interferente. (c) ruído.....	67
Figura 4.8. Estrutura de formação de feixe de faixa larga com duas derivações na linha de retardo em cada elemento da antena.....	71
Figura 4.9. Diagrama de irradiação para o formador ilustrado na Figura 5.8.....	72
Figura 4.10. Diagrama de blocos de uma rede adaptativa onde os pesos são ajustados de acordo com o sinal de saída do formador.....	73
Figura 5.1. Estrutura de uma rede de antenas adaptativas.....	82
Figura 5.2. Representação de um formador de feixe adaptativo utilizando adaptação cega.....	87
Figura 6.1. Diagrama de blocos do formador de feixe adaptativo com MVDR utilizando o algoritmo LMS.....	92
Figura 6.2. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 20$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 30$ dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 40$ dB e $\mu = 10^{-10}$	94
Figura 6.3. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 100$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 30$ dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 40$ dB e $\mu = 10^{-10}$	95
Figura 6.4. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 200$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 30$ dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma $INR = 40$ dB e $\mu = 10^{-10}$	96
Figura 6.5. Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 20$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.....	97

Figura 6.6. Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 25$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.....	97
Figura 6.7. Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 30$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.....	98
Figura 6.8. Rede adaptativa com cinco elementos.....	99
Figura 6.9. Representação de um sistema de redes de antenas adaptativas que propicia o acompanhamento do lobo principal quando a fonte de sinal desejada desloca-se no espaço. Em (a) tem-se a posição inicial em 0° . (b) posição arbitrária em 45°	99
Figura 6.10. Representação de um sistema de redes de antenas adaptativas que propicia o acompanhamento do lobo principal quando a fonte de sinal desejada desloca-se no espaço. Em (c) localização em 60° . (d) em 90° . (e) em 120° e (f) posição angular final do deslocamento com 135°	100
Figura 7.1. Diagrama de blocos dos sistemas de antenas adaptativas empregando os algoritmos . (a) LMS e (b) CMA.....	104
Figura C.1. Representação de um sistema FIR na forma direta.....	116
Figura I.1. Senóides com amplitudes aleatórias.....	118
Figura I.2. Senóides com fases aleatórias.....	119
Figura I.3. Representação do tempo de atraso que uma onda plana leva para atingir os elementos de uma rede linear de antenas.....	123
Figura II.1. Diagrama de blocos de um processador analógico de sinal.....	128
Figura II.2. Diagrama de blocos de um sistema de processamento digital de sinal.....	129
Figura II.3. Diagrama de blocos de uma rede de antenas adaptativas que emprega o conversor analógico-didigital.....	130
Figura II.4. Diagrama de blocos das categorias operacionais do DSP.....	131
Figura II.5. Diagrama de blocos de um processador de sinal.....	132
Figura II.6. Diagrama de blocos de um sistema de antenas adaptativas que utiliza o DSP TM320C54x de ponto fixo da Texas Instruments.....	135

Lista de Símbolos

α_d	Ângulo entre o vetor \vec{r} e o eixo x do sistema de coordenadas.
β_d	Ângulo entre o vetor \vec{r} e o eixo y do sistema de coordenadas.
γ_d	Ângulo entre o vetor \vec{r} e o eixo z do sistema de coordenadas.
δ	Defasagem entre os elementos da rede e diferença de fase progressiva gerada pela matriz de Butler.
ϕ	Ângulo de elevação.
θ	Ângulo de azimute.
ψ	Função angular generalizada.
$\tau_{\ell,m}(\phi_m, \theta_m)$	Tempo de atraso.
ζ	Resultado dos experimentos de um processo aleatório.
ω	Frequência angular em rad/s.
ω_c	Frequência angular da portadora em rad/s.
π	Pi, 3,14159
σ_x^2	Variância.
σ_x	Desvio padrão.
σ_{XY}	Covariância
$\rho_x(t_1, t_2)$	Coefficiente de correlação.
τ	Intervalo de tempo.
Ω	Ohm, unidade de resistência.
$\xi_m(t)$	Mensagem.
$\Delta\psi_m(\phi_m, \theta_m)$	Deslocamento de fase da onda da m-ésima fonte de sinal.
λ	Comprimento de onda.
γ_{fp}	Fator de propagação.
α	Constante de atenuação em Np/m.
β	Fator de fase em rad/m.
δ_d	Defasador.
$\varepsilon(t)$	Sinal de erro.
$\varepsilon^2(t)$	Erro médio quadrático.
Λ	Matriz diagonal dos autovalores da matriz R .
λ_L	Autovalor da matriz R .

Λ_1	Matriz dos vetores de direção de todas as fontes de sinais.
Δ	Atraso de fase.
ω_0	Frequência central de operação em rad/s.
ϕ_i	Ângulo do sinal interferente.
$\Delta\omega_d$	Largura de faixa do sinal desejado.
$\Delta\omega_i$	Largura de faixa do sinal interferente.
$\Delta\omega_n$	Largura de faixa do ruído.
ξ_d	Relação sinal ruído do sinal desejado.
ξ_i	Relação interferência ruído.
ξ_n	Potência de ruído normalizada.
∇	Gradiente.
β_e	Coefficiente escalar.
λ_{max}	Máximo autovalor.
σ_s^2	Potência do sinal desejado.
σ_I^2	Potência do sinal interferente
$\overline{\varepsilon^2}$	Erro médio quadrático.
μ	Taxa de convergência do algoritmo.
α_e	Amplitude da envoltória.
$\varepsilon(k_i)$	Erro em um intervalo de amostra.
$e(k_i)$	Erro em função do sinal de saída.
e	Erro introduzido pelos valores estimados.
n	Número de iterações.
\log	Função logarítmica.
ϕ_{di}	Ângulo do sinal desejado na posição inicial.
ϕ_{df}	Ângulo do sinal desejado na posição final.
\vec{i}	Vetor unitário no eixo x.
\vec{j}	Vetor unitário no eixo z.
\vec{k}	Vetor unitário no eixo y.
$\vec{r}(x, y, z)$	Vetor posição no espaço xyz.
$ \vec{r} $	Módulo do vetor posição.

$ \bar{\mathbf{i}} $	Módulo do vetor unitário $\bar{\mathbf{i}}$.
$ \bar{\mathbf{j}} $	Módulo do vetor unitário $\bar{\mathbf{j}}$.
$ \bar{\mathbf{k}} $	Módulo do vetor unitário $\bar{\mathbf{k}}$.
$E(\phi, \theta)$	Campo irradiado.
$f(\phi, \theta)$	Função que descreve o diagrama de irradiação do campo no espaço.
E_0	Amplitude do campo.
k	Fator de fase.
$E_N(\phi, \theta)$	Campo irradiado no N -ésimo elemento da rede.
$E_t(\phi, \theta)$	Campo total irradiado.
$E_n(\phi, \theta)$	Campo total normalizado.
$R_N(\psi)$	Fator espacial da rede.
$e^{i(N-1)\psi/2}$	Fator de fase.
f_0	Frequência cíclica central de operação em Hz.
$\tau_{\ell, m}$	Tempo que a onda plana, originada da m -ésima fonte de sinal, atinge o ℓ -ésimo elemento da rede.
$\bar{\mathbf{p}}$	Vetor posição do ℓ -ésimo elemento da rede.
$\bar{\mathbf{r}}(\phi_m, \theta_m)$	Vetor da fonte de sinal na direção (ϕ_m, θ_m) .
Θ	Variável aleatória da fase de um processo estocástico.
∞	Infinito.
$Y(t, \zeta)$	Processo estocástico.
ζ	Variável aleatória da fase de um processo estocástico.
$m_X(t)$	Média ou valor esperado de uma variável aleatória.
$E[\cdot]$	Operador que identifica a média da função.
$p_X(x)$	Função densidade de probabilidade.
$var(X)$	Variância de uma variável aleatória.
$Cov(X, Y)$	Covariância entre duas variáveis aleatórias.
$R_X(t_1, t_2)$	Função autocorrelação.
$C_X(t_1, t_2)$	Autocovariância.
$R_{XY}(t_1, t_2)$	Correlação cruzada.

$C_{XY}(t_1, t_2)$	Covariância cruzada.
$R(\tau)$	Função autocorrelação em um intervalo de tempo.
$S_X(\omega)$	Densidade espectral de potência.
P_X	Potência média de um processo aleatório.
$s_m(t)$	Sinal modulante de banda passante da m -ésima fonte de sinal.
$\Re\{\}$	Parte real de um número complexo.
$m_m(t)$	Envoltória complexa.
Δ	Intervalo de amostragem.
$d_m(n)$	Seqüência de mensagem.
$g(t)$	Seqüência binária.
p_i	Potência da fonte.
$q_{\ell, m}$	Sinal recebido no ℓ -ésimo elemento devido a m -ésima fonte.
$r_{\ell, m}$	Sinal recebido no ℓ -ésimo elemento devido a m -ésima fonte.
S_r	Densidade de potência em uma antena.
G_s	Ganho da antena transmissora em relação a antena isotrópica.
P_t	Potência transmitida pela antena transmissora.
P_r	Potência recebida na antena.
A_e	Área efetiva da antena.
G_b	Ganho da antena receptora em relação a antena isotrópica.
A_t	Atenuação no espaço livre.
P_L	Perda no espaço livre.
$P_{r \min}$	Perda mínima no espaço livre.
$p(Y)$	Distribuição log-normal e função densidade de probabilidade log-normal.
X_σ	Variável com distribuição gaussiana.
$P_r(d)$	Potência recebida em função da distância.
$P_L(d)$	Perda no espaço livre em função da distância.
$\mathbf{y}(t)$	Vetor de sinal na saída do formador de feixe.
n_H	Número de junções híbridas.

n_{df}	Número de deslocadores de fase fixa.
n_{ld}	Número de linhas com deslocadores de fase fixa.
θ_M	Ângulo de inclinação entre as linhas de excitação do formador de Blass.
R	Resistência por unidade de comprimento Ω/m .
L	Indutância H/m
G	Condutância S/m.
C	Capacitância F/m.
$y(t)$	Sinal na saída da rede.
$n(t)$	Ruído branco AWGN.
$d(t)$	Sinal de referência.
$x_n(t)$	Sinal que chega nos elementos da rede de antenas.
\mathbf{W}^H	Complexo conjugado do vetor peso.
$\mathbf{X}(t)$	Vetor composto pelos sinais que chegam na rede de antenas.
$\mathbf{n}(t)$	Vetor das componentes de ruído de cada elemento da rede.
$P(\mathbf{W})$	Potência média na saída do formador em função do vetor peso.
$\tilde{x}_{\ell k_d}(t)$	Sinal nas derivações de uma linha de retardo.
$w_{\ell k_d}$	Peso nas linhas de retardo.
$\tilde{d}_0(t)$	Sinal de referência normalizado.
$\tilde{d}(t)$	Sinal de referência.
p_d	Potência do sinal desejado.
$\mathbf{X}_{d\ell}$	Matriz do sinal desejado no ℓ -ésimo elemento.
$\mathbf{X}_{i\ell}$	Matriz do sinal interferente no ℓ -ésimo elemento.
$\mathbf{X}_{n\ell}$	Matriz do ruído no ℓ -ésimo elemento.
\mathbf{X}_d	Matriz do sinal desejado da rede.
\mathbf{X}_i	Matriz do sinal interferente da rede.
\mathbf{X}_n	Matriz do ruído da rede.
\mathbf{X}_ℓ	Matriz dos sinais no ℓ -ésimo elemento.
\mathbf{R}_d	Matriz autocorrelação do sinal desejado.

\mathbf{R}_i	Matriz autocorrelação do sinal interferente.
\mathbf{R}_n	Matriz autocorrelação do ruído.
$[\mathbf{R}_{d_{mm}}]_{jk_c}$	Submatriz do sinal desejado.
$[\mathbf{R}_{i_{mm}}]_{jk_c}$	Submatriz do sinal interferente.
$[\mathbf{R}_{n_{mm}}]_{jk_c}$	Submatriz do ruído.
T_d	Tempo de atraso do sinal desejado.
T_i	Tempo de atraso do sinal interferente.
T_0	Tempo de atraso de fase para 90° .
k_c	Coluna da matriz.
$\tilde{y}(t)$	Sinal de saída do formador de faixa larga.
$\tilde{y}_d(t)$	Sinal de saída do sinal desejado do formador de faixa larga.
$\tilde{y}_i(t)$	Sinal de saída do sinal interferente do formador de faixa larga.
$\tilde{y}_n(t)$	Sinal de saída do ruído do formador de faixa larga.
$S_{\tilde{d}}(\omega)$	Densidade espectral de potência do sinal desejado.
$S_{\tilde{i}}(\omega)$	Densidade espectral de potência do sinal interferente ou indesejável.
$S_{\tilde{n}}(\omega)$	Densidade espectral de potência do ruído.
$R_d(\tau_d)$	Função autocorrelação do sinal desejado.
$R_i(\tau_i)$	Função autocorrelação do sinal interferente.
$R_n(\tau_n)$	Função autocorrelação do ruído.
P_d	Potência do sinal desejado na saída do formador.
P_i	Potência do sinal interferente na saída do formador.
$\Delta\omega_{rd}$	Largura de faixa relativa do sinal desejado.
$\Delta\omega_{ri}$	Largura de faixa relativa do sinal interferente.
$\Delta\omega_{rn}$	Largura de faixa relativa do ruído.
$s(t)$	Fonte de sinal desejado.
$\mathbf{I}(t)$	Vetor composto por fontes de sinais interferentes.
$si(t)$	Sinal interferente.
\mathbf{r}	Matriz de correlação cruzada.
$\mathbf{W}_{\acute{o}timo}$	Valor ótimo para o peso.

\mathbf{R}_I	Matriz de autocorrelação dos sinais interferente.
\mathbf{R}_s	Matriz de autocorrelação do sinal desejado.
\mathbf{R}_I^{-1}	Inversa da matriz de autocorrelação dos sinais interferentes.
\mathbf{g}	Vetor ganho.
β_{MSE}	Ganho para o critério de MSE.
β_{MV}	Ganho para o critério de MV.
β_{SIR}	Ganho para a máxima SIR.
k_i	Tempo de amostragem.
\mathbf{W}_{LMS}	Valor ótimo para o peso utilizando o algoritmo LMS.
$\mathbf{R}(x, d)$	Matriz de correlação cruzada.
$\mathbf{W}(k_i)$	Vetor peso antes da adaptação.
$\mathbf{W}(k_i + 1)$	Vetor peso após a adaptação.
$\nabla(k_i)$	Vetor gradiente estimado para o erro médio quadrático.
$\text{tr}[\mathbf{R}(x, x)]$	Traço da matriz de autocorrelação.
$y(k_i)$	Sinal de saída amostrado.
$g(\bullet)$	Função que estima o sinal de saída.
$e(k_i)$	Equação de erro do sinal amostrado.
$\hat{\mathbf{r}}$	Vetor de direção do sinal desejado com valores estimados.
$\hat{\mathbf{R}}$	Matriz de autocorrelação do sinal desejado com valores estimados.
σ_n^2	Potência média de ruído AWGN.
*	Conjugado.
$X(t, \zeta), X(t)$	Processo estocástico.
$\mathbf{a}(\phi_m, \theta_m), \mathbf{a}_m$	Vetor posição ou vetor de resposta da rede.
ϕ_d, ϕ_0	Ângulo do sinal desejado.
A	Amplitude do sinal de um processo estocástico.
\mathbf{A}	Matriz correlação das fontes de sinais.
\mathbf{a}	Vetor de direção do sinal desejado.
c	Velocidade da luz, 3×10^8 m/s.
d	Distância geométrica entre a antena transmissora e a receptora.

d_0	Distância de referência.
ds	Separação entre os elementos da rede.
\mathbf{e}	Vetor que determina a direção de máximo e de nulo.
e	Erro introduzido nos valores estimados.
H	Transposto conjugado hermitiano.
i	Parte imaginária de um número complexo.
I	Conjunto de valores.
\mathbf{I}	Matriz identidade.
j	Linha da matriz.
K	Constante de proporcionalidade.
L	Elementos distribuídos na rede de antenas.
M	Número de fontes de sinais.
N, n	Número de elementos da rede linear.
N	Número de amostras no espaço S .
\mathbf{P}	Ponto de referência.
P_n	Potência de ruído térmico na saída do formador.
\mathbf{Q}	Matriz composta pelos autovetores de \mathbf{R} .
\mathbf{q}_ℓ	Vetor coluna da matriz \mathbf{R} .
R	Raio da circunferência.
\mathbf{R}	Matriz de autocorrelação.
\mathbf{R}^{-1}	Inversa da matriz de autocorrelação.
r_N	Vetor direção do N -ésimo elemento da rede ao ponto \mathbf{P} .
\mathbf{R}_n	Matriz autocorrelação do ruído.
s	Segundos.
S	Conjunto de amostras em um espaço.
\mathbf{s}	Vetor do sinal desejado.
t	Tempo em segundos.
\mathbf{T}	Matriz linha de uma rede BFN.
T, t	Transposta.
\mathbf{W}	Vetor peso.
w	Peso.
w^*	Conjugado do peso.
w_n	Peso no n -ésimo elemento da rede.
\mathbf{W}_ℓ	Vetor peso correspondente ao ℓ -ésimo elemento.
\mathbf{X}	Matriz composta pelos vetores de sinais.

\mathbf{X}^*	Conjugado da matriz de sinal.
\mathbf{X}^T	Transposta da matriz \mathbf{X} .
x_ℓ	Sinal no ℓ -ésimo elemento da rede.
\mathbf{X}_ℓ	Vetor dos sinais nas derivações do ℓ -ésimo elemento da rede.
ℓ	ℓ -ésimo elemento da rede.

Lista de Siglas

A/D	Conversor análogo-digital.
ASP	Processamento de sinal analógico, do inglês <i>Analog Signal Processing</i> .
AWGN	Ruído branco aditivo gaussiano, do inglês <i>Additive White Gaussian Noise</i> .
BER	Taxa de erro de bit, do inglês <i>Bit Error Rate</i> .
BFNM	Matriz de rede de formação de feixe, do inglês <i>Beamforming Network Matrix</i> .
BFN	Rede de formação de feixe, do inglês <i>Beamforming Network</i> .
CAD	Conversor analógico digital.
CDA	Conversor digital analógico.
CDMA	Técnica de acesso com divisão de códigos, do inglês <i>Code Division Multiple Access</i> .
CMA	Algoritmo de módulo constante, do inglês <i>Constant Modulus Algorithm</i> .
dB	Ganho em decibels.
dBi	Ganho em decibels tendo como referência a antena isotrópica.
DDC	Conversor para baixa frequência digital, do inglês <i>Digital Down Converter</i> .
DFT	Transformada discreta de Fourier, do inglês <i>Discrete Fourier Transform</i> .
DOA	Direção de chegada do sinal desejado, do inglês <i>Direction-of-Arrival</i> .
DSP	Processador digital de sinal, do inglês <i>Digital Signal Processor</i> .
FDMA	Técnica de acesso com divisão de frequência, do inglês <i>Frequency Division Multiple Access</i> .
FFT	Transformada rápida de Fourier, do inglês <i>Fast Fourier Transform</i> .
FI	Frequência intermediária, do inglês <i>Intermediate Frequency</i> .
FIR	Filtro de resposta impulsiva de duração finita, do inglês <i>Finite-duration Impulse Response</i> .
FSK	Modulação por chaveamento com deslocamento de frequência, do inglês <i>Frequency Shift Keying</i> .

GMSK	Modulação por chaveamento com mínimo deslocamento gaussiano, do inglês <i>Gaussian Minimum Shift Keying</i> .
GSM	Sistema global de comunicações móveis, do inglês <i>Global System for Mobile Communications</i> .
HF	Alta frequência, do inglês <i>High Frequency</i> .
I	Sinal em fase, do inglês <i>In-phase</i> .
IEEE	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica, do inglês <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> .
IIR	Filtro de resposta impulsiva de duração infinita, do inglês <i>Infinite Impulse Response</i> .
INR	Relação interferência ruído, do inglês <i>Interference Noise Ratio</i> .
LMS	Algoritmo de menor média quadrática, do inglês <i>Least Mean Square</i> .
LNA	Amplificador de baixo ruído, do inglês <i>Low Noise Amplifier</i> .
LSI	Integração em grande escala, do inglês <i>Large Scale Integration</i> .
MFLOPS	Milhões de operações com ponto flutuante por segundo, do inglês <i>Million Instructions Per Second</i> .
MIPS	Milhões de instruções por segundo, do inglês <i>Million Instruction Per Second</i> .
MLM	Método da máxima verossimilhança, do inglês <i>Maximum Likelihood Method</i> .
MMSE	Mínimo erro médio quadrático, do inglês <i>Minimum Mean Square Error</i> .
MSE	Erro médio quadrático, do inglês <i>Mean Square Error</i> .
MSI	Integração em média escala, do inglês <i>Medium Scale Integration</i> .
MSPS	Mulhões de amostras por segundo, do inglês <i>Million Samples Per Second</i> .
MVDR	Resposta com mínima variância (potência) sem distorção, do inglês <i>Minimum Variance Distortionless Response</i> .
PCS	Sistema de comunicação pessoal, do inglês <i>Personal Communication Systems</i> .
PDF	Função densidade de probabilidade, do inglês <i>Probaliti densidade function</i> .
PoF	Pós filtro, do inglês <i>Pós-Filter</i> .

PrF	Pré filtro, do inglês <i>Pré-Filter</i> .
Q	Sinal em quadratura, do inglês <i>Quadrature</i> .
QPSK	Modulação com chaveamento e deslocamento de fase em quadratura, do inglês <i>Quadrature Shift Keying</i> .
SDMA	Técnica de múltiplo acesso por divisão espacial, do inglês <i>Spacial Division Multiple Access</i> .
SINR	Relação sinal-interferência ruído, do inglês <i>Signal Interference Noise Ratio</i> .
SIR	Relação sinal interferência, do inglês <i>Signal Interference Ratio</i> .
SLC	Cancelador de lóbulos laterais, do inglês <i>Side Lobe Canceler</i> .
SMI	Matriz inversa de amostragem, do inglês <i>Sample Matrix Inversion</i> .
SNR	Relação sinal ruído, do inglês <i>Signal Noise Ratio</i> .
SSS	Processo estacionário de sentido restrito, do inglês <i>Strict Sense Stationary</i> .
TDMA	Técnica de múltiplo acesso com divisão de tempo, do original em inglês <i>Time Division Multiple Access</i> .
UHF	Frequência muito alta, do inglês <i>Ultra High Frequency</i> .
VLSI	Integração em escala muito grande, do original em inglês <i>Very Large Scale Integration</i> .
WSS	Processo estacionário de sentido amplo, do original em inglês <i>Wide Sense Stationary</i> .

Resumo

Faria, V. V. Antenas adaptativas para sistemas de comunicações sem fio. Santa Rita do Sapucaí. 2003. Instituto Nacional de Telecomunicações.

As antenas adaptativas são sistemas irradiantes que permitem o controle do formato e da direção do diagrama de irradiação. Com isto, são capazes de orientar o lobo principal do diagrama de irradiação para o sinal desejado e reduzir, simultaneamente, a influência dos sinais interferentes. Estes sistemas apresentam demanda acentuada nas tecnologias 3G e 4G do sistema móvel celular. O que torna possível o aumento na capacidade de canal do sistema. Então, este trabalho apresenta um estudo teórico deste sistema e as simulações em computador baseadas nas teorias propostas. O estudo baseia-se na obtenção do sinal a partir de uma onda plana que atinge uma rede linear de elementos irradiantes. Nessa rede, são introduzidos parâmetros de processamento, conhecidos como pesos, que permitem ajustar a fase e a amplitude do sinal transmitido/recebido. Os ajustes são feitos por um processador digital de sinal que, através de algoritmos especiais, fazem a atualização dos pesos da rede em função das direções do sinal desejado e da supressão das interferências. Nos cálculos e nas simulações utilizam-se os algoritmos e funções matemáticas que descrevem o controle do diagrama de irradiação obtido nos diagramas.

Palavras-chave: Rede de antenas, Antenas adaptativas, Antenas inteligentes, Controle de interferência, Processamento digital de sinal.

Abstract

Faria, V. V. Adaptive antennas for wireless communications systems. Santa Rita do Sapucaí. 2003. National Institute of Telecommunications.

Adaptive antennas is a radiating system that allows a control of the format and the direction of radiation diagram. With this control, they are capable to guide the main lobe of the radiation diagram to the desired signal and to reduce, simultaneously, the influence of the interferences signals. These systems have an accentuated demand in the technologies 3G and 4G of cellular mobile system. It makes possible the increase in the capacity of canal of the system. This work presents a theoretical study of this system and the simulations in a computer based on proposals theories. The study is based on the attainment of the signal from a plane wave that reaches a linear array of radiating elements. In this array, processing parameters are introduced, known as weights, that allow to adjust the phase and the amplitude of the transmitted/received signal. The adjustments are made by a digital signal processor that, through special algorithms, update the weights of the array as a function of the directions of the desired signal and the suppression at interferences. On the calculations and the simulations the algorithms and mathematical functions are used to describe the control of the diagram radiation gotten on the diagrams.

Key-words: Antennas Array, Adaptive Antennas, Smart Antennas, Interference Control, Digital Signal Processing

Capítulo 1

Introdução

1.1. Apresentação do assunto

Nos sistemas de comunicações, quase sempre junto ao sinal desejado existe a presença de interferências originadas por fontes naturais e por equipamentos produzidos pelo homem. Os desempenhos dos sistemas podem ficar seriamente comprometidos com a presença desses sinais indesejáveis. É possível diminuir o problema em sistemas de comunicações sem fio com o emprego de *antenas inteligentes (smart antennas)*. Esta tecnologia pode ser aplicada mesmo em sistemas modernos de radiocomunicações com múltiplos acessos, como por exemplo nos sistemas analógicos que usam múltiplo acesso por divisão de frequência (*FDMA*) e em sistemas de comunicações digitais, com o múltiplo acesso por divisão de tempo (*TDMA*), múltiplo acesso por divisão de código (*CDMA*) e no sistema global para comunicações móveis (*GSM*). Tem aplicação, ainda, em sistemas duplex por divisão de frequência e por divisão de tempo. As antenas inteligentes são também utilizadas para separar sinais de diferentes assinantes em um mesmo sistema, que exigem o múltiplo acesso por divisão espacial (*SDMA*).

O processo engloba técnicas para melhorar a recepção do sinal, aumentar a relação sinal-ruído, reduzir efeitos de interferências, com controle de pontos nulos e de máxima recepção do diagrama de irradiação. Permite, também, um acréscimo na capacidade do sistema através do reuso de frequências e uma melhora na área de cobertura, com aumento do avanço em áreas desejadas e a criação de regiões de sombra para os sinais que se deseja expurgar.

1.2. Histórico do desenvolvimento das antenas inteligentes

A concepção de antenas inteligentes iniciou-se com a tecnologia das redes fasadas de antenas, com as quais é possível controlar o diagrama de irradiação. Este tipo de rede foi proposto inicialmente em 1889 e projetada em uma primeira versão em 1906¹. Com o surgimento dos rádios de ondas curtas na década de 20, essas antenas foram usadas com o objetivo de dirigir o máximo do diagrama de irradiação para regiões especificadas, numa versão pioneira de radiocomunicação ponto-a-ponto. Depois de muitas adaptações, a partir da II Grande Guerra, houve uma difusão de seu uso em diversos sistemas de comunicações. Uma evolução do sistema foi a formação adaptativa de feixe, empregada primeiramente nos sistemas de radar e sonar. Uma patente neste sentido foi obtida por L. C. Van Atta em 1959, onde o termo *antena adaptativa* foi usado pela primeira vez (U. S. Patent. 2.908.002)⁵. No seu desenvolvimento, esse pesquisador descreveu um sistema de antenas com auto-ajuste de fase que reirradiava um sinal na direção da qual foi recebido. Em publicações especializadas no início da década de 60 o termo já estava definitivamente consagrado.

A primeira implementação prática com objetivo de anular sinais indesejáveis eletronicamente, técnica conhecida como *cancelamento de lobos laterais* (SLC – *side lobe canceler*), foi realizada pela primeira vez por Howells, que obteve uma patente do processo nos Estados Unidos em 1959 (Patente n.º 3.202.990, de maio de 1959)³. Em 1965, na Universidade de Syracuse, Applebaum desenvolveu um conceito mais completo de redes adaptativas. Ele deduziu uma lei de controle da operação desse sistema, através de um algoritmo baseado no problema de superestimar uma relação sinal-ruído na saída da rede. Na realidade, a técnica de SLC pode ser considerada um caso particular do desenvolvimento proposto por Applebaum².

Uma primeira publicação organizada sobre antenas adaptativas foi feita em 1964, sob o patrocínio da Sociedade de Antenas e Propagação do Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Essa tecnologia foi caracterizada como uma rede de elementos irradiadores com os quais seria possível o direcionamento dos lobos mais importantes do diagrama de irradiação. O sistema da época baseava-se em associação de antenas e circuitos eletrônicos de sincronização e de conjugação de fase.

No fim dos anos 60, Widrow e Hoff desenvolveram um algoritmo para controlar o diagrama de irradiação de uma rede adaptativa. A técnica procurava chegar ao menor erro médio quadrático, que levava a um desempenho satisfatório sob várias condições de uso.^{3,4} Capon desenvolveu, em 1969, o algoritmo de resposta de mínima variância sem distorção (MVDR – *minimum-variance distortionless response*), conhecido também como método de máxima semelhança (MLM – *maximum likelihood method*), que melhora o desempenho das redes adaptativas. Em 1974, Reed e sua equipe desenvolveram a técnica de adaptação rápida de formação de feixe, usando o método de inversão da matriz de amostragem (SMI – *sample-matrix inversion*). Este procedimento permite que os ajustes dos pesos sejam determinados diretamente, diferenciando dos algoritmos LMS e máxima SNR, que possuem convergência lenta³.

Em 1976, foi publicado um conjunto de estudos sobre o tema, novamente sob o patrocínio da Sociedade de Antenas e Propagação do IEEE, onde se introduziam controles sobre o direcionamento de nulos do diagrama de irradiação da rede. Nesses casos, o sistema de antenas deve responder automaticamente a um sinal interferente dirigindo para eles os nulos do diagrama de irradiação, além de diminuir a amplitude máxima dos lobos laterais. Com o avanço do uso de computadores, que permitiram rapidez em cálculos numéricos e a implementação de algoritmos rápidos, tornou-se possível a realização de filtros adaptativos, uma técnica que subsidiou também o desenvolvimento de antenas que permitissem o controle automático do diagrama de irradiação⁵.

Com base em pesquisas iniciadas na década de 50, em 1976 Applebaum desenvolveu um sistema que suprimisse até cinco fontes de perturbação². Em 1986, foram divulgados diversos trabalhos com a inclusão de processos que permitiam fazer uma estimativa espacial de elevada resolução para a captura de sinais desejados. Os procedimentos foram originados na teoria de estimação espectral e adaptados aos processamentos exigidos em redes adaptativas de antenas⁶. Desta forma, as antenas inteligentes foram desenvolvidas combinando algoritmos aplicáveis a filtros adaptativos e com elementos de redes de antenas, nos quais se estabelecem o controle da fase das correntes de excitação.

Desde então, as antenas inteligentes têm tido uma evolução constante por mais de trinta anos e suas aplicações principais estão em sistemas de comunicações móveis celulares, em sistemas de comunicações via satélite, em sistemas de radar, etc..

1.3. Aspectos Básicos

Antenas inteligentes, conhecidas também como antenas adaptativas, são constituídas por uma rede de elementos irradiantes, para transmissão ou recepção, combinada com processamentos de sinal no tempo e no espaço^{1,5}. Essas antenas e os algoritmos empregados para controle são importantes no desenvolvimento de sistemas de comunicação de alta capacidade. A possibilidade de se efetuar processamento espacial leva a um maior grau de liberdade no projeto de enlaces, permitindo melhorar o desempenho no que diz respeito à seleção de sinais desejados e rejeição de sinais espúrios. A concepção dessa estrutura iniciou-se com aplicações em radar e em comunicações aeroespaciais^{7,8}. Devido ao seu alto custo na fase inicial, durante algum tempo essa tecnologia teve sua aplicação limitada.

Com o avanço tecnológico de processadores de sinais integrados de baixo custo, seu emprego passou a ser mais atrativo para sistemas comuns de radioenlaces. Entre estas aplicações, destacam-se as comunicações móveis, com a finalidade de diminuir o problema de limitação do espectro eletromagnético nas faixas disponíveis de frequências⁷. Isto facilitou um crescimento no número de terminais móveis, garantiu aumento na eficiência espectral e na região de cobertura do enlace⁹.

Nos enlaces de radiocomunicações deve-se sempre prever o espalhamento da onda eletromagnética. O fenômeno ocorre praticamente em todos ambientes de propagação. É comum envolver múltiplos percursos do sinal, conduzindo ao fenômeno de desvanecimento, com diversas conseqüências sobre o desempenho do sistema¹⁰. Neste caso, o sinal que chega no receptor é composto por parcelas vindas de diferentes direções, podendo comprometer de maneira severa a qualidade da recepção^{12,11}. Tornou-se conveniente a aplicação de antenas inteligentes para a redução da interferência intersimbólica decorrente do atraso do sinal causado pelo espalhamento.

Os efeitos benéficos de um sistema de antenas adaptativas aparecem também no controle da interferência de co-canal, na possibilidade de redução da taxa de erro de bit (BER – *bit error rate*) e na redução do tempo de interrupção de acesso à esta-

ção radiobase⁵. Todas estas características convenientes são possíveis quando se estabelece um controle com o uso de rede de antenas capaz de formar máximos de feixe do diagrama de irradiação em direções especificadas e nulos em outras. Com isto, cancelam-se sinais indesejáveis que podem alcançar o receptor junto com os sinais a serem aproveitados.

Usualmente, no lado do transmissor a rede focaliza a energia na direção especificada, que permite reduzir efeitos de reflexões ou outras conseqüências do espalhamento. No lado do receptor, a rede pode fornecer uma compensação do desvanecimento, somando os sinais emitidos de mais de uma região através de um controle das respectivas fases ou cancelando sinais vindos de direções diferentes daquelas do sinal desejado. Graças a esta propriedade, um projeto bem elaborado permite reduzir-se o número de estações base, com a correspondente diminuição no custo e na complexidade do sistema⁹.

O aumento na eficiência espectral, definida como aumento de tráfego com a mesma distribuição no espectro de freqüências, resulta da capacidade das antenas adaptativas em fornecer lobos, para transmissão ou recepção, em diferentes, direções e com mesma freqüência. Para um usuário de telefonia móvel celular situado numa região onde existam duas estações transmissoras, com freqüências de transmissão iguais ou bem próximas, utilizar-se-ão lobos principais de irradiação em diferentes direções, dentro do mesmo canal de comunicação. O feixe que garantir maior intensidade do sinal para o usuário ocupará o canal. Esta tecnologia é conhecida como *múltiplo acesso com divisão espacial* (reconhecido pela sigla SDMA, da definição original em inglês *Spatial-Division Multiple Access*). Isto significa que é possível multiplexar canais no domínio espacial, exatamente como costuma ser feito no domínio do tempo e da freqüência². A implementação de sistemas que conduzam a estes resultados corresponde à recepção e transmissão espacialmente seletivas.

Finalmente, a redução do tempo de interrupção, representando o intervalo em que o usuário móvel perderia a capacidade de comunicação pelo aumento da taxa de erro por interferência de co-canal¹², é conseguida com aumento do número de feixes utilizados no sistema de antenas¹³. Estudos realizados por Swales *et all*² constataram que esta redução na probabilidade de bloqueio não afeta a eficiência espectral.

Salientou-se que uma das características importantes de sistemas de antenas inteligentes é a capacidade de cancelar interferências, particularmente com o controle da interferência de co-canal. Durante a transmissão, esta interferência é reduzida através da focalização do feixe na direção desejada para o sinal e garantindo a emissão nula para outros receptores. No lado de recepção, esta interferência é reduzida provendo-se um meio de efetuar-se o seu cancelamento a partir do conhecimento da sua direção de chegada. O sistema de antenas necessita diferenciar o sinal a ser aproveitado de quaisquer outros indesejáveis. Isto requer o conhecimento de um sinal de referência ou a direção da fonte do sinal desejado.

Existem diversos métodos para se estimar a direção da fonte a ser selecionada. Esses métodos exigem conhecimentos de valores de potência e informações sobre a provável posição da fonte. Não raramente, as exigências relativas a esses dois parâmetros podem ser conflitantes na implementação do sistema. Dispõem-se de algoritmos para determinar a importância do sinal, com velocidades de convergência e tempos de processamento próprios para a execução do processo. Outros utilizam características do sinal para eliminar a necessidade de uma referência. A Figura 1.1 ilustra um ambiente de comunicações móveis freqüentemente encontrado. Procurar-se-á usar antenas inteligentes a fim de reduzir interferências e ruídos entre os assinantes e o transmissor, dentro das características já expostas para este sistema.

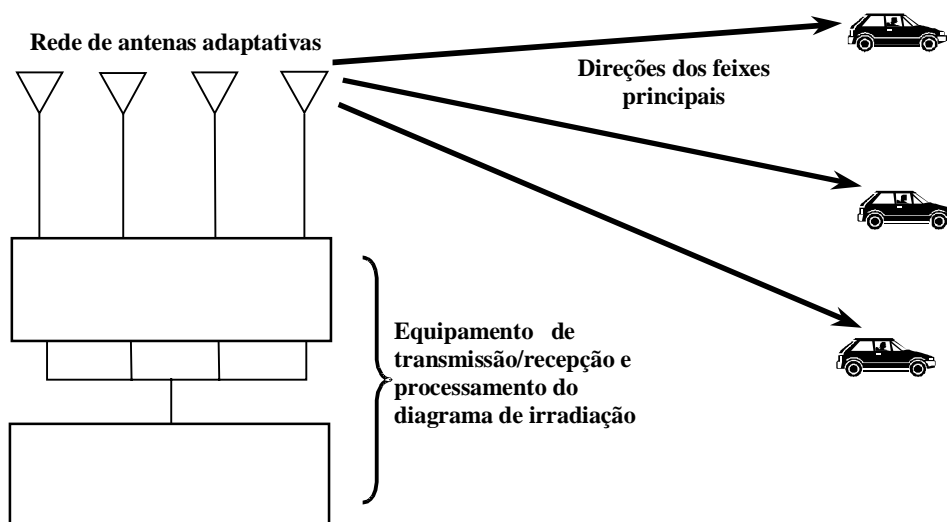


Figura 1.1 Sistemas de antenas formando diferentes feixes para os assinantes. É possível tornar seu comportamento inteligente, de modo a se assegurar comunicação privilegiada com cada um.

1.4. Importância do tema e desenvolvimento do trabalho

O tema em discussão tem grande influência em sistemas de comunicações ponto-multiponto. Nesses ambientes, encontram-se os efeitos do desvanecimento por múltiplo percurso, atraso por espalhamento e as interferências co-canais. Os desvanecimentos causados pelos vários percursos realizados pelo sinal até o receptor requer um aumento na potência do sinal para uma dada taxa de erro de bit. O atraso por espalhamento, que é a diferença entre o atraso de propagação e a soma dos múltiplos percursos, causa uma interferência intersimbólica limitando a taxa de dados. As interferências co-canais são causadas pelo reuso de frequências em células vizinhas.

Assim, com estas características comportamentais do meio de transmissão, os sistemas de comunicações por radiofrequência são limitados tanto no desempenho quanto na capacidade. Para melhorar estas restrições as antenas inteligentes proporcionam melhor qualidade de conversação para o usuário da telefonia móvel celular, diminuem a interferência por sinais espúrios e aumentam a capacidade do sistema.

O trabalho foi dividido de forma que se possa compreender o desenvolvimento de antenas inteligentes e suas principais aplicações. No Capítulo 2, é apresentada uma visão geral de rede de antenas inteligentes e o Capítulo 3 enfatiza a composição da onda eletromagnética em sistemas de comunicações. No Capítulo 4 enfatiza-se os tipos de sistemas de antenas adaptativas existentes. O Capítulo 5 foi reservado para o controle do diagrama de irradiação. Os algoritmos utilizados na formação do diagrama de irradiação são apresentados no Capítulo 6. A técnica de processamento digital bem e a característica do processador são abordados no Capítulo 7. O Capítulo 8 apresenta simulações computacionais, com os resultados pertinentes, que serão úteis no projeto deste sistema de antenas. Finalmente, o Capítulo 9 é designado para os comentários, as conclusões e propostas de projetos futuros referentes ao tema do trabalho.

Referências Bibliográficas

- ¹ STUTZMAN, L. W. and THIELE, A. G. *Antenna theory and design*. 2nd. Ed.. New York: John Wiley, 1998.
- ² SWALES, S. C. *et al.* The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems. *IEEE Trans. Vehicular Technology*,. **39**(1):56-67, Feb. 1990.
- ³ LITVA, J. and LO, T. K.-Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Boston: Artech House, 1996.
- ⁴ WILLIAM, F. G. Adaptive processing array systems. *Proc, IEEE*, **80**(1):152-162, Jan. 1992.
- ⁵ WIDROW, B. *et al.* Adaptive antenna systems. *Proc, IEEE*, **55**(12):2143-2159, Dec. 1967.
- ⁶ APPLEBAUM, S. P. Adaptive arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **24**(5):585-598, Sep., 1976.
- ⁷ CHRYSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**(3):129-136, Jun. 2000.
- ⁸ KRIM, H.; VIBERG, M. Two decades of array signal processing research: the parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, **13**(4):67-94, Jul., 1996.
- ⁹ LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- ¹⁰ ARRAYCOM. *Smart antennas systems*. Disponível em: <www.arraycomm.com and http://www.webproforum.com/smar_ant>, Intelicell[®], May 2000. Acesso em: 16 de Agosto de 2002.
- ¹¹ YACOUB, M. D. *Foundations of mobile radio engineering*. Boca Raton: CRC Press, 1993.
- ¹² LEE, William C. Y. *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2nd Ed.. New York: McGraw-Hill, 1995.
- ¹³ GODARA, L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. *Proc. of IEEE*, **85**(7):1029-1060. Jul., 1997.

Capítulo 2

Redes de Antenas

2.1. Introdução

Uma *rede de antenas* é a associação de dois ou mais elementos irradiadores, normalmente de mesmo tipo, situados próximos entre si. Sua característica principal é formar um diagrama de irradiação diferente do apresentado por um elemento isoladamente. Estas associações são também conhecidas por *conjuntos de antenas*, *sistemas de antenas*, *matrizes de antenas* ou *baterias de antenas*. Os componentes de irradiação da rede são também conhecidos como *elementos da rede*¹. O campo irradiado é a somatória dos campos originados pelos elementos, levando, portanto, ao diagrama de irradiação resultante. Através de ajustes nas amplitudes e fases das correntes de excitação e no espaçamento entre os elementos, torna-se possível alterar o diagrama de irradiação, de acordo com especificações prévias. Ou seja, é possível, por exemplo, orientar pontos de máximo para fontes de sinais desejados e nulos para os sinais interferentes².

A arquitetura das redes de antenas podem ser definidas conforme a distribuição dos elementos. Com os elementos distribuídos ao longo de um segmento de reta, conhecido como eixo da rede, obtém-se a *rede linear*. Se os elementos estiverem distribuídos ao longo de um plano, tem-se a *rede planar*. A *rede volumétrica* possui os elementos distribuídos no espaço tridimensional. A *rede circular* possui a distribuição dos elementos no formato de círculo de raio R ^{3,4}. A Figura 2.1 ilustra essas arquiteturas, sendo as redes linear e planar as mais comuns.

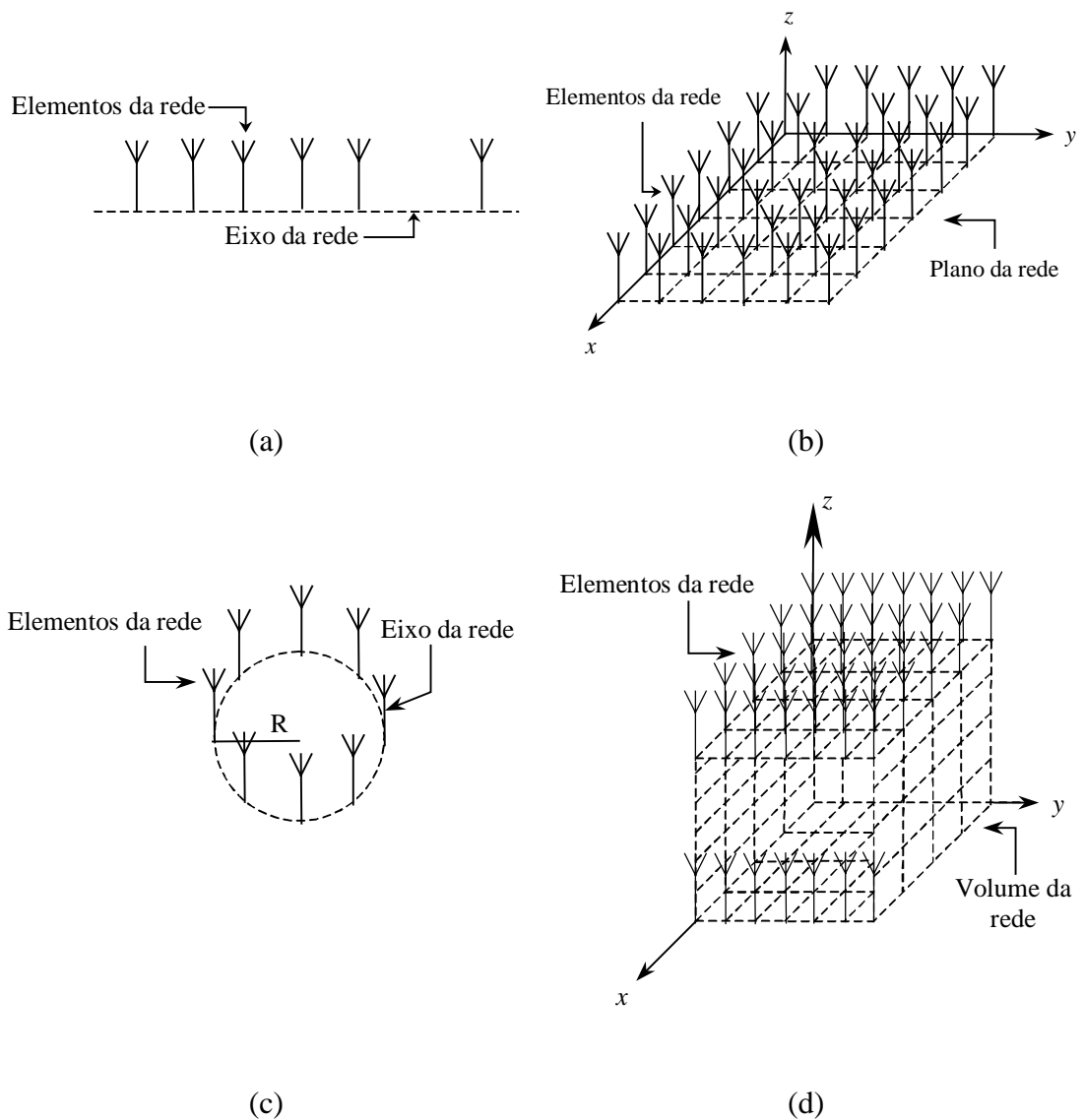


Figura 2.1. Arquiteturas típicas de redes de antenas. (a) Representação de uma rede linear. (b) Representação de uma rede planar. (c) Representação de uma rede circular. (d) Representação de uma rede volumétrica.

As redes de antenas podem também ser classificadas como *redes uniformes* e *não-uniformes*. As redes uniformes são aquelas em que os elementos são igualmente espaçados, alimentados por correntes de mesma amplitude e com mudança de fase progressiva e uniforme. As não-uniformes não apresentam as características de uniformidade mencionadas⁹. O tipo de rede de antenas utilizado neste trabalho será a *rede linear*, que pode servir de base para o desenvolvimento de outros modelos.

2.2. Parâmetros de uma rede linear de antenas

(a) **Co-seno diretor da rede em relação ao eixo.** Os *ângulos diretores* de um vetor posição \vec{r} no espaço xyz são definidos pelos ângulos existentes entre este vetor e os eixos positivos de x , y e z . Ou ainda, são os ângulos formados entre vetor \vec{r} e os vetores unitários \vec{i} , \vec{j} e \vec{k} do sistema cartesiano conforme representação Figura 2.2 (a)⁵.

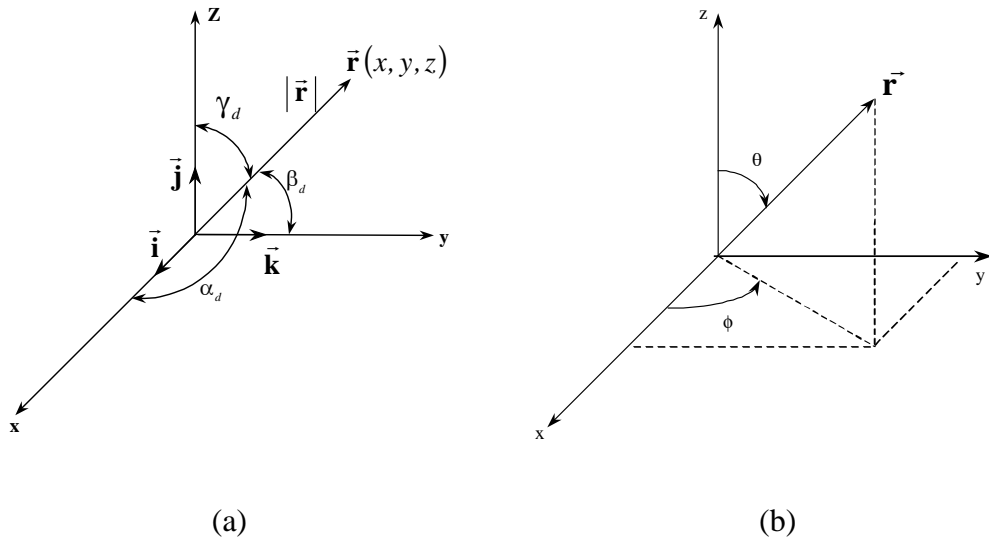


Figura 2.2. Representação dos ângulos diretores de um vetor posição \vec{r} . (a) Identificação dos ângulos diretores. (b) Ângulos diretores em função dos ângulos θ e ϕ do sistema de coordenadas esféricas.

Então, os co-senos destes ângulos, denominados *co-senos diretores*, são determinados através da relação entre a projeção do vetor \vec{r} em cada eixo cartesiano e o seu módulo⁶. Isto é, se $\vec{u} \cdot \vec{r}$ denota o produto escalar de \vec{u} por \vec{r} , e $|\vec{u}|$ o módulo de \vec{u} , então:

$$\cos \alpha_d = \frac{\vec{r} \cdot \vec{i}}{|\vec{r}| |\vec{i}|} = \frac{x}{|\vec{r}|} \quad (2.1)$$

$$\cos \beta_d = \frac{\vec{r} \cdot \vec{k}}{|\vec{r}| |\vec{k}|} = \frac{y}{|\vec{r}|} \quad (2.2)$$

$$\cos \gamma_d = \frac{\vec{r} \cdot \vec{j}}{|\vec{r}| |\vec{j}|} = \frac{z}{|\vec{r}|} \quad (2.3)$$

Os co-senos diretores podem ser expressos em função dos ângulos θ e ϕ do sistema de coordenadas esféricas, representados na Figura 2.2 (b). Assim, tem-se

$$x = |\vec{r}| \operatorname{sen} \theta \cos \phi \quad (2.4)$$

$$y = |\vec{r}| \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi \quad (2.5)$$

$$z = |\vec{r}| \cos \theta \quad (2.6)$$

Comparando-se (2.1) com (2.4), (2.2) com (2.5) e (2.3) com (2.6), resulta em

$$\cos \alpha_d = \operatorname{sen} \theta \cos \phi \quad (2.7)$$

$$\cos \beta_d = \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi \quad (2.8)$$

$$\cos \gamma_d = \cos \theta \quad (2.9)$$

onde $\cos \alpha_d$ é a projeção do vetor \vec{r} no eixo x , $\cos \beta_d$ a projeção de \vec{r} no eixo y e $\cos \gamma_d$ a projeção de \vec{r} no eixo z .

Conclui-se que ao se colocar o eixo da rede em qualquer um dos eixos x , y e z , ela possuirá um co-seno diretor diferente, conforme observado na Figura 2.3.

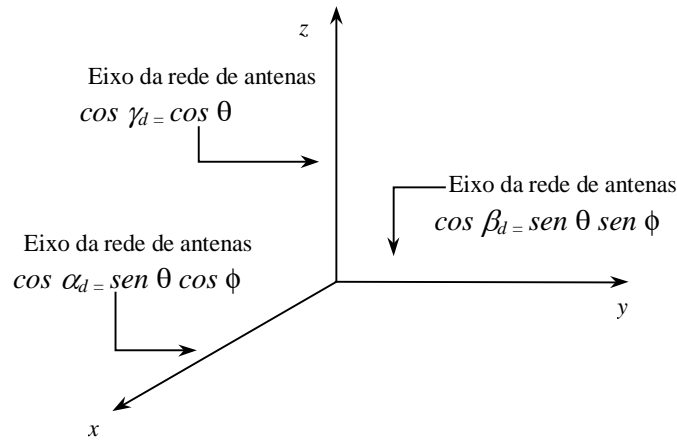


Figura 2.3. Representação dos co-senos diretores para os diferentes eixos da rede linear de antenas.

(b) Determinação do campo eletromagnético total em relação a cada elemento da rede linear uniforme. Considera-se uma rede linear com N elementos idênticos, com mesma separação entre eles, alimentados por correntes de mesma amplitude e defasadas por um ângulo δ entre os elementos, e ainda um ponto definido pelo vetor \vec{r} onde deseja-se determinar o campo total em relação a cada elemento. Esta situação é ilustrada na Figura 2.4.

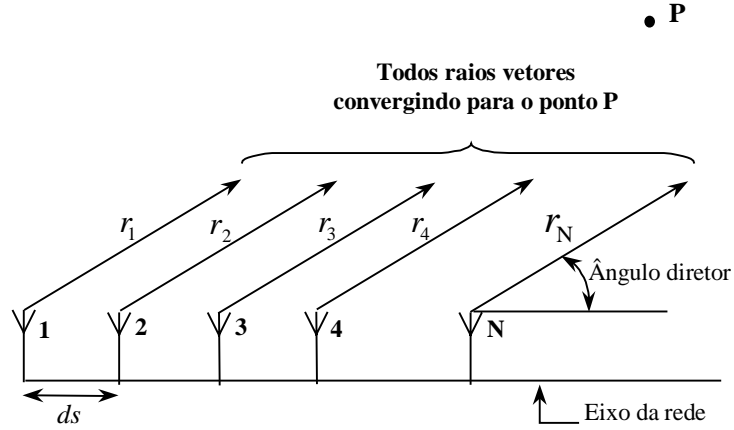


Figura 2.4. Representação de uma rede linear de antenas para determinação do campo total e em cada elemento da rede.

Neste sentido, os vetores posição são praticamente paralelos devido o comprimento da rede ser bem menor que a distância onde se deseja encontrar o campo eletromagnético. Com isso, o campo que atinge a rede possui a mesma amplitude e diferentes fases para cada elemento. Desta forma, pode-se dizer que a frente de onda que atinge os elementos da rede é praticamente plana, considerando a região de influência de uma antena receptora⁹. Analisando a Figura 2.4 e chamando α_d o ângulo diretor entre o eixo da rede e o vetor posição, a distância de cada elemento da rede e o ponto de referência é determinada como

$$r_2 = r_1 - ds \cos \alpha_d \quad (2.10)$$

$$r_3 = r_2 - ds \cos \alpha_d = r_1 - 2ds \cos \alpha_d \quad (2.11)$$

$$r_4 = r_3 - ds \cos \alpha_d = r_1 - 3ds \cos \alpha_d \quad (2.12)$$

$$r_N = r_1 - (N - 1) ds \cos \alpha_d \quad (2.13)$$

O campo irradiado por uma antena qualquer pode ser representado, de maneira genérica, através da seguinte expressão

$$E(\phi, \theta) = E_o f(\phi, \theta) e^{-ikr} \quad (2.14)$$

onde $f(\phi, \theta)$ representa a função que descreve o diagrama do campo no espaço, E_o a amplitude do campo e k o fator de fase². Portanto, os campos formados pelos N elementos que compõem a rede são

$$E_1(\phi, \theta) = E_o f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \quad (2.15)$$

$$E_2(\phi, \theta) = E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_2} e^{i\delta} \quad (2.16)$$

$$E_3(\phi, \theta) = E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_3} e^{i2\delta} \quad (2.17)$$

$$E_4(\phi, \theta) = E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_4} e^{i3\delta} \quad (2.18)$$

$$\dots \quad \dots \quad \dots$$

$$E_N(\phi, \theta) = E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_N} e^{i(N-1)\delta} \quad (2.19)$$

O campo total de uma rede linear de antenas é determinado pela superposição soma dos campos dos vários elementos¹:

$$E_t(\theta, \phi) = E_0 f(\theta, \phi) e^{-ikr_1} \left\{ 1 + e^{i(kds \cos \alpha_d + \delta)} + e^{i2(kds \cos \alpha_d + \delta)} + \dots + e^{i(N-1)(kds \cos \alpha_d + \delta)} \right\} \quad (2.20)$$

reconhecida como uma série geométrica. Para simplicidade de notação, define-se a seguinte *função angular generalizada*

$$\psi = kds \cos \alpha_d + \delta \quad (2.21)$$

O campo total será

$$E_t(\phi, \theta) = E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \left\{ 1 + e^{i\psi} + e^{i2\psi} + \dots + e^{i(N-1)\psi} \right\} \quad (2.22)$$

onde o campo irradiado por um dos elementos da rede (E_0) é o fator comum da série. O termo r_1 é o vetor posição do elemento de referência da rede. Em (2.21) ψ representa a defasagem existente entre o campo irradiado em um elemento e do elemento vizinho e δ a defasagem entre as correntes de excitação dos elementos irradiadores. A defasagem na corrente de excitação é ocasionada pela diferença de percurso das ondas que chegam na rede¹. Uma maneira simples de se representar o campo total é dada por

$$\begin{aligned} (e^{i\psi})E(\phi, \theta) &= E_0 f(\phi, \theta) (e^{i\psi}) e^{-ikr_1} \left\{ 1 + e^{i\psi} + e^{i2\psi} + \dots + e^{i(N-1)\psi} \right\} \\ (e^{i\psi})E(\phi, \theta) &= E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \left\{ e^{i\psi} + e^{i2\psi} + \dots + e^{iN\psi} \right\} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Subtraindo (2.23) de (2.22) resulta

$$\begin{aligned} E(\phi, \theta)(1 - e^{i\psi}) &= E_0 (1 - e^{iN\psi}) f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \\ E(\phi, \theta) &= \frac{1 - e^{iN\psi}}{1 - e^{i\psi}} E_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} = E_0 \left(\frac{e^{iN\psi/2}}{e^{i\psi/2}} \right) \left(\frac{e^{iN\psi/2} - e^{-iN\psi/2}}{e^{i\psi/2} - e^{-i\psi/2}} \right) f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \\ E(\phi, \theta) &= E_0 \left(e^{i(N-1)\psi/2} \right) \left(\frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \right) f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \end{aligned} \quad (2.24)$$

demonstrando que o campo resultante da rede linear uniforme de antenas é igual ao produto entre o campo produzido por um dos elementos da rede ($f(\phi, \theta)$) e o fator que está relacionado com a função angular. Quando a função angular tende a zero ($\psi \rightarrow 0$) todos os campos somam-se em fase e o campo total torna-se máximo em uma direção desejada. Assim

$$E(\phi, \theta)_{max} = NE_0 f(\phi, \theta) e^{-ikr_1} \quad (2.25)$$

Normalizando (2.25), tem-se o *campo normalizado total* descrito por

$$E_n(\phi, \theta) = f(\phi, \theta) \left(e^{i(N-1)\psi/2} \right) \left(\frac{\text{sen}(N\psi/2)}{N \text{sen}(\psi/2)} \right) \quad (2.26)$$

onde o *fator espacial da rede* é definido por

$$R_N(\psi) = \left(\frac{\text{sen}(N\psi/2)}{N \text{sen}(\psi/2)} \right) \quad (2.27)$$

resultando em

$$E_n(\phi, \theta) = f(\phi, \theta) \left(e^{i(N-1)\psi/2} \right) R_N(\psi) \quad (2.28)$$

Considerando que a rede de antenas esteja centrada na origem do sistema, o fator de fase $e^{i(N-1)\psi/2}$ em (2.28) pode ser desprezado². O que resulta em

$$E_n(\phi, \theta) = f(\phi, \theta) R_N(\psi) \quad (2.29)$$

Para o caso onde os elementos são considerados isotrópicos, faz-se $f(\phi, \theta) = 1^9$.

2.3. Recepção de uma onda plana em uma rede linear de antenas

Em primeira análise, considerou-se uma rede de antenas com L elementos distribuídos aleatoriamente no plano xy . Além disso, a rede encontra-se imersa em um ambiente eletromagnético composto por M fontes de sinais. Cada um dos sinais possui diferentes frequências de operação f_0 , como ilustrado na Figura 2.5. As fontes de sinais tem a característica de não serem correlatadas, ou seja, os sinais não apresentam dependências entre si.⁷

Na origem do sistema de coordenadas da Figura 2.5 está a *referência de tempo*. Deste modo, supõe-se que a onda plana atinge o elemento irradiador situado na

origem no instante $t = 0$ e no ℓ -ésimo elemento em $t = \tau_{\ell,m}$.

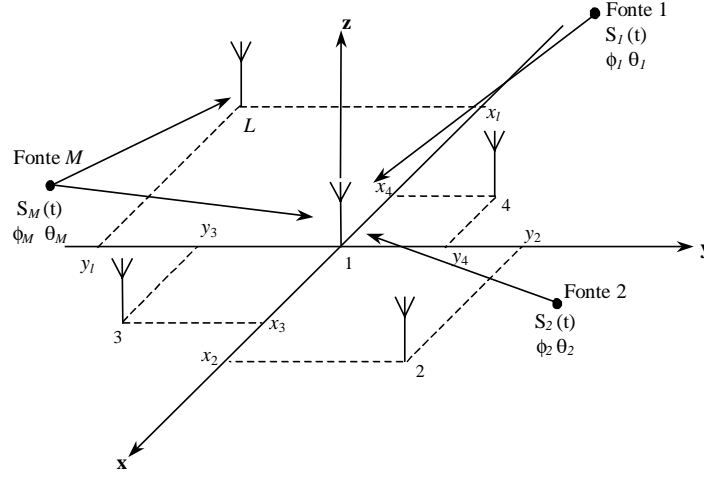


Figura 2.5. Rede de antenas no plano xyz com L elementos irradiadores e M fontes de sinais.

A partir destas considerações, torna-se possível determinar o tempo em que a onda eletromagnética leva para atingir o ℓ -ésimo elemento da rede. Então, para a onda plana proveniente da m -ésima fonte de sinal cuja direção é definida pelos ângulos (ϕ_m, θ_m) , a equação que descreve o atraso de tempo, para essa trajetória, pode ser escrita da seguinte maneira⁸

$$\tau_{\ell,m}(\phi_m, \theta_m) = \frac{\bar{\mathbf{p}}_{\ell} \cdot \bar{\mathbf{r}}(\phi_m, \theta_m)}{c} \quad (2.30)$$

onde $\bar{\mathbf{p}}_{\ell}$ representa o vetor posição do ℓ -ésimo elemento da rede, $\bar{\mathbf{r}}(\phi_m, \theta_m)$ o vetor da fonte de sinal na direção (ϕ_m, θ_m) e c a velocidade de propagação da onda no espaço livre, 3×10^8 m/s⁹. No plano xy , o vetor direção da m -ésima fonte de sinal é descrito por:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{r}}(\phi_m, \theta_m) &= \text{sen} \theta_m \cos \phi_m \bar{\mathbf{i}} + \text{sen} \theta_m \text{sen} \phi_m \bar{\mathbf{k}} + \cos \theta_m \bar{\mathbf{j}} \\ &= \cos \alpha_d \bar{\mathbf{i}} + \cos \beta_d \bar{\mathbf{k}} + \cos \gamma_d \bar{\mathbf{j}} \end{aligned} \quad (2.31)$$

e o vetor posição referente ao ℓ -ésimo elemento da rede por:

$$\bar{\mathbf{p}}_{\ell} = x_{\ell} \bar{\mathbf{i}} + y_{\ell} \bar{\mathbf{k}} + z_{\ell} \bar{\mathbf{j}} \quad (2.32)$$

onde o ℓ -ésimo elemento da antenna está localizado no ponto (x_{ℓ}, y_{ℓ}) . Assim, o atraso $\tau_{\ell,m}$ em (2.30) pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned}\tau_{\ell,m} &= \frac{1}{c}(x_\ell \text{sen}\theta_m \cos\phi_m + y_\ell \text{sen}\theta_m \text{sen}\phi_m + z_\ell \cos\theta_m) \\ &= \frac{(x_\ell \cos\alpha_d + y_\ell \cos\beta_d + z_\ell \cos\gamma_d)}{c}\end{aligned}\quad (2.33)$$

Considerando-se o ângulo θ fixo em $\theta = \pi/2$ ^{2,8}, o sistema de coordenadas fica origem no instante $t = 0$ e no representado no plano xy .

Analisando-se uma rede linear de antenas com os elementos igualmente espaçados, alinhados sobre o eixo x e sendo o primeiro elemento posicionado na origem do sistema, Figura 2.6, a equação de atraso da onda reduz-se a¹⁰

$$\tau_\ell(\phi_m, \theta_m) = \frac{1}{c}(x_\ell \cos\alpha_d) = \frac{x_\ell \text{sen}\theta_m \cos\phi_m}{c} = \frac{x_\ell \cos\phi_m}{c}\quad (2.34)$$

onde x_ℓ representa a posição do ℓ -ésimo elemento da rede.

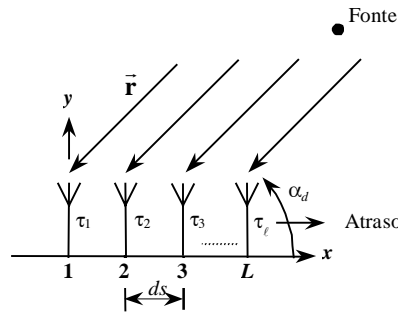


Figura 2.6. Representação de uma rede linear de antenas no plano xy . O eixo da rede está sobre o eixo x do plano.

Como os elementos da rede possuem a mesma separação, a Equação (2.34) pode ser escrita da seguinte forma

$$\tau(\phi_m, \theta_m) = \frac{1}{c}(\ell - 1)ds \cos\alpha_d = \frac{1}{c}(\ell - 1)ds \cos\phi_m\quad (2.35)$$

sendo ℓ a ordem dos elementos e ds a separação entre eles.

Como exemplo de determinação do atraso entre os elementos, a Figura 2.7 ilustra uma rede linear de antenas com quatro elementos irradiadores com separação ds entre eles. O espaçamento é determinado de forma a evitar-se o aumento de lobos secundários. Para isso, faz-se $ds \leq \lambda/2$. Tem-se também, uma fonte de sinal próxima a rede cuja direção é definida pelos ângulos (ϕ_1, θ_1) e pelo ângulo diretor α_d .

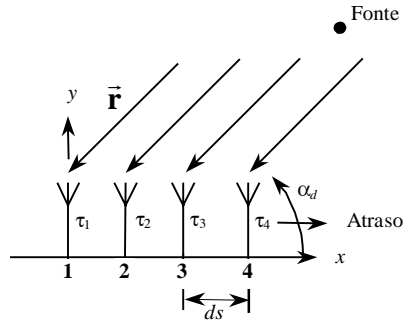


Figura 2.7. Representação de uma rede linear de antenas com quatro elementos irradiadores recebendo uma frente de onda plana gerada por uma fonte de sinal.

Então, o vetor direção do sinal que atinge a rede de antenas pode ser escrito como $\vec{r} = \text{sen}\theta_1 \cos\phi_1 \vec{i} = \cos\alpha_d \vec{i}$. O vetor posição referente aos elementos irradiadores da rede de antenas são: $\vec{p}_1 = 0\vec{i}$; $\vec{p}_2 = ds\vec{i}$; $\vec{p}_3 = 2ds\vec{i}$ e $\vec{p}_4 = 3ds\vec{i}$. Assim, o tempo gasto para o sinal atingir os elementos da rede pode ser determinado através de (2.30) ou (2.34). Logo, para o sinal operando na faixa de frequência do sistema móvel celular com $f_0 = 849\text{MHz}$, encontrou-se um espaçamento entre os elementos de $ds = \lambda/2 \cong 17,67 \text{ cm}$. Então, o atraso que a onda leva para atingir cada elemento da rede é $\tau_{1,1} = 0$, $\tau_{2,1} = 0,59 \cos\phi_1 \text{ ns}$, $\tau_{3,1} = 1,18 \cos\phi_1 \text{ ns}$ e $\tau_{4,1} = 1,77 \cos\phi_1 \text{ ns}$. Onde o máximo atraso que o sinal poderá sofrer nos diferentes elementos será quando a direção de propagação for definida pelo ângulo $\phi_1 = 0$ ou $\phi_1 = 180^\circ$.

Referências Bibliográficas

- ¹ RIBEIRO, J. A. J. *Introdução à teoria de antenas*. Santa Rita do Sapucaí. Instituto Nacional de Telecomunicações, 2001.
- ² STUTZMAN, L. W.; THIELE, A. G. *Antenna theory and design*. 2nd. Ed.. New York: John Wiley & Sons, 1998.
- ³ PARKER, D.; ZIMMERMANN, D. C. Phased Arrays – Part I: Theory and Architectures. *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, **50**(3):678-687. Mar., 2002.
- ⁴ SIVANNAND, S. On adaptive arrays in mobile communication. *PROC. IEEE National Telesystems Conf.*, Atlanta, GA. pp. 55-58, 1993.
- ⁵ MUNEM, M. A.; FOULIS, D. J. *Cálculo*. Tradução: A. L. Cordeiro *et al.* Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1978. Tradução de: Calculus with Analytic Geometry.
- ⁶ STEINBRUCH, A.; WINTERLE, P. *Geometria Analítica*. São Paulo: Makron Books do Brasil, 1987.
- ⁷ GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival considerations. *Proc. IEEE*, **85**(8): 1195-11245. Aug., 1997.
- ⁸ CARDIERI, P. *Resource allocation and adaptative antennas in cellular communications*. Virginia, 2000 (250 sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- ⁹ BALANIS, C. A. *Advanced engineering eletromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- ¹⁰ CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42** (3): 129-136, Jun. 2000.

Capítulo 3

Sistemas de antenas inteligentes

3.1. Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar parte da tecnologia de antenas inteligentes, utilizada para melhorar o desempenho de sistemas de radiocomunicações. A designação de *antenas inteligentes* refere-se a um conjunto de elementos irradiadores excitados por sinais com amplitudes e fases ajustadas para controlar o formato e a direção do diagrama de irradiação resultante¹.

Com o controle do diagrama de irradiação, sistemas de antenas inteligentes podem reduzir os efeitos das interferências, aumentar a amplitude dos sinais desejados e garantir aumento na confiabilidade de vários tipos de enlaces radioelétricos. O acréscimo na qualidade é obtido com uma maior relação Sinal/Ruído, reduzindo-se interferências de canais adjacentes ou que possuam mesma frequência, usados em células diferentes de um sistema de telefonia celular (interferências de co-canal). Permite, ainda, a redução ou mesmo a supressão de interferências originadas por múltiplos percursos. Como admite-se também estabelecer um controle do alcance máximo, pode-se usar apenas a potência necessária em cada célula, conduzindo a uma economia no consumo geral do equipamento^{2,3,6}.

3.2. Determinação da potência de recepção

A potência recebida na estação base, emitida a partir de uma unidade móvel, referente à parte conhecida como enlace de subida (“*uplink*”) pode ser calculada por meio do tratamento clássico utilizado em uma região desobstruída, a partir do conhe-

cimento das características das antenas e da potência irradiada. Tomando-se P_t como a potência que é emitida pela antena transmissora, G_s o seu ganho em relação à antena isotrópica, a densidade de potência a uma distância genérica d será:

$$S_r = \frac{G_s P_t}{4\pi d^2} \quad (3.1)$$

Usando o conceito de área efetiva de uma antena receptora⁴, a potência captada por ela será:

$$P_r = S_r A_e = \frac{G_s P_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2 G_b}{4\pi} = \frac{G_s G_b P_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (3.2)$$

sendo λ o comprimento de onda e G_b o ganho da antena receptora em relação à antena isotrópica. Relacionando a potência transmitida com a potência recebida, encontra-se a atenuação do enlace. Desconsiderando as dissipações no meio sob a forma de calor, chega-se a:

$$A_t = \frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi)^2 d^2}{G_s G_b \lambda^2} \quad (3.3)$$

que é a forma tradicional de se representar a fórmula de transmissão de Friis⁵.

Se o tratamento fosse feito com antenas isotrópicas na recepção e na transmissão, os ganhos seriam unitários e a relação entre as potências emitida e recebida fica conhecida como *atenuação no espaço livre*. Logo, ao se usar a expressão geral anterior, obtém-se:

$$P_L = \frac{(4\pi)^2 d^2}{\lambda^2} \quad (3.4)$$

um valor que cresce com o quadrado da distância. Assim, combinando esta informação com a fórmula de Friis determina-se:

$$A_t = \frac{P_t}{P_r} = \frac{P_L}{G_s G_b} \quad (3.5)$$

É possível expressar a equação anterior em decibels e colocar as potências também nestas unidades, comparando-as com os níveis de 1W ou de 1mW. No primeiro caso, os resultados serão em dBW e no segundo em dBm. Encontra-se:

$$P_r = P_t + G_s + G_b - P_L \quad (3.6)$$

com os ganhos em decibels em relação à antena isotrópica (dBi). Notar que se trata de uma outra maneira de escrever-se a fórmula de Friis, com adaptação conveniente das unidades e sem os efeitos dos múltiplos percursos. A diferença em dB entre P_t e P_r representa a perda total do enlace, parcialmente compensada pelos ganhos das antenas. Esta perda, em dB cresce com o logaritmo da distância. Ganhos mais elevados das antenas permitirão enlaces maiores, com perdas também maiores, desde que se garanta na recepção uma potência igual ou superior a um valor mínimo especificado para o equipamento em uso (P_{min}).

Partindo de (3.4), é conveniente obter-se uma atenuação de espaço livre especificada para uma distância de referência d_0 , com o valor

$$K = \frac{(4\pi)^2 d_0^2}{\lambda^2} \quad (3.7)$$

De maneira que se obtenha

$$\frac{(4\pi)^2}{\lambda^2} = \frac{K}{d_0^2} \quad (3.8)$$

e a perda no espaço livre passa a ser representada como

$$P_L = K \left(\frac{d}{d_0} \right)^2 \quad (3.9)$$

Nota-se que no caso de transmissão no espaço livre, onde se possa prever uma visada direta entre as antenas transmissora e receptora, esta perda cresce com o expoente 2 na relação entre as distâncias. Na maioria das vezes, em sistemas reais, não se tem visada direta entre o transmissor e o receptor, com presença de diversos tipos de obstáculos, tais como edifícios, residências, árvores, montanhas, etc.. A propagação da onda eletromagnética sofre alterações devidas às reflexões, refrações, difrações e outras formas de espalhamentos. O sinal resultante na antena receptora é caracterizado por grandes variações em seus níveis, que deve ser analisado a partir do estudo de desvanecimento.

Por este motivo, o aumento da perda depende de um expoente n na relação entre a distância real o valor tomado como referência. Este valor do expoente n está

associado à composição do sinal na antena receptora⁶. Logo, a perda associada ao percurso deve ser representada na forma:

$$P_L = K \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (3.10)$$

onde K é a constante de proporcionalidade, igual à perda na distância de referência d_0 . Esta atenuação pode ser expressa em decibels, tomando-se:

$$P_L(\text{dB}) = P_{L_0}(\text{dB}) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.11)$$

onde $P_{L_0}(\text{dB}) = 10 \log K$ é a perda em d_0 . Ressalta-se que o valor de n indica o crescimento da perda ao longo do percurso em função da distância e do ambiente de propagação. A distância de referência d_0 é medida próxima ao transmissor, estabelecendo-se um valor entre 100m e 1km, conforme a cobertura prevista para o sistema⁶.

3.3. Formas de modelagem dos radioenlaces

Em projetos de radioenlaces, utilizam-se alguns modelos para descrever o comportamento da onda eletromagnética em sua trajetória entre o transmissor e o receptor. Uma das formas de modelagem, conhecida como *propagação em grande escala*, considera as perdas em distâncias muito maiores do que o comprimento de onda. Outra maneira estuda as mudanças rápidas nos níveis de sinal recebido em pequenas distâncias, com extensão de até alguns comprimentos de onda. A mesma abordagem pode ser feita quando o sinal for analisado em uma escala de tempo e sofrer variações rápidas no levantamento feito com duração de até alguns segundos. Nestes casos, emprega-se o *modelo de pequena escala* ou *modelo com desvanecimento*⁶.

Os projetos de enlaces de radiocomunicações combinam métodos analíticos, numéricos e experimentais que permitem fazer previsões quanto ao sinal recebido em função da distância entre o receptor e o transmissor. Dois modelos de perda no percurso são associados ao tratamento de grande escala. O primeiro refere-se ao cálculo da perda em função da distância representada em escala logarítmica, em regiões sem obstáculos visíveis. Todavia, há situações em que existem muitos pontos elevados pelos quais o campo eletromagnético sofre difrações antes de alcançar a antena re-

ceptora. Nestas situações, o comportamento equivale ao de um sinal recebido em regiões de sombra. O tratamento da atenuação nestes casos fica melhor representado por uma distribuição log-normal relativo aos níveis de sinal no receptor. É conhecido como *sombreamento log-normal*⁷.

A distribuição log-normal é uma função densidade de probabilidade que possui valores relacionados de forma logarítmica. Ou seja, a variável aleatória de uma distribuição normal possui valores em escala logarítmica. A forma usual de se representar esta distribuição é⁷:

$$p(Y) = \frac{1}{\log e} p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x \log e}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x - m_x}{\sigma_x}\right)^2\right] \quad (3.12)$$

onde a variável aleatória é dada por:

$$Y \triangleq \log y = x \log e \quad (3.13)$$

Usando outras transformações relativas aos parâmetros de (3.12), como:

$$M_Y \triangleq \log m_Y = m_x \log e \quad (3.14)$$

$$\sigma_Y \triangleq \log \sigma_Y = \sigma_x \log e \quad (3.15)$$

e substituindo na equação (3.12), resulta na seguinte *função densidade de probabilidade log-normal*:

$$p(Y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_Y}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{Y - M_Y}{\sigma_Y}\right)^2\right] \quad (3.16)$$

onde Y é a nova variável aleatória, σ_Y^2 e M_Y são as novas representações da variância e da média.

Na modelagem envolvendo sombreamento log-normal, mantém-se a mesma distância entre transmissor e receptor e observam-se diferentes níveis do sinal no percurso de propagação. A perda para o local especificado possui uma distribuição aleatória e log-normal com a distância, em torno do seu valor médio. Neste caso, deve-se acrescentar uma perda ao valor anterior, determinada em função da distância,

que inclui uma variação aleatória associada ao efeito de sombreamento. Por conseguinte, a perda total fica⁶:

$$P_r(d) = P_L(d) + X_\sigma = P_{L_0}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (3.17)$$

onde X_σ é uma variável com distribuição gaussiana, de média igual a zero e desvio padrão σ , expressa também em decibels. A potência recebida, prevista em (3.6), torna-se

$$P_r(d) = P_t - P_L(d) - X_\sigma + G_s + G_b \quad (3.18)$$

3.4. Apresentação dos tipos usuais de antenas inteligentes

As antenas inteligentes são classificadas dentro de duas tecnologias, designadas como *rede de comutação de feixe* e *redes adaptativas*. Os objetivos dos dois modelos são aumentar o ganho na direção do sinal desejado e reduzi-lo em direções previstas de interferências. A rede adaptativa possui melhor desempenho devido ao seu ganho e capacidade de identificar, localizar e minimizar sinais interferentes, simultaneamente. A Figura 3.1 ilustra o diagrama de irradiação para os dois sistemas operando em um ambiente onde se tenham um sinal desejado e duas fontes de interferências com frequências próximas. Em sistemas usuais de comunicações móveis, esta situação é bastante comum e corresponde à interferência co-canal.

O sistema de comutação de feixe possui o diagrama de irradiação principal fixo em determinada direção. O sistema adaptativo posiciona seu diagrama de irradiação de maneira que o máximo do feixe principal é orientado na direção de sinal mais intenso, proporcionando maior qualidade de comunicação. Ou seja, procurará dirigir os lobos principais para locais de interesse e as interferências são reduzidas por estarem nas direções dos lobos secundários de baixo ganho ou dos nulos do diagrama⁸.

3.5. Redes de antenas com comutação de feixe

Este tipo de estrutura é também conhecido como rede com diagrama de irradiação fixo. O sistema é considerado um aperfeiçoamento da divisão por setores empregada em telefonia móvel celular. Uma divisão típica de estação radiobase celular é constituída de três macrorregiões separadas angularmente de 120° ⁹.

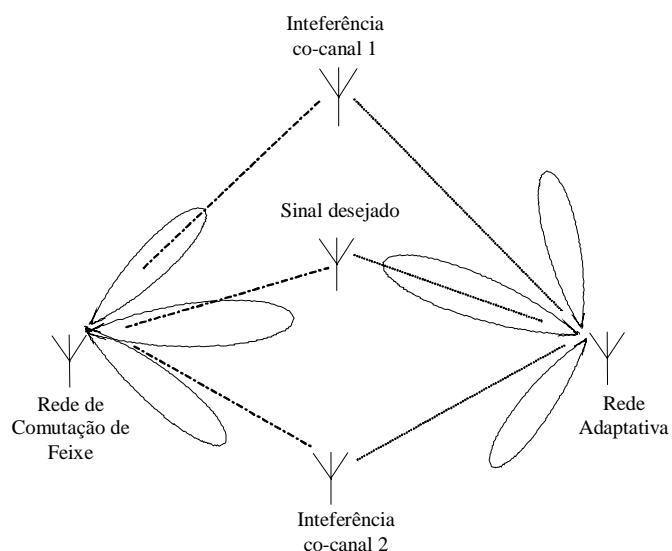


Figura 3.1. Formação de feixe, lobos e nulos dos sistemas de comutação de feixe e de redes adaptativas. O sinal desejado é escolhido pelo direcionamento do lobo. A interferência co-canal é suprimida com o ajuste dos nulos do diagrama de irradiação.

A formação de feixe é alcançada a partir de uma rede de antenas projetada para formar diversos diagramas de irradiação. Através de uma chave comutadora de radiofrequência, seleciona-se o melhor feixe para se conseguir a recepção ou transmissão do sinal que atenda a região desejada. Os feixes múltiplos são comutados para um transceptor ou conjunto de transceptores. O sistema que executa a seleção é dependente da técnica de acesso empregada, sendo as mais comuns a FDMA, a TDMA e a CDMA⁶.

A cobertura de uma região é feita por lobos de máximos que possuam pequena abertura de feixe e operam de maneira ininterrupta¹⁰. Para a cobertura de um setor de 120°, pode-se utilizar uma rede de antenas de quatro elementos que formam quatro lobos principais com abertura de 30° cada um¹¹. Assim, o sistema de comutação de feixe divide o macrossetor em quatro microssetores de 30°. Os diagramas de irradiação fixos são predeterminados durante o projeto e a implantação do sistema. Um exemplo desta formação de feixe em uma célula com divisão de setor de 120° é ilustrado na Figura 3.2. Cada setor possui uma rede de antenas de quatro elementos que formam os feixes fixos de máxima irradiação.

Quando um usuário móvel está nas proximidades de um macrossetor, o sistema seleciona o microssetor, que possui o sinal de maior intensidade, através do monitoramento da intensidade do sinal enviado à estação base.

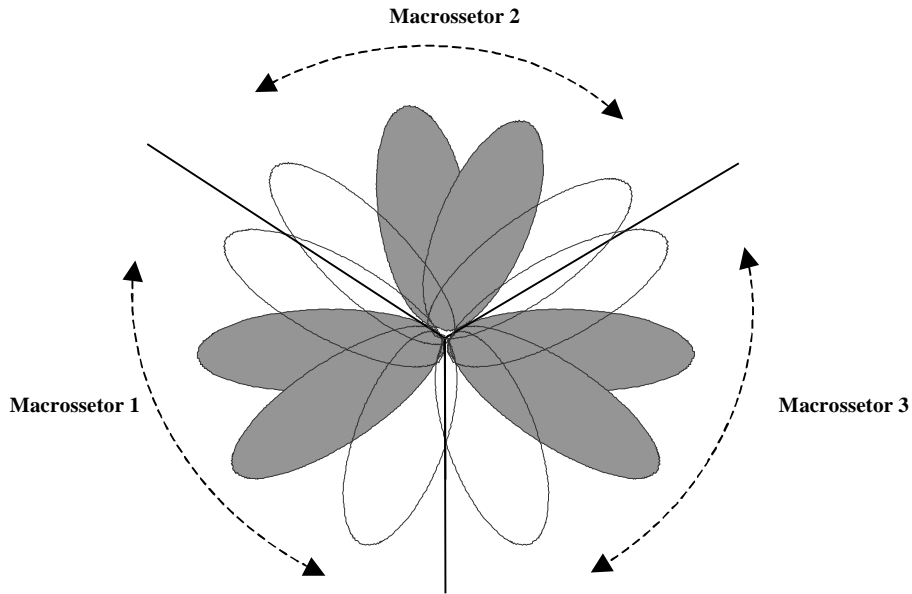


Figura 3.2. Sistema de comutação de feixes com doze feixes para uma cobertura omnidirecional de um sistema móvel celular.

A comutação para outro microssetor é feita quando o usuário móvel se desloca na área de cobertura. Ou seja, o usuário movimenta-se em direção a um microssetor vizinho. Durante o percurso, há uma variação na intensidade do sinal que chega na estação base, possibilitando o sistema selecionar o lobo principal do diagrama de irradiação que possua maior intensidade de sinal.

Comparado à divisão de setores do sistema de telefonia móvel celular convencional, onde a célula é dividida em regiões angulares, cada uma composta por transceptores e antenas diretivas⁷, a tecnologia de comutação de feixe permite aumentar a área de cobertura e o volume de tráfego da estação radiobase. Esta melhoria permite a operadora reduzir o número de estações numa área de alto tráfego, resultando num investimento de menor custo⁸. Por isto, os sistemas de comutação de feixe oferecem benefícios para alguns tipos de projetos.

Uma rede para formação de feixe fixo, identificada pela sigla *BFN* (do original em inglês *beamforming network*), pode ser representada por uma matriz linha \mathbf{T} , de ordem m , onde a saída é determinada por:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{T}^H \mathbf{X}(t) \quad (3.19)$$

sendo $\mathbf{y}(t)$ o vetor de sinal na saída do formador de feixe, $\mathbf{X}(t)$ é o vetor de sinal que chega nos elementos de uma rede linear de antenas, representado pela matriz:

$$\mathbf{X}(t) = [x_0(t) \ x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_{m-1}(t)]^t \quad (3.20)$$

onde o índice superior t indica a matriz transposta. Isto é, $\mathbf{X}(t)$ como esperado em (3.19) deve representar uma matriz coluna.

O sinal que chega nos elementos da rede de antenas, $x_\ell(t)$, é descrito por:

$$x_\ell(t) = A s(t) e^{j(\ell-1)k ds \cos \phi} \quad (3.21)$$

sendo ℓ a ordem do elemento da rede de antenas, ds a distância entre os elementos, ϕ corresponde ao ângulo com que a onda eletromagnética plana atinge a rede de antenas em relação ao seu eixo e k é o fator de fase relacionado ao comprimento de onda por meio de:

$$k = 2\pi/\lambda \quad (3.22)$$

Em (3.19), \mathbf{T} é uma matriz $m \times m$ que determinará o formato do diagrama de irradiação, conhecida como matriz de formação do feixe da rede. Normalmente, é identificada por *BFNM* (*Beamforming Network Matrix*). Com esta operação, obtêm-se m feixes correspondentes aos m elementos da rede de antenas. Esta matriz é constituída por elementos complexos, que determinarão as amplitudes e fases relativas das excitações dos elementos responsáveis pela combinação dos sinais que conduzirão ao diagrama desejado. Esses elementos da matriz representam os *pesos* que cada um dos elementos da rede terão no resultado final. Desta maneira, a matriz \mathbf{T} será representada na forma:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{W}_0 \ \mathbf{W}_1 \ \dots \ \mathbf{W}_{m-1}] \quad (3.23)$$

onde \mathbf{W} são os vetores pesos associados aos elementos da rede.

O diagrama de blocos de um sistema de comutação de feixe é ilustrado na Figura 3.3. A configuração apresenta uma rede de formação de feixe na forma matricial, uma chave comutadora de RF e um controlador lógico que seleciona o diagrama de irradiação desejado. A saída do formador é selecionada através de um dos m vetores pesos de (3.23).

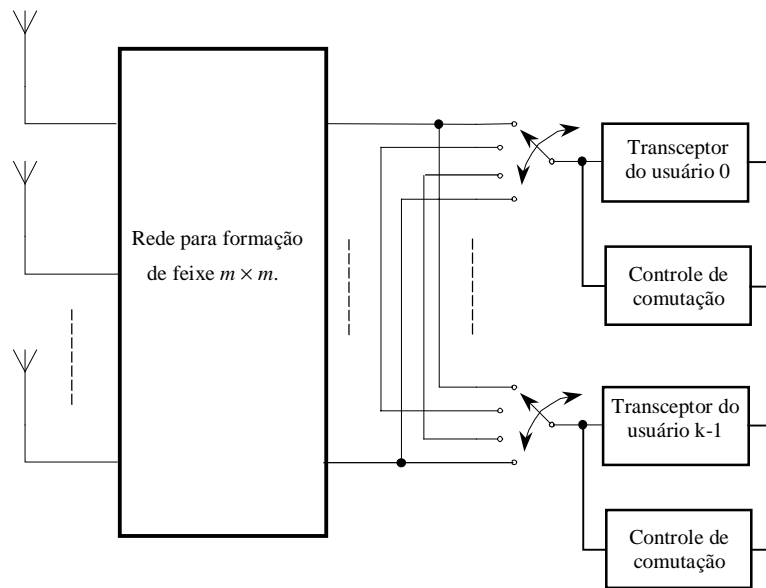


Figura 3.3. Exemplo de configuração de um sistema de comutação de feixes para formar m feixes a partir de m elementos irradiadores.

Os formadores de feixes fixos mais empregados são o *formador de feixe matricial* ou *matriz de Butler* ¹². Os feixes são formados por dispositivos que possuem duas entradas e duas saídas capazes de excitar a rede de antenas. O formador de feixe matricial utiliza uma combinação de junções híbridas com defasagem de 90° ou 180° e deslocadores de fase fixos que direcionam o diagrama de irradiação para uma posição angular desejada ¹³.

A Figura 3.4 é um exemplo de aplicação da matriz de Butler para formação de feixe fixo em uma rede de antenas com dois elementos irradiadores. A junção híbrida de guia de ondas possui quatro acessos e está conectada a um deslocador de fase de 90° no lado da antena A . É possível excitar-se o acesso 1 e nas saídas 2 e 3 obtêm-se sinais de mesma amplitude e mesma fase. Com o atraso introduzido pelo defasador do lado A , o campo originado pelos dois elementos irradiadores fica descrito por:

$$E_t = E_0 \left[1 + e^{i\psi} \right] \quad (3.24)$$

sendo $\psi = kd \cos \gamma - \pi/2$, γ o ângulo em relação ao eixo da rede e ds a separação entre os elementos, no caso igual a meio comprimento de onda. A composição prevista acima tem o aspecto mostrado na parte (a) da Figura 3.5.

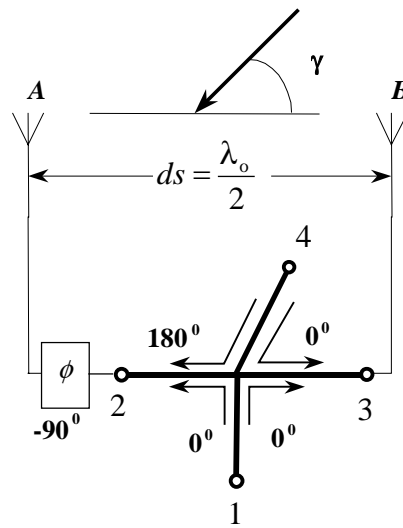


Figura 3.4. Aplicação da matriz de Butler para formação de feixe em uma rede de antenas com dois elementos.

Quando a excitação for feita pelo acesso 4, que corresponde ao acesso no plano E, esta junção híbrida fornece em 2 e 3 sinais de mesma amplitude, porém polaridades invertidas.

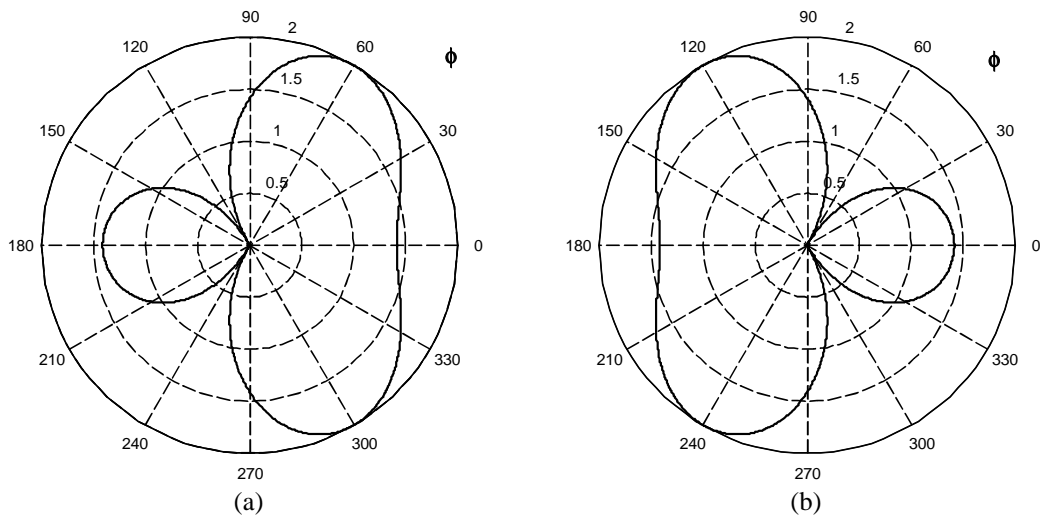


Figura 3.5. Exemplos de diagramas obtidos com a junção híbrida e o defasador de 90° , conforme a entrada de excitação, segundo a matriz de Butler.

Com o defasador do lado **A**, os sinais chegam com diferença de fase de 90° , de modo que o campo resultante passa a ser descrito também por (3.24), agora com $\psi = kds \cos \gamma + \pi/2$. Com esta nova combinação, o diagrama resultante assume o aspecto da parte (b) da Figura 3.5.

A Figura 3.6 (a) e (b) ilustra, respectivamente, a representação em blocos de junções híbridas que apresentam defasagem de 90 graus e 180 graus ¹⁴.

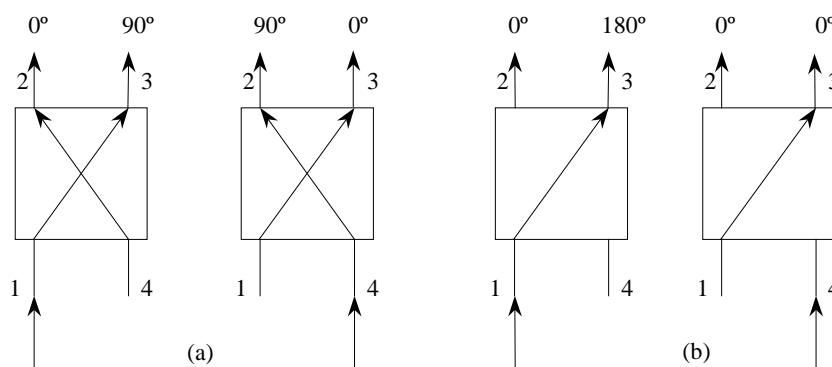


Figura 3.6. Representação de híbridas com 90° de defasagem na saída parte (a) e com 180° de defasagem na saída parte (b).

3.6. Modelagem do formador de Butler

Utilizando junções híbridas, torna-se possível o desenvolvimento de um sistema de antenas com comutação de feixe que emprega o formador matricial de Butler. Este formador é constituído por uma matriz $n \times n$ capaz de formar n lobos principais do diagrama de irradiação resultante de uma rede linear uniforme de antenas. O valor n informa o número de acessos de entradas e saídas existente no formador. Estes terminais são compostos por associação de junções híbridas. Cada acesso de saída é ligado a um elemento da rede de antenas. Logo, n também determina o número de elementos empregados. Os acessos de entrada são ligados a um comutador que, por sua vez, é ligado a um conjunto de transceptores.

A estrutura do formador de Butler é feita de modo a obter feixes principais em valores de potência de dois, ou seja, 2, 4, 8, 16 e assim por diante. Então, n pode ser determinado utilizando-se, $n = 2^p$ e p é um número inteiro¹⁵. Um formador de Butler padrão utilizando $p = 2$ e $p = 3$, é ilustrado na Figura 3.7. Portanto, o número de feixes gerado pelo formador de Butler torna-se também igual ao número de elementos que compõem a rede.

Para uma rede linear de antenas composta por n elementos irradiadores igualmente espaçados, a quantidade de junções híbridas utilizadas no formador de feixe é determinada por¹⁰:

$$n_H = \frac{n}{2} \log_2(n) \quad (3.25)$$

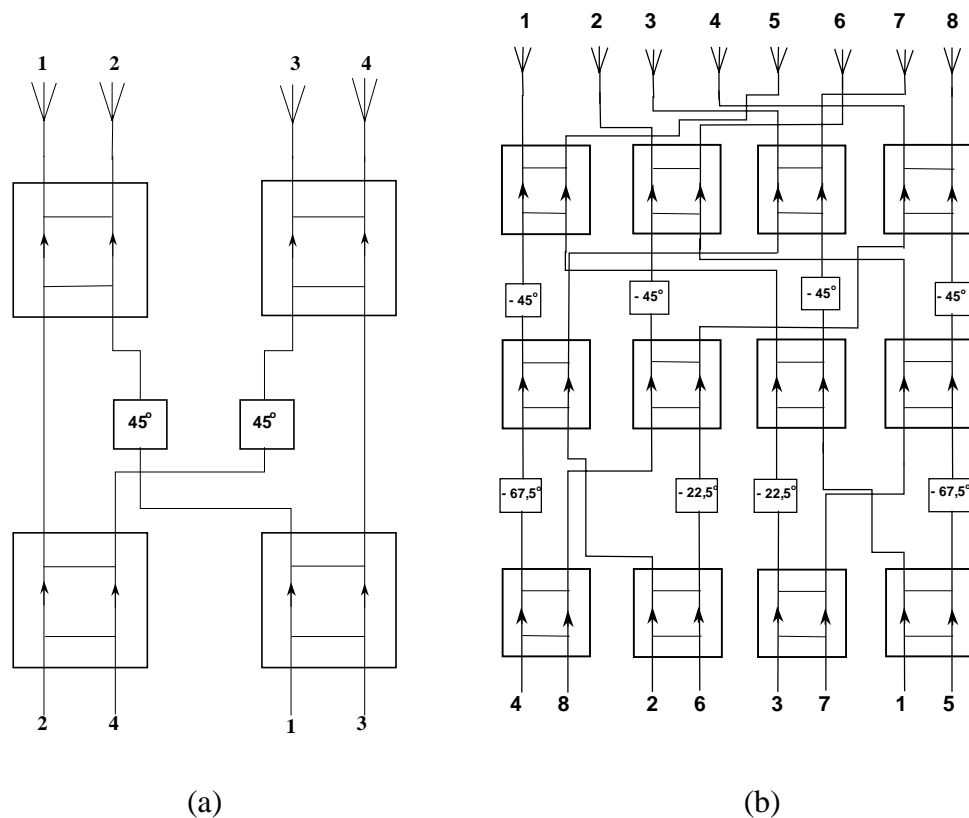


Figura 3.7. Formador de Butler utilizando: (a) $p = 2$ para formador com quatro elementos irradiadores, $n = 4$ e (b) $p = 4$ para o formador com oito elementos irradiadores, $n = 8$.

com os exemplos da figura anterior. O número de deslocadores de fase fixa, responsáveis pelo posicionamento angular dos feixes principais, é¹⁷ :

$$n_{df} = \frac{n}{2} [\log_2(n) - 1] \quad (3.26)$$

e estes deslocadores são posicionados entre as linhas compostas pelas junções híbridas. O número de linhas de deslocadores de fase fixa existentes na matriz de Butler é determinado por¹⁵:

$$n_{ld} = (n - 1) \quad (3.27)$$

sendo a contagem das linhas feita a partir daquela que está mais próxima da rede de antenas. Logo, quanto maior o número de feixes que se deseja obter com um formador fixo, maior será o número de componentes necessários.

O campo irradiado por uma rede linear uniforme de antenas é o resultado da superposição dos campos produzidos pelos elementos em todos os pontos do espaço. Para grandes distâncias dos elementos, os raios vetores até um ponto genérico em

relação a cada elemento são praticamente paralelos. Deste modo, a defasagem total introduzida em cada componente de campo fica:

$$\psi = (2\pi ds/\lambda) \cos(\theta) - \delta \quad (3.28)$$

onde δ é a diferença de fase progressiva gerada pela matriz, dada por¹⁰:

$$\delta = (2q - 1)\pi/n, \quad q = 1, 2, \dots, n/2 \quad (3.29)$$

Como exemplo, para uma rede linear uniforme com quatro elementos irradiadores com espaçamento $ds = \lambda/2$ obtêm-se, através de (3.25) a (3.29), os valores relativos ao número de componentes utilizados no formador, a diferença de fase gerada pela matriz e de (2.26) o diagrama de irradiação resultante. Logo, os valores encontrados são $n_H = 4$ híbridas, $n_{df} = 2$ deslocadores de fase fixa e $n_{id} = 1$, referindo-se a uma linha com 2 deslocadores fixos de fase. Para esta rede com $n = 4$, q assumirá os valores 1 e 2, que determina o deslocamento de fase utilizado no formador. Portanto, chega-se aos valores $\delta_1 = \pi/4$ para $q = 1$ e $\delta_2 = 3\pi/4$ para $q = 2$. A Figura 3.8(a) ilustra o esquema do formador de Butler para este exemplo, com quatro híbridas de 90° , uma linha com dois defasadores fixos e uma rede linear uniforme com quatro elementos. O diagrama de irradiação resultante é ilustrado na Figura 3.8(b), obtido através de (2.26) e de um programa Matlab[®] baseado nas equações de campo. (Anexo III).

A Figura 3.9 ilustra o mesmo diagrama porém na sua forma retangular. O formato do diagrama de irradiação aproxima-se da função $\text{sen}(x)/x$, correspondente à transformada de Fourier de um pulso retangular, com a origem das abcissas deslocada. Esta aproximação é válida para número elevado de elementos irradiadores e nas proximidades do lobo principal. A Figura 3.10 ilustra esta transformada para efeito de comparação com o diagrama em formato retangular. Com número elevado de elementos, o diagrama possui uma abertura de feixe estreita, indicando um aumento no ganho dos lobos principais e uma redução nos lobos secundários¹⁰.

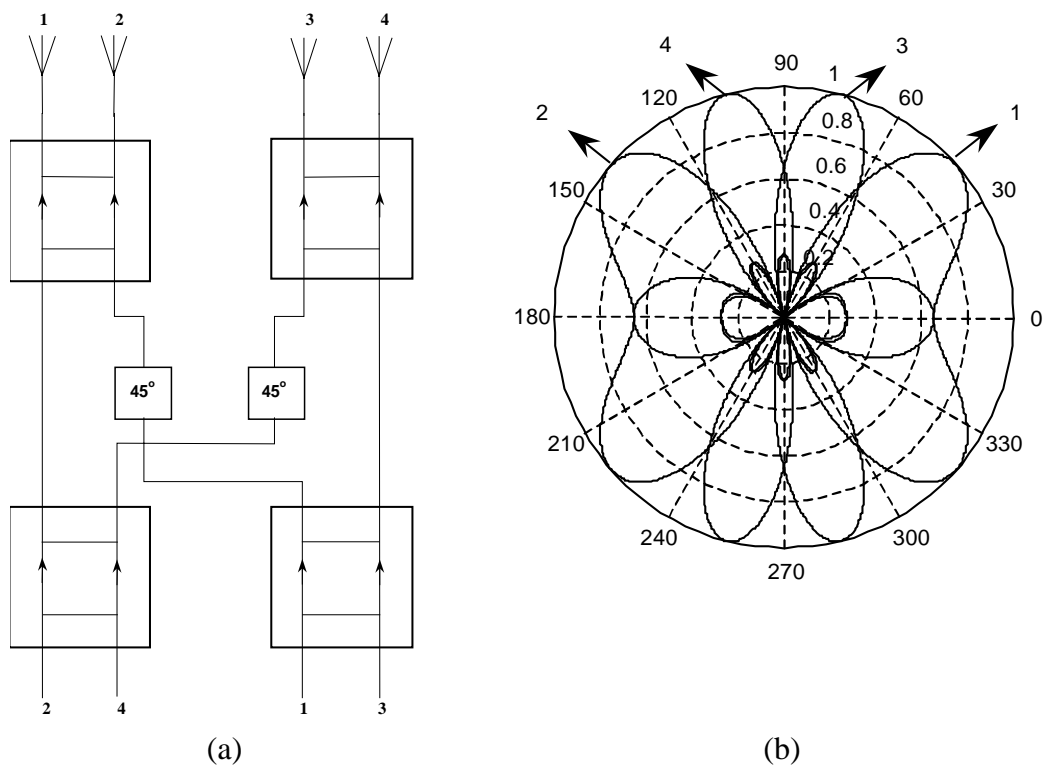


Figura 3.8. Rede de formação de múltiplos feixes utilizando matriz de Butler. (a) Rede de antenas com quatro elementos. (b) Diagrama de irradiação resultante na saída do formador.

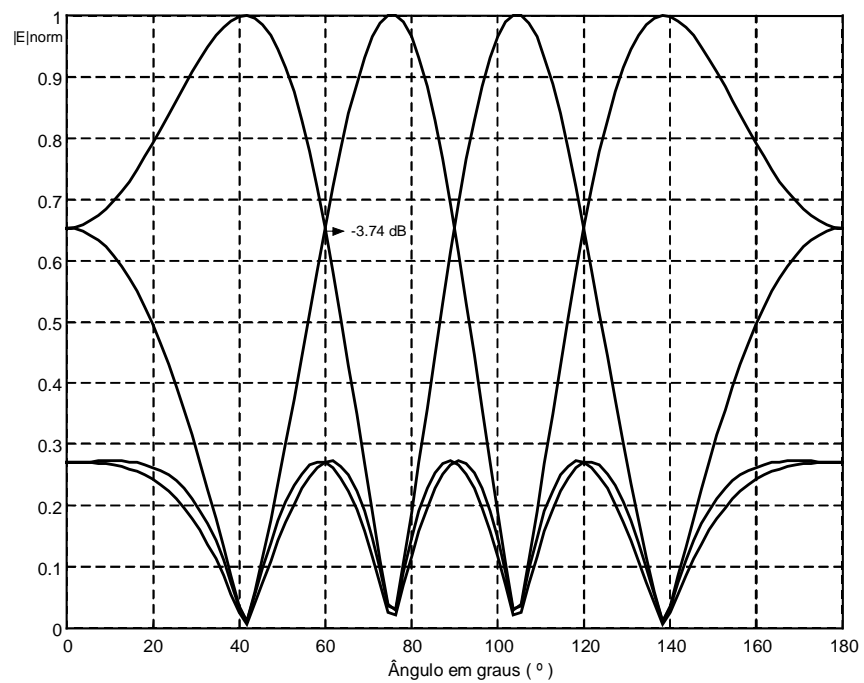


Figura 3.9. Diagrama de irradiação resultante do formador de Butler representado na forma retangular.

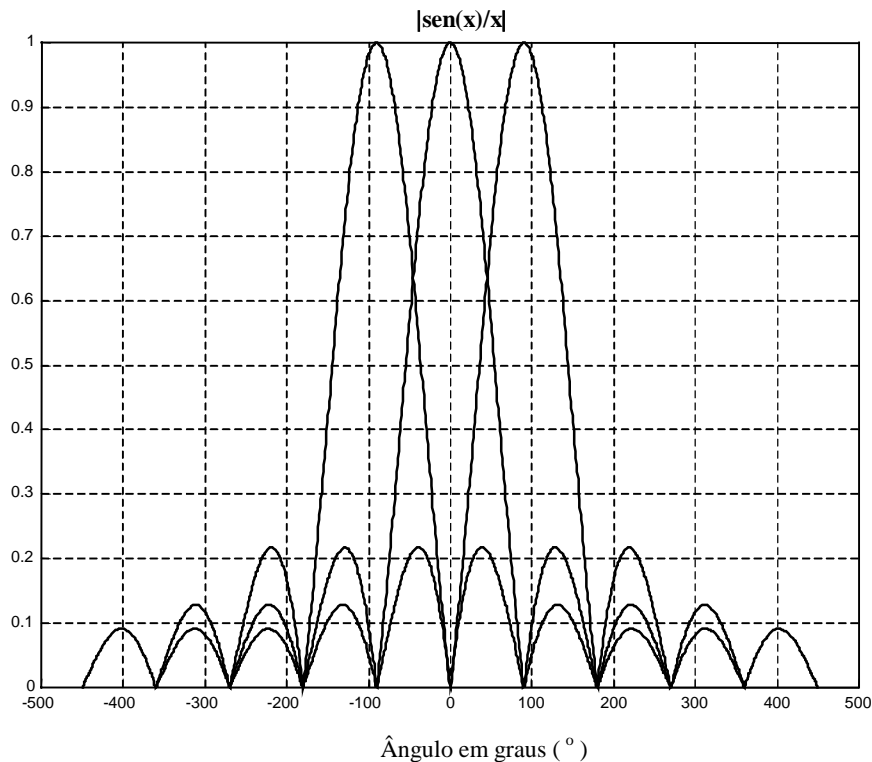


Figura 3.10. Representação da transformada de Fourier de um pulso retangular, que assume o formato da função $|\text{sen}(x)/x|$.

3.7. Outras técnicas de formação de feixe

Além do formador de Butler descrito na seção anterior, utiliza-se também outros procedimentos para a formação de feixe fixo. Uma das técnicas baseia-se na matriz de Blass, desenvolvida com base na estrutura da Figura 3.11. Este formador é constituído por uma matriz, na qual as linhas representam as excitações e as colunas as ramificações que interligam os elementos de irradiação com as linhas de excitação. As conexões de linhas e colunas são feitas por meio de junções híbridas. As excitações e as ramificações podem ser linhas de transmissão, como cabos coaxiais, microlinhas de fita, etc., ou guias de onda, conforme as exigências do projeto e a faixa de frequência a ser utilizada.

Os feixes originados da rede formadora (BFN) são gerados em função do espaçamento ds entre os elementos, do ângulo de inclinação θ_M ($m = 1, 2, \dots$) existente entre as linhas de excitações e as linhas de ramificações e do fator de propagação das linhas, γ_{fp}^{17} .

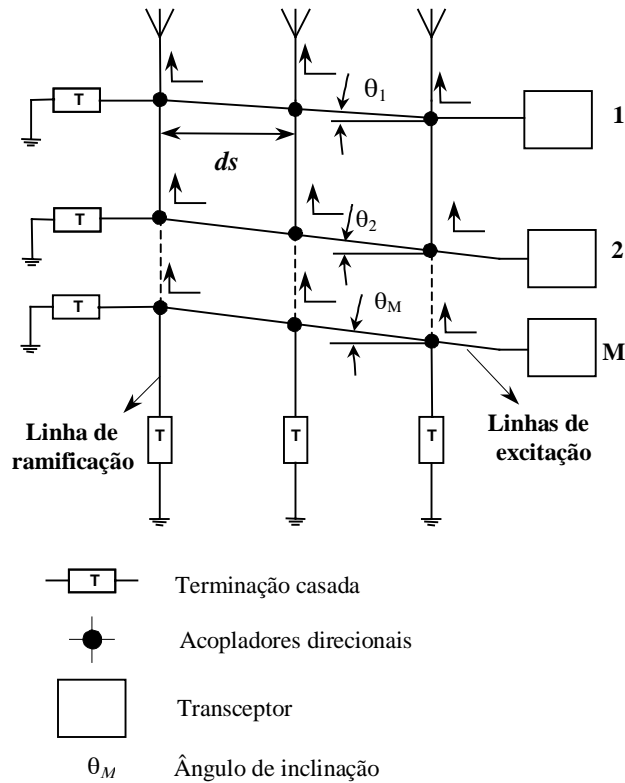


Figura 3.11. Rede de antenas de L elementos aplicando a matriz de Blass para formação dos feixes fixos.

O fator de propagação caracteriza o comportamento da onda eletromagnética guiada no sistema de excitação e possui uma parte real e uma parte imaginária, representando os fatores de atenuação e de fase. Sua expressão geral é¹⁶:

$$\gamma_{fp} = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.30)$$

onde os parâmetros R , L , G e C representam parâmetros distribuídos na estrutura, medidos por unidade de comprimento. Na ordem dada, tem-se a resistência por unidade de comprimento (R) em Ω/m , a indutância (L) em H/m , a condutância (G) em S/m e a capacitância (C) em F/m . Nesta equação, ω é a frequência angular do sinal guiado, expressa em rad/s . As constantes α e β representam, respectivamente, o fator de atenuação, em nepers/m (Np/m) e o fator de fase, em radianos/m (rad/m).

No formador de Blass, o número de feixes (n) coincide com o número de elementos da rede linear de antenas, isto é, o número de linhas e colunas da matriz, necessitando assim de n^2 junções híbridas para gerar os n feixes¹⁵. Como exemplo, na Figura 3.11, utilizou-se a rede de Blass aplicada a uma estrutura de 3 elementos, para a qual foram exigidas 9 junções híbridas.

Como as junções híbridas estão ligadas em sucessão até um determinado elemento irradiador, a perturbação causada pelas superposições das excitações podem conduzir a alterações no formato do diagrama de irradiação, sendo estas modificações causadas pela perda de potência nos acopladores direcionais. Em consequência disto, não se consegue a ortogonalidade entre os lobos principais do diagrama¹⁷, isto é, quando se alcançar o máximo de um diagrama na direção desejada, não necessariamente obtém-se nulos nas direções das interferências.

As vantagens de se utilizar a matriz de Blass são a rapidez de varredura para um pequeno número de feixes do sistema, simplicidade de construção e possibilidade de separação arbitrária entre os feixes¹⁷. A principal desvantagem é a perda de potência nas terminações casadas, um processo inerente ao comportamento das junções híbridas¹².

Além dos formadores de Butler e de Blass, existem outras configurações de redes de antenas usadas para obtenção de feixes fixos. Dentre elas, destacam-se a rede de Wullenweber, as antenas do tipo lentes de Luneberg ou Rotman, apropriadas para operação em frequências ultra-elevadas, em especial nas faixas de UHF e superiores^{12,17}. A rede de Wullenweber, mostrada na Figura 3.12, é uma estrutura circular desenvolvida para aplicações em até algumas dezenas de megahertz, na chamada faixa de HF. Essa rede tem entre de 30 e 100 elementos irradiadores, igualmente espaçados e orientados para fora da rede. Um sistema de comutação interligado aos transceptores orienta o feixe resultante segundo ângulos predefinidos. Pela semelhança com a função de medidores de ângulos, este sistema costuma ser também denominado *goniômetro*. O diagrama de irradiação desta rede de Wullenweber pode ser controlado por meio de pesos complexos introduzidos pela rede de alimentação colocada entre o sistema de comutação e os transceptores. A sua vantagem está na capacidade de cobertura em 360° no plano horizontal²³.

3.8. Limitações e benefícios do sistema de feixe fixo

Encontram-se algumas limitações no sistema de antenas que utiliza a formação de feixe fixo para uso em comunicações móveis. Uma delas refere-se ao enfraquecimento no nível do sinal do usuário na extremidade da região de cobertura.

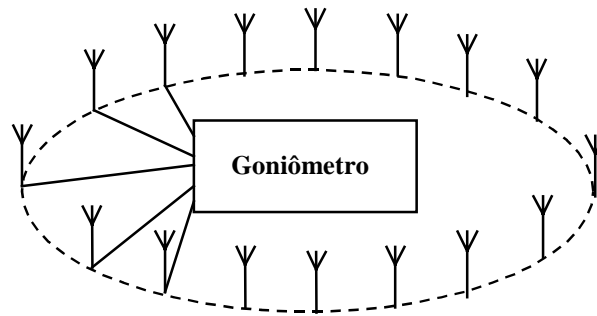


Figura 3.12. Configuração da rede de Wullenweber, utilizada na faixa de HF. Esta estrutura permite feixes fixos capazes de uma cobertura de 360° no plano horizontal.

Esta diferença de nível é causada pela variação da potência do sinal em função do seu movimento e da não-uniformidade do diagrama de irradiação, como observada na Figura 3.8 (b). A variação da amplitude dos feixes do diagrama é conhecido como *cortes de borda (scalloping)*. Como a distância entre o móvel e a estação transmissora pode ser constante, a variação do sinal representa um decaimento da amplitude (*roll-off*) do diagrama com a variação do *ângulo de chegada* (DOA – *Direction-of-Arrival*) de cada feixe produzido⁶.

Outra limitação está na incapacidade de distinguir o sinal desejado do interferente quando ambos estiverem no mesmo feixe principal. O sistema também não proporciona melhora na qualidade do sinal na presença de desvanecimento causado por múltiplos percursos. Alguns benefícios encontrados no sistema de comutação são o aumento na área de cobertura e a redução no atraso de propagação em determinados ambientes¹⁸. Um exemplo desta vantagem é o uso em sistemas de comunicações pessoais PCS (*Personal Communication System*), cuja configuração é em camadas, com antenas elevadas e com alto tráfego de assinantes.

3.9. Redes de antenas adaptativas

Nos sistemas que apresentam múltiplas interferências utilizam a técnica de múltiplo acesso por divisão de código no padrão americano IS-95 (IS-95-CDMA-*Interim Standard for U.S. Code Division Multiple Access*). Na recepção, o processo de ajuste do lobo principal de uma rede adaptativa é feito através do controle dos pesos complexos dos elementos da rede, de acordo com as características do sinal de chegada¹².

Os ajustes são realizados por algoritmos adaptativos com o emprego de processadores digitais de sinais (DSP).

Existem configurações de redes adaptativas para faixa estreita e para faixa larga e algumas destas configurações são apresentadas na Figura 3.13¹⁹. Na parte (a), tem-se a montagem apropriada para recepção em faixa estreita. Nesta configuração tem-se o formador de feixe convencional, referido *como formador de feixe por soma-de-atrasos*. Permite obter nulos e direcionar o lobo de maior intensidade para sinais definidos por uma faixa estreita de frequências. A adaptação é feita ajustando-se as fases dos pesos complexos w localizados nos braços de cada elemento da rede de antenas⁹. O termo soma-de-atrasos refere-se à composição de sinais com diferentes retardos que chegam nos elementos que constituem a rede.

De acordo com Widrow *et al.*¹⁹ e Compton²⁰, ao se desejar o uso em uma grande largura de faixa, cada elemento defasador da primeira configuração deve ser substituído por uma linha de atraso gradual implementado em PBG, como se mostra na parte (b) da mesma figura. A técnica usada na graduação da linha de retardo permite que se ajustem o ganho e a fase de maneira que se tenha cobertura em uma faixa especificada de frequências. Quanto maior for a quantidade de secções empregadas, maior a largura de faixa possível¹⁹. Este comportamento pode ser observado na análise a ser apresentada em seguida.

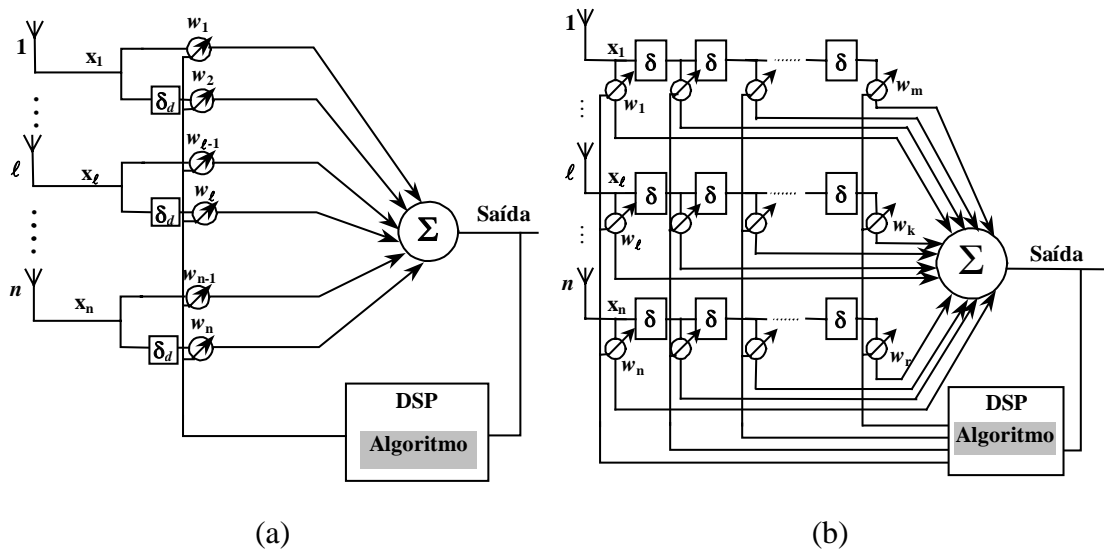


Figura 3.13. Configurações de redes adaptativas. (a) Rede adaptativa para processamento de sinal em faixa estreita. (b) Rede adaptativa para processamento de sinal em faixa larga.

A estrutura da Figura 3.14 (a) representa um formador de feixe convencional para faixa estreita. A rede linear de antenas proposta possui dois elementos irradiadores isotrópicos com separação $ds \leq \lambda/2$. Cada elemento está associado a pesos ajustáveis e a uma estrutura de retardo. Para este caso, deseja-se reduzir o nível do sinal interferente que atinge a rede em um ângulo ϕ_i e simultaneamente direciona o lobo principal para o sinal de interesse posicionado no ângulo ϕ_o . Desta forma, obtém-se o diagrama de irradiação resultante. Na parte (b) da Figura ilustra-se um resultado, para valores de 120° e 60° para as direções indesejável e desejada, respectivamente. Para a estrutura de faixa larga da Figura 3.15 (a), utilizando as mesmas considerações para a rede adaptativa de faixa estreita, obtém-se o diagrama de irradiação da Figura 3.15(b).

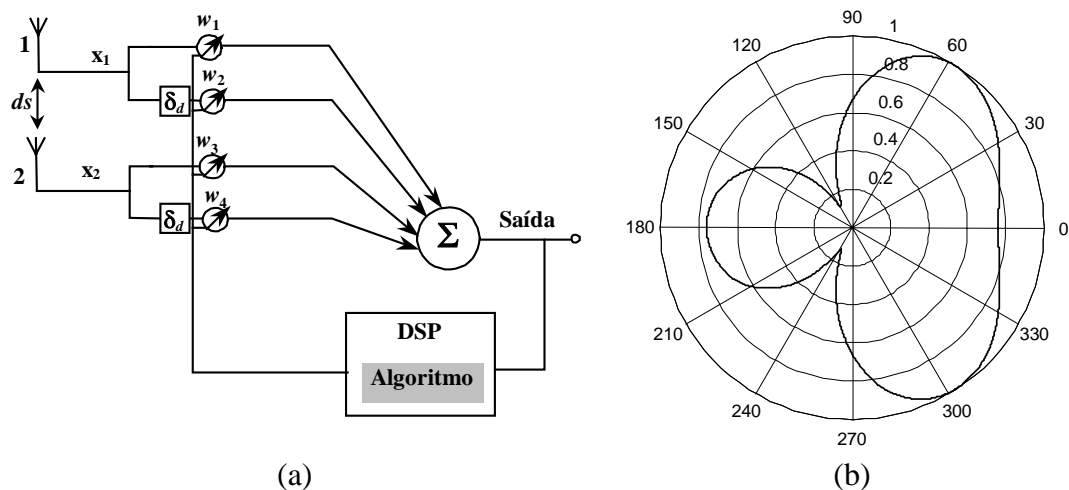


Figura 3.14. (a) Estrutura de uma rede adaptativa para receber sinais de faixa estreita. (b) Diagrama de irradiação resultante.

Verifica-se que a linha de atraso no sistema de faixa larga causa uma mudança no diagrama de irradiação da rede adaptativa comparado ao sistema de faixa estreita. Ressalta-se que o sistema de antenas adaptativas de faixa larga pode ser utilizado em ambientes que empregam sinais de pequena largura faixa⁶. Os procedimentos para obtenção dos diagramas de irradiação para as estruturas mencionadas estão no Capítulo 3.

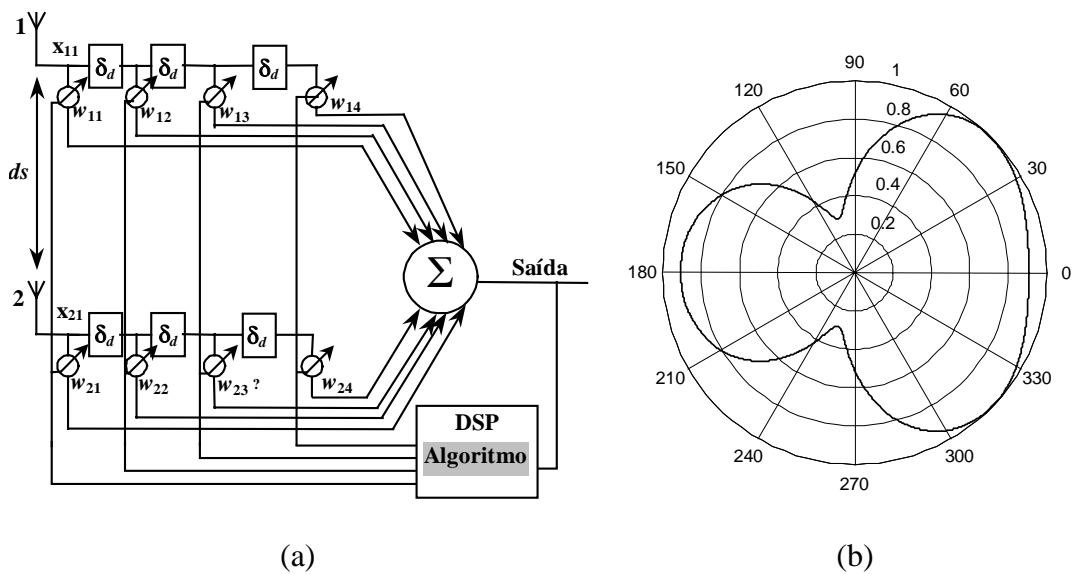


Figura 3.15 . Estrutura de uma rede adaptativa faixa larga, item (a). Na parte (b) encontra-se o diagrama de irradiação resultante para esta estrutura.

A Figura 3.16 ilustra o diagrama em blocos de uma rede adaptativa para recepção de sinais, com os respectivos equipamentos. Destacam-se o duplexador, amplificador de baixo ruído, identificado como LNA (*Low Noise Amplifier*), conversores de frequência intermediária (FI) e Analógico-Digital (A/D), amostrador, controlador de pesos, circuito somador e um processador digital de sinal (DSP) que emprega um algoritmo adaptativo para os ajustes dos pesos de cada elemento da rede. O duplexador é um dispositivo passivo que permite transmissão e recepção de sinais em determinada faixa de frequências. O conversor de FI faz a translação para uma frequência intermediária, tornando possível o processamento do sinal. É feita com o objetivo de permitir maior controle sobre as variações nos níveis de sinal durante o processamento e para facilitar a implementação dos circuitos em frequências mais baixas^{21,6}. O conversor A/D propicia a digitalização do sinal entregue ao amostrador, que efetua a amostragem do sinal antes de acoplá-lo ao DSP.

O controlador de pesos permite o ajuste do diagrama de irradiação da rede. O circuito somador realiza a somatória dos sinais vindos de cada elemento da rede. No DSP o sinal é processado e os pesos de cada elemento da rede de antenas são atualizados através de um algoritmo adaptativo²². Logo, o processo de atualização dos pesos, feito de acordo com a variação da posição do sinal recebido na rede, propicia a alteração desejada no diagrama de irradiação para o sistema. O duplexador e o LNA são montados fora do equipamento de radiorecepção e os demais circuitos, onde são

realizados o processamento do sinal que integram o receptor. Desta forma, o equipamento possui determinado número de entradas de sinais, referentes aos n elementos da rede.

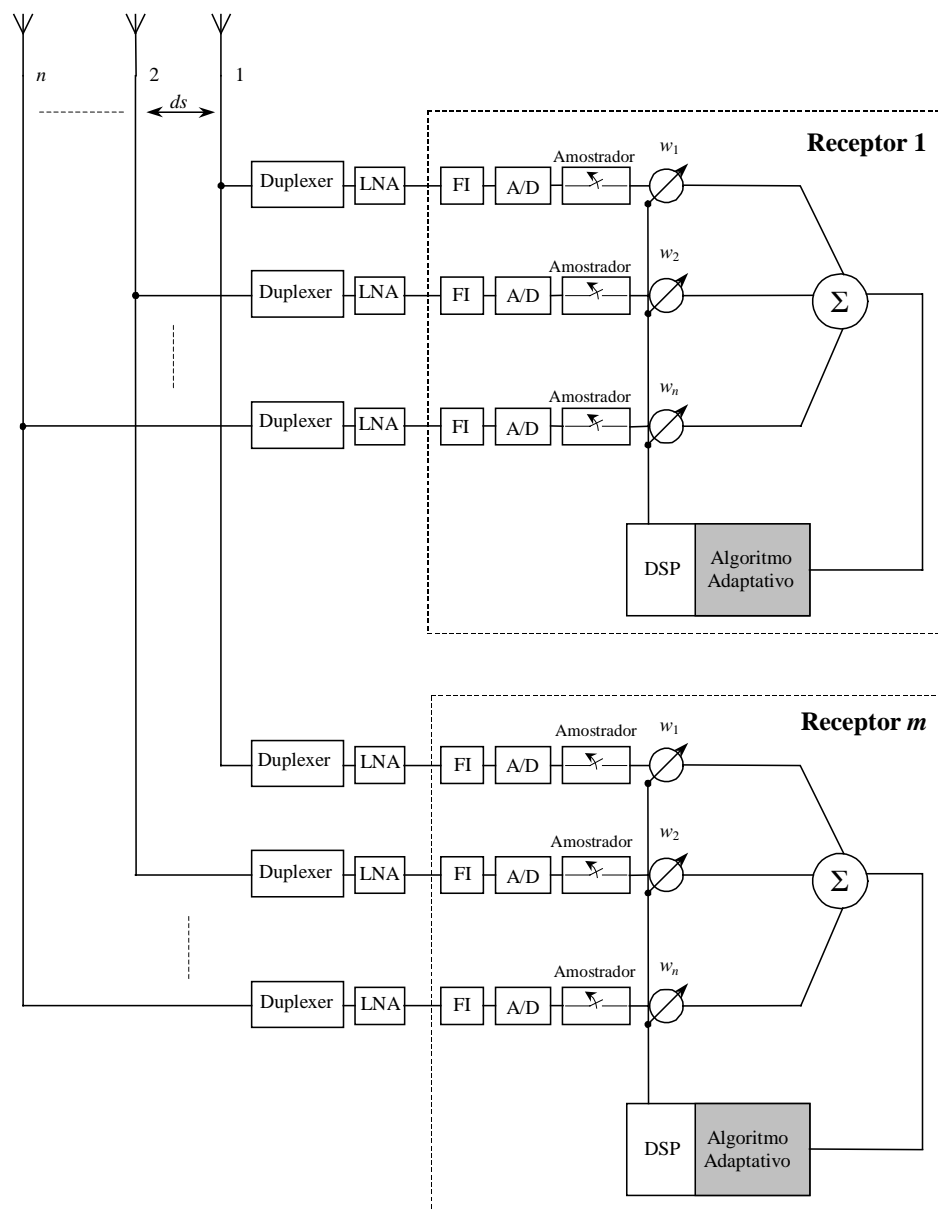


Figura 3.16. Diagrama de blocos de uma rede adaptativa interligada aos equipamentos utilizados na recepção dos sinais.

A Figura 3.17 ilustra o comportamento do sinal recebido em uma rede de antena adaptativa e a forma como pode ser realizada a atualização dos pesos. Nesta representação, considerou-se apenas um receptor no sistema. O sinal na saída da rede, $y(t)$ é o somatório dos produtos entre o sinal recebido $x_n(t)$ e o peso w_n de cada elemento da rede. Individualmente, os elementos possuem uma função de irradiação

$f(\theta, \phi)$. O ruído branco, $n(t)$, conhecido por AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), gerado pelos receptores conectados à rede de antenas soma-se ao sinal recebido.

Os pesos (w_n) são determinados por métodos iterativos, isto é, a medida em que a fonte transmissora desloca-se os valores dos pesos são atualizados através de um processo repetitivo entre o sinal de saída da rede $y(t)$ e o sinal de referência $d(t)$, idêntico ao sinal desejado. O sinal de referência é obtido através da transmissão de uma seqüência de treinamento ou de sincronismo ou código de espalhamento espectral, técnica de acesso CDMA conhecida pelo receptor.

Assim, a otimização dos pesos é feita por meio da diminuição do erro médio quadrático, $\varepsilon(t)$, entre a saída da rede e o sinal de referência²³. Existem algoritmos que não necessitam do sinal de referência para identificar o sinal recebido e, por conseguinte, realizar a atualização dos pesos. O reconhecimento do sinal é feito através da característica da envoltória do sinal modulado. Ou seja, o sinal que possui a envoltória constante não necessita de uma referência no receptor para realizar o processo adaptativo. Utiliza para isto a montagem da Figura 3.17, com observações feitas a partir de uma referência coletada no ponto indicado como (a).

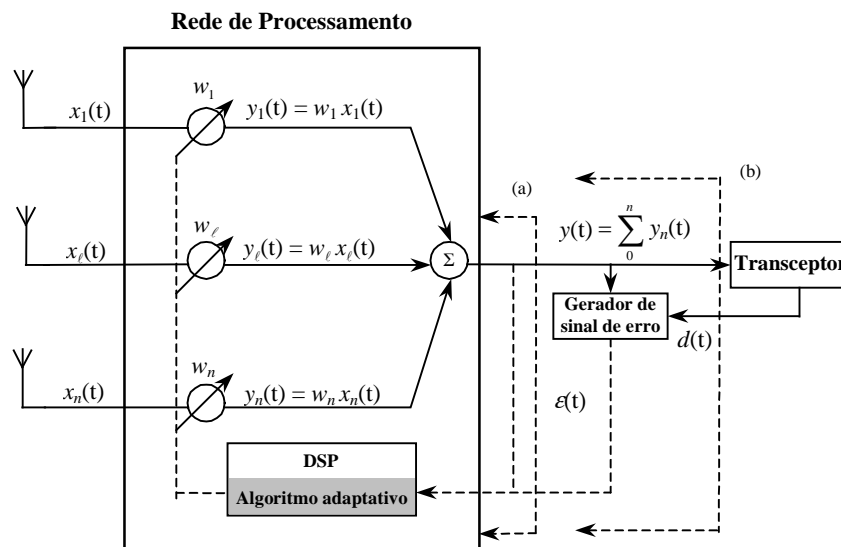


Figura 3.17. Estrutura formadora de feixe com ajustes dos pesos para uma rede linear de antenas.

A saída da rede adaptativa (Figura 3.17), pode ser então determinada pela equação:

$$y(t) = \sum_1^n w_n x_n(t) \quad (3.31)$$

e representada na forma matricial por:

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (3.32)$$

onde \mathbf{W}^H é o vetor complexo conjugado transposto de \mathbf{W} e o índice H representa o transposto conjugado hermitiano. O conjugado transposto é aplicado nos vetores e em todos os tipos de matrizes. Para os vetores, o índice H indica que o vetor linha (ou coluna) foi transformado em um vetor coluna (ou linha) com os sinais, das componentes imaginárias dos números complexos trocados. No caso de matrizes, as linhas são transformadas em colunas fazendo-se o conjugado dos números complexos²⁴.

O vetor peso complexo \mathbf{W} em (3.33) é descrito da forma:

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_n] \quad (3.33)$$

e $\mathbf{X}(t)$ descreve o vetor do sinal que chega em cada elemento da rede, dado por:

$$\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, \dots, x_n] \quad (3.34)$$

Outro tipo de rede adaptativa desenvolvida por Applebaum²⁷, utiliza o sistema de *cancelamento de lobos laterais*, conhecido como SLC (de *side lobe canceller*). (Figura 4.18). O sistema é composto por uma antena principal, que produz um feixe de alto ganho, e uma rede auxiliar de antenas associada à rede principal. Os pesos fazem o controle do diagrama de irradiação²⁵, direcionando o feixe principal para o sinal desejado e reduzindo o nível de potência das fontes interferentes com o emprego da rede auxiliar²⁶. Com o SLC integrado à rede adaptativa, aumenta-se a relação sinal ruído do sistema²⁷.

Neste tipo de rede, alguns algoritmos foram desenvolvidos com objetivo de determinar a posição e a direção da onda eletromagnética. Assim, um sistema adaptativo, com formação de múltiplos feixes independentes propicia aumento no número de assinantes ou de grupos de assinantes em um sistema de comunicações móveis, além de reduzir amplitudes de sinais interferentes. Cada usuário móvel é rastreado no ângulo de azimute por um feixe com largura de faixa estreita, conforme ilustrado Figura 3.19^{26,28}.

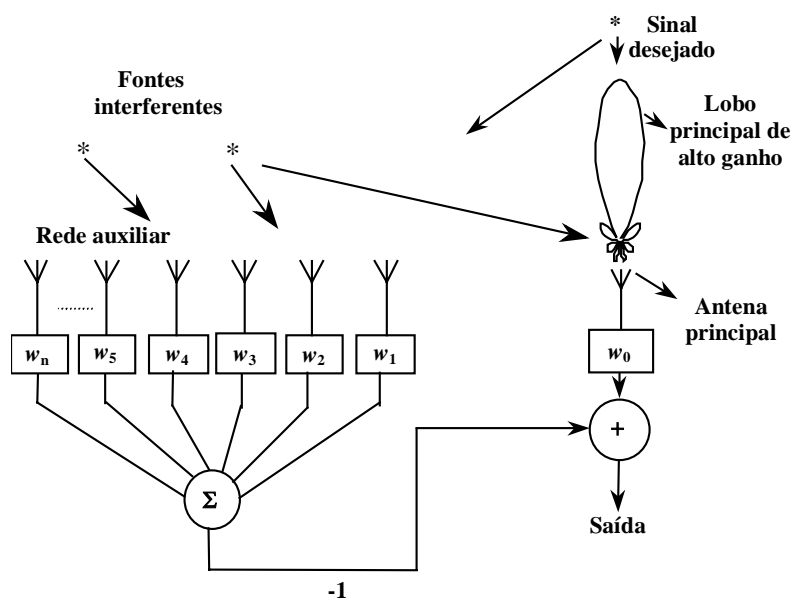


Figura 3.18. Diagrama de uma rede adaptativa SLC utilizando pesos para o controle do diagrama de irradiação.

Os vários feixes principais podem ser considerados como células co-canais. Isto é, os lobos principais que possuam a mesma frequência têm o comportamento de duas estações radiobase no mesmo grupo de frequências. Desta forma, torna-se possível o reuso de frequência ou de código para vários usuários que estão na região de cobertura do sistema de comunicação.

No que diz respeito ao acesso de usuários, a rede adaptativa proporciona melhor eficiência espectral e maior capacidade de canal para as técnicas TDMA e CDMA em relação ao padrão FDMA. A eficiência espectral refere-se à capacidade de tráfego em um sistema com uma determinada alocação espectral e a capacidade de canal refere-se a máxima taxa de dados do canal dentro da sua largura de faixa⁹. Desta maneira, tem sido estudada de forma freqüente e sistemática a melhoria de desempenho nos sistemas de comunicação sem fio com o emprego de antenas adaptativas^{29,30,31}.

Outra técnica de acesso empregada neste sistema de antenas é a SDMA. Esta tecnologia utiliza o posicionamento angular dos transceptores móveis no enlace de comunicação com a estação radiobase. Permite, então, que os usuários atendidos pela mesma estação radiobase utilizem as mesmas frequências disponíveis, simultaneamente³². A Figura 3.20 mostra o emprego da tecnologia SDMA em um ambiente de comunicação móvel.

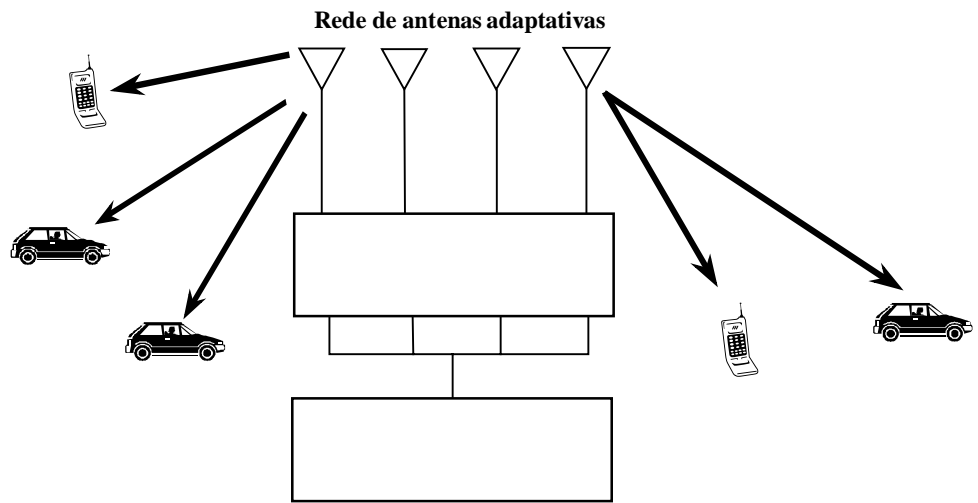


Figura 3.19. Sistema adaptativo com rastreamento de um assinante , ou grupo de assinantes, em um sistema de comunicação móvel. Vários feixes independentes são formados e direcionados para as fontes de sinais desejadas.

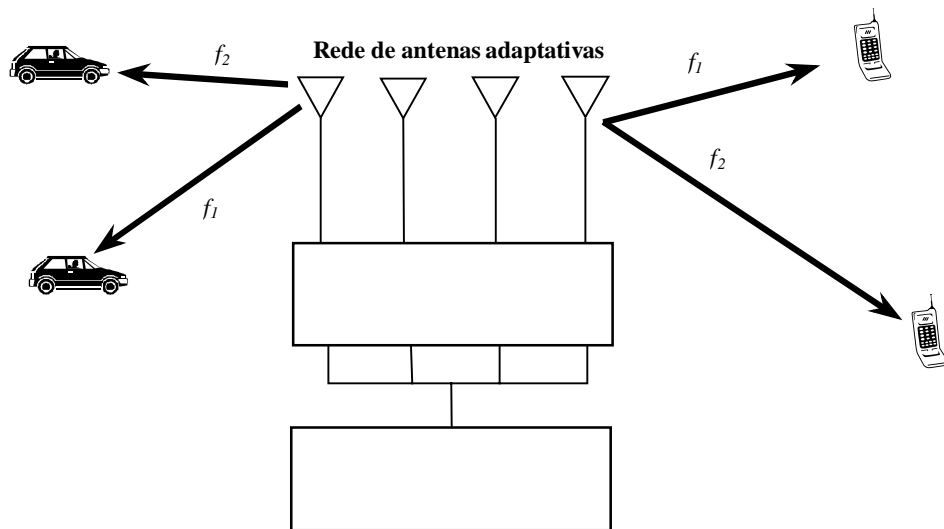


Figura 3.20. Sistema de comunicação móvel empregando a técnica SDMA. Os diversos usuários atendidos pela mesma estação radiobase utilizando as mesmas frequências.

Referências Bibliográficas

- ¹ RAPAPORT, T. S. *Smart antennas: adaptive arrays, algorithms and wireless position location*. Piscataway: New Jersey: IEEE Press, 1998.
- ² OSORIO, A.F. S. *Antenas Adaptativas: Conceitos e Aplicações em Comunicações Móveis*. Tese de Mestrado. Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação. Universidade Estadual de Campinas, Jul. 1998.
- ³ WINTERS, J. H. Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading. *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, **42**(4), Nov., 1993
- ⁴ STUTZMAN, L. W.; THIELE, A. G. *Antenna theory and design*. 2nd. Ed.. New York: John Wiley, 1998.
- ⁵ FRIIS, H. T. A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, **34**(5):254-256, May. 1946.
- ⁶ LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- ⁷ YACOUB, Michel D. *Foundations of mobile radio engineering*. Boca Raton: CRC Press, 1993.
- ⁸ CHYSSOMALLIS, M. Smart Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**(3):129-136, Jun. 2000.
- ⁹ GODARA, L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. *Proc. IEEE*, **85**(7):1029-1060. Jul., 1997.
- ¹⁰ PATTAN, B. *Robust modulation methods & smart antennas in wireless communications*. New Jersey: Prentice Hall, 2000.
- ¹¹ WINTERS, J. H. Smart Antennas for Wireless Systems. *IEEE Personal Communications*, (5):23-27. Feb., 1998.
- ¹² DIETRICH Jr, C. B. *et al.* Smart Antennas in wireless communication: Base-Station Diversity and Handset Beamforming. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**(5):142-151, Oct., 2000.
- ¹³ BUTLER, J.; LOWE, R. Beamforming matrix simplifies desing of electronically scanned antennas. *Electronic Design*, Apr. 1961.
- ¹⁴ COLLIN, Robert E. *Antennas and radiowave propagation*. Singapore: McGraw-Hill, 1985.
- ¹⁵ MACNAMARA, T. Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90⁰ hybrids or 180⁰ hybrids. *Proc. IEEE*, **134**(1):50-54. Feb., 1987.
- ¹⁶ CHENG, D. K. *Fundamentals of engineering electromagnetics*. New Jersey: Prentice Hall, 1993.

-
- ¹⁷ LO, Y. T.; Lee, S. W. (Ed.). *Antennas handbook: theory, applications, and design*. New York, 1988.
- ¹⁸ LIBERTI, J. C. *Analysis of CDMA cellular radio systems employing adaptive antennas*. Virginia, 1995. Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Mobile & Portable Radio Research Group. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- ¹⁹ WIDROW, B. *et al.* Adaptive antenna systems. *Proc. IEEE*, **55**(12):2143-2159, Dec. 1967.
- ²⁰ COMPTON Jr., R. T. The Bandwidth Performance of a two-element adaptive array with tapped delay-line processing. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, **36**(1):5-14. Jan., 1988.
- ²¹ STUZMAN, L. W.; THIELE, A. G. *Antenna theory and design*. 2nd. Ed.. New York: John Wiley, 1998.
- ²² PHILLIPS, K., *et al.* Implementation of na adaptative antenna array using the TM320C541. *Application Report SPRA532*. Texas Instruments. Apr., 1999.
- ²³ DIETRICH Jr., Carl B. *Adaptive arrays and diversity antenna configurations for handheld wireless communication terminals*. Virginia, 2000 (250 Sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Disponível em: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-04262000-15330030/unrestricted/ch3.pdf>. Acesso em: 18 Jul. 2002
- ²⁴ STANG, G. *Introduction to linear algebra*. 2nd. Ed.. Massachusetts: Wellesley-Cambridge Press. 1998.
- ²⁵ GABRIEL, W. F. Adaptive processing array systems. *Proc. IEEE*, **80**(1):152-162. Jan., 1992.
- ²⁶ SWALES, C. S. *et al.* The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems. *IEEE Trans. on Vehicular Tec.*, **39**(1):56-67, Feb., 1990.
- ²⁷ APPLEBAUM, S. P. Adaptive Arrays. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, **24**(5):585-598. Sept., 1976.
- ²⁸ TELECOM AUSTRALIA. *Base-station antennas for future cellular radio systems*. pp.41-43, 1985-1986.
- ²⁹ FARIA, V. V., *et al.* *Melhoria de desempenho em sistemas de comunicações celulares com uso de antenas adaptativas*. SEMANA INTERNACIONAL DAS TELECOMUNICAÇÕES, 2002, Santa Rita do Sapucaí. **Anais...** Santa Rita do Sapucaí: Inatel, 2002. p. 121-124.
- ³⁰ FARIA, V. V., *et al.* Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION, 2003. Santos. CD-ROM.

-
- ³¹ FARIA, V. V., RIBEIRO, J. A. J. *Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays*. In: INTERNATIONAL MICROWAVE & OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 2003, Foz do Iguaçu. Artigo aceito para participar do International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC-2003) a ser realizado em Foz do Iguaçu no período de 20 a 23 de setembro de 2003.
- ³² BURACCHINI, E. *SDMA in mobile radio systems: capacity enhancement in GSM & IS-95*. Disponível em: <<http://ftp.eurescom.de/~public-web-deliverables/P900-series/P921/D2/wcost260.pdf>>. Acesso em: 21 Jul., 2002.

Capítulo 4

Controle do diagrama de irradiação

4.1. Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar um método que permita realizar o direcionamento do lobo principal do diagrama de irradiação para fontes de sinais desejados e, simultaneamente, formar nulos nas direções de sinais interferentes. Este procedimento baseia-se nas características do ambiente eletromagnético e nos conceitos discutidos nos capítulos iniciais.

A princípio, um modelamento matemático é realizado para sinais de largura de faixa estreita que atinge uma rede de antenas. Na rede, é feito o ajuste da fase e da amplitude da corrente na saída de cada elemento que permite o direcionamento do lobo principal para fonte desejada e nulos para as interferências.

Outro estudo é apresentado para sinais que possuem grande largura de faixa. Neste desenvolvimento utilizam-se procedimentos matemáticos diferentes do apresentado para a estrutura de faixa estreita e que apresenta o mesmo objetivo final: o direcionamento do lobo principal para sinais desejados e nulos para os indesejáveis.

Exemplos são feitos para ter-se uma melhor compreensão do controle do diagrama de irradiação.

4.2. Formador de feixe de faixa estreita utilizado em sistemas de antenas adaptativas

A estrutura básica de um formador de feixe de faixa estreita utilizado em sistemas de

antenas adaptativas está representado na Figura 4.1. O sinal recebido no ℓ -ésimo elemento da rede de antenas do formador pode ser descrito por :

$$x_\ell(t) = \sum_{\ell=1, m=1}^{M,L} [r_{\ell,m}(t) + n_\ell(t)] = \sum_{\ell=1, m=1}^{M,L} [m_m(t) e^{-j\Delta\psi(\phi_m, \theta_m)} + n_\ell(t)] \quad (4.1)$$

onde $n_\ell(t)$ é o ruído aleatório, composto pelos ruídos residual e os gerados nos equipamentos eletrônicos de transmissão ou recepção, que está presente no ℓ -ésimo elemento. O ruído residual é aquele que está presente na antena na ausência do sinal transmitido ou recebido. Além disso, $n_\ell(t)$ é também conhecido por ruído branco (AWGN), tendo média zero e variância igual a σ_n^2 . Como a variância é determinada pela soma entre o valor médio quadrático e o quadrado do valor médio, a potência de ruído fica igual a variância quando ela possui o valor médio igual a zero e normalizada a uma impedância de 1 Ohm.

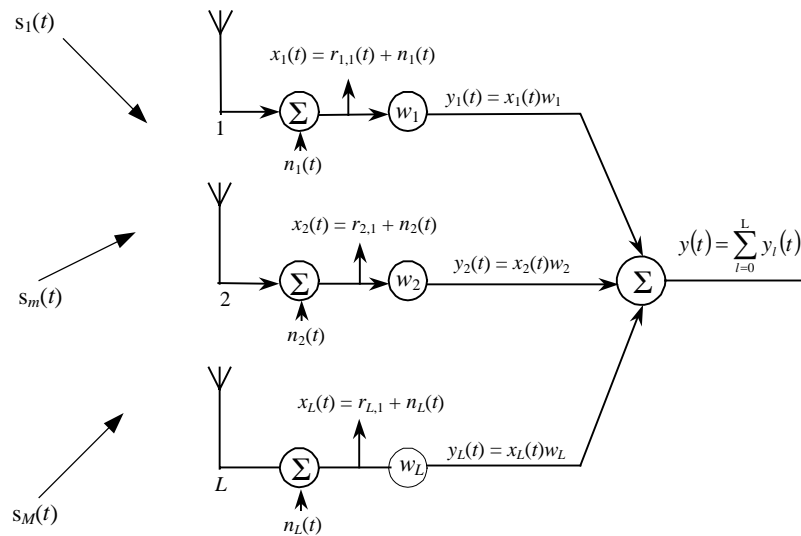


Figura 4.1. Estrutura de um formador de feixe de largura de faixa estreita.

A Equação (4.1) também pode ser representada na seguinte forma de vetor coluna:

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{m=1, \ell=1}^{L,M} m_m(t) \mathbf{a}(\phi_m, \theta_m) + \mathbf{n}(t) \quad (4.2)$$

onde $\mathbf{n}(t)$ representa o vetor das componentes de ruído e descrito por

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_\ell(t)]^t \quad (4.3)$$

e o vetor posição ou vetor de resposta da rede $\mathbf{a}(\phi_m, \theta_m)$ dado por

$$\mathbf{a}(\phi_m, \theta_m) = \mathbf{a}_m = [1, e^{-j\Delta\psi_2(\phi_m, \theta_m)}, \dots, e^{-j\Delta\psi_\ell(\phi_m, \theta_m)}]^t \quad (4.4)$$

onde o ℓ -ésimo elemento deste vetor possui um sinal com a fase deslocada em relação ao elemento de referência.

No formador de faixa estreita, Figura 4.1, o sinal recebido em cada elemento é multiplicado por um peso complexo resultando na saída a somatória desse produto. Desta forma, a equação que representa o sinal na saída do formador pode ser escrita como

$$y(t) = \sum_{\ell=1}^L w_\ell x_\ell(t) \quad (4.5)$$

A Equação (4.5) pode ser representada também na forma de vetor coluna. Para isso, escreve-se, nesta ordem, o vetor peso e o vetor dos sinais presentes em cada elemento da rede de antenas:

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_L] \quad (4.6)$$

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_\ell(t)]^t \quad (4.7)$$

levando (4.5) ser reescrita como

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (4.8)$$

Os índices T e H representam a transposta e a transposta do conjugado complexo de um vetor, respectivamente, o símbolo \mathbf{W} exprime o vetor dos pesos da rede e $\mathbf{X}(t)$ o sinal vetorial que é formado pelos sinais que chegam nos elementos da rede.

Se o sinal recebido é caracterizado por um processo aleatório e estacionário¹, a potência média na saída do formador pode ser determinada através de

$$P(\mathbf{W}) = E \{ y(t), y(t)^H \} = \mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W}^t \quad (4.9)$$

onde $E\{.,.\}$ é o operador de *esperança*, *valor esperado* ou ainda *média* e \mathbf{R} corresponde a matriz de correlação do sinal que atinge os elementos, definido por:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}(t), \mathbf{X}(t)^H\} = E \begin{bmatrix} x_1(t)x_1^*(t) & x_1(t)x_2^*(t) & \cdots & x_1(t)x_n^*(t) \\ x_2(t)x_1^*(t) & \ddots & \cdots & x_2(t)x_n^*(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_n(t)x_1^*(t) & \cdots & \cdots & x_n(t)x_n^*(t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

A matriz autocorrelação possui ainda outras formas de representação para este processo. Uma delas está em função da potência transmitida e do vetor posição. Então, através da dedução apresentada no Apêndice A, e realizada por Haykin¹⁴, a matriz autocorrelação do sinal que chega na rede de antenas apresenta a forma:

$$\mathbf{R} = \sum_{\ell=1}^L p_\ell \mathbf{a}_\ell \mathbf{a}_\ell^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.11)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade de ordem L , p_i a potência da m -ésima fonte de sinal e determinada por:

$$p_i = E\{|m_m(t)|^2\} \quad (4.12)$$

e σ_n^2 a potência do ruído AWGN.

A Equação (4.11) pode ser representada na forma matricial como

$$\mathbf{R} = \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{A} \mathbf{\Lambda}_1^T + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.13)$$

onde $\mathbf{\Lambda}_1$ é uma matriz $L \times M$ definida por

$$\mathbf{\Lambda}_1 = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_m] \quad (4.14)$$

sendo \mathbf{a}_m o vetor posição da m -ésima fonte de sinal e ainda a matriz \mathbf{A} ($M \times M$) em (4.13) representa a matriz correlação das fontes de sinais. Para a situação onde os sinais não são correlacionados, isto é, não possuem correspondência, esta matriz é uma matriz diagonal cujos elementos representam o valor da potência transmitida. Assim, \mathbf{A} é descrita por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} p_i & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p_i & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & p_i & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & p_i \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

ou

$$A_{ij}(M \times M) = \begin{cases} p_i, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (4.16)$$

A segunda forma de representar a matriz \mathbf{R} é através dos seus autovalores e autovetores, conhecida como *forma normal*, dada por:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^H = \sum_{\ell=1}^L \lambda_{\ell} \mathbf{q}_{\ell} \mathbf{q}_{\ell}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.17)$$

onde $\mathbf{\Lambda}$ é a matriz diagonal dos autovalores de \mathbf{R} ;

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \lambda_{\ell} & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & & \cdots & \lambda_L \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

e \mathbf{Q} é a matriz composta pelos autovetores de \mathbf{R} ;

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \cdots, \mathbf{q}_L] \quad (4.19)$$

onde \mathbf{q}_{ℓ} corresponde ao vetor coluna da matriz \mathbf{R} que indica o vetor posição da fonte de sinal. No Apêndice B encontra-se o procedimento matemático que resulta na equação (4.17).

4.3. Fator espacial da rede

O fator espacial da rede linear do formador de feixe pode ser obtido através de (4.5) que define o sinal na saída do formador. Então, para um sinal atingindo uma rede de antenas, $M = 1$, conforme ilustrado na Figura 2.7 e utilizando (4.1) e (4.5), encontra-se o fator da rede através de:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{\ell=1}^L [w_{\ell}^* m_1(t) e^{-j\Delta\psi_{\ell}(\phi_1, \theta_1)} + n_{\ell}(t)] \\ &= m_1(t) \sum_{\ell=1}^L [w_{\ell}^* m_1(t) e^{-j\Delta\psi_{\ell}(\phi_1, \theta_1)} + n_{\ell}(t)] \\ &= m_1(t) E(\phi_1, \theta_1) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Nesta expressão,

$$E(\phi_1, \theta_1) = \sum_{\ell=1}^L [w_\ell^* m_\ell(t) e^{-j\Delta\psi_\ell(\phi_1, \theta_1)} + n_\ell(t)] \quad (4.21)$$

corresponde ao fator espacial da rede em notação de série geométrica, para uma rede de antenas linear com irradiadores isotrópicos. Observando (4.20), verifica-se que o fator espacial da rede em (4.21), é a relação entre o sinal na saída do formador e o sinal que chega nos elementos da rede de antenas. Se os elementos da rede não possuírem irradiação isotrópica, o diagrama de irradiação padrão da rede de antenas, $F(\theta, \phi)$, é determinado por^{2,13}:

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) E(\theta, \phi) \quad (4.22)$$

onde $f(\phi, \theta)$ é o fator espacial de um elemento da rede. Em (4.21), o peso w_ℓ propicia o direcionamento do lobo principal do diagrama para os sinais desejado e nulos para as fontes interferentes.

4.4. Formadores de feixe não auto-ajustáveis

Estes formadores de feixes possuem o máximo de irradiação ou nulo em direções pré-fixadas. Ou seja, as direções de sinal desejado e de interferência são conhecidas durante a realização do projeto. Os formadores mais conhecidos são o formador de feixe convencional e o formador de feixe convencional com direcionamento de nulos.

a) Formador de feixe convencional.

Nesta formador os pesos possuem o mesmo módulo e as fases, por serem diferentes umas das outras, são responsáveis pelo direcionamento do diagrama de irradiação na direção (ϕ, θ) desejada. Esta direção é também conhecida como *direção de visada direta*. Fazendo \mathbf{a}_1 em (4.4) como o vetor posição de visada direta da fonte de sinal desejada, o vetor peso pode ser determinado por:

$$\mathbf{W} = \frac{1}{L} \mathbf{a}_1 \quad (4.23)$$

sendo L o número de elementos da rede. Com isso, a rede possui uma resposta na direção de visada direta do enlace, ou seja, a potência na saída do formador é igual a

potência do sinal desejado localizado na direção de visada direta. Podendo ser comprovado da seguinte maneira.

O esquema da Figura 4.2 ilustra o formador convencional com uma rede de linear de antenas com $L = 4$ elementos irradiadores e de mesmo espaçamento ds entre eles. Observa-se que a frente de onda do sinal atinge os elementos da rede em diferentes instantes de tempo. Portanto, o sinal recebido em um elemento da rede é dado por:

$$x_{\ell,1}(t) = m_1(t) e^{j2\pi f_0(t - \tau_\ell(\phi_1, \theta_1))} \quad (4.24)$$

que na forma de vetor, possui a representação:

$$\mathbf{X}(t) = m_1(t) e^{j2\pi f_0 t} \mathbf{a}_1 = s_1(t) \mathbf{a}_1 \quad (4.25)$$

Então, a saída do formador pode ser escrita da seguinte maneira²:

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) = m_1(t) \quad (4.26)$$

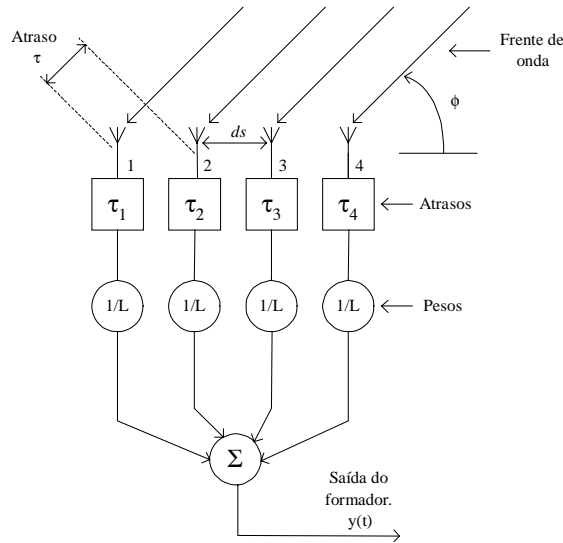


Figura 4.2. Esquema de um formador convencional em uma rede de antenas com quatro elementos irradiadores e de mesmo espaçamento ds entre eles.

Portanto, a potência na saída do formador pode ser obtida em (4.9) e o intervalo de atraso em (2.34). Resultando na resposta do formador conforme mencionado anteriormente.

Em um ambiente eletromagnético que apresenta ruídos não correlacionados, ou seja, são independentes do sinal não havendo interferência co-canal sobre a rede de

antenas, o formador convencional apresenta a característica de maximizar a relação sinal ruído (“SNR – *Signal Noise Ratio*”) de maneira que outros tipos de interferências não afetam o desempenho do sistema. A interferência de co-canal é um sinal indesejável com frequência de portadora igual a do sinal desejado. Os ruídos não correlacionados são obtidos por :

$$\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.27)$$

onde \mathbf{R}_n é a matriz autocorrelação do ruído (Apêndice A) do formador, σ_n^2 é a potência de ruído dos elementos irradiadores e \mathbf{I} a matriz identidade. Portanto, a potência de ruído na saída do formador pode ser determinada por:

$$P_n = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_n \mathbf{W} = \frac{\sigma_n^2}{L} \quad (4.28)$$

Assim, (4.28) mostra que a potência de ruído na saída do formador é L vezes menor que potência de ruído em cada elemento da rede de antena. Desta forma, o formador produz um ganho para o sistema de ordem L .

O vetor peso em (4.26), na presença de um sinal interferente, é determinado da seguinte forma:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}_m = \frac{1}{L} \mathbf{a}_1^H \mathbf{a}_m \quad (4.29)$$

sendo \mathbf{a}_m o vetor posição na direção (ϕ_m, θ_m) de um sinal interferente.

O controle do diagrama de irradiação do formador convencional pode ser observado através do exemplo.

Para a estrutura da Figura 4.3 tem-se uma rede linear de antenas composta por quatro elementos irradiadores, $L = 4$, e com separação entre os elementos de $ds = \lambda/2$. Uma fonte de sinal desejado, $m = 1$, atinge a rede a partir da direção $\phi_0 = 75^\circ$. Utilizando, portanto, (4.23) e (4.21) e o ambiente Matlab[®], fez-se um programa que determinasse o diagrama de irradiação para esta estrutura (Anexo IV). Assim, obteve-se os seguintes resultados:

$$\mathbf{a}_1 = \begin{bmatrix} 1.0000 \\ 0.6872 + 0.7264i \\ -0.0554 + 0.9985i \\ -0.7634 + 0.6460i \end{bmatrix} \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0.2500 \\ 0.1718 - 0.1816i \\ -0.0138 - 0.2496i \\ -0.1908 - 0.1615i \end{bmatrix}$$

O diagrama de irradiação resultante do formador com o seu máximo direcionado para a fonte de sinal desejada na direção $\phi_0 = 75^\circ$ está representado na Figura 4.4. Demonstra-se assim, ser possível realizar o direcionamento do lobo principal do diagrama de irradiação de uma rede de antenas para o sinal de interesse.

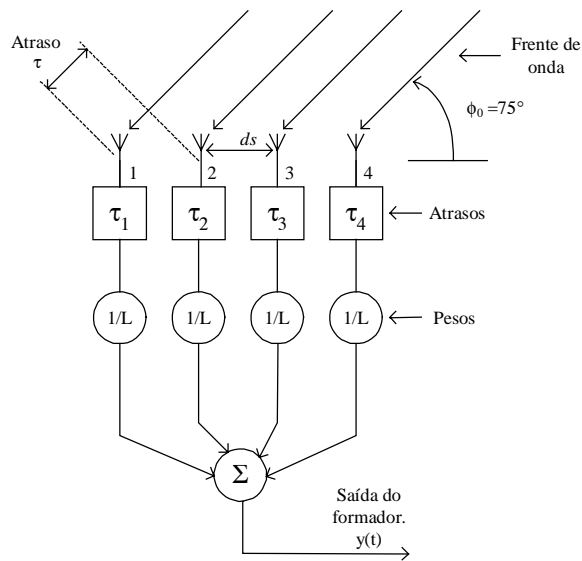


Figura 4.3. Estrutura de um formador convencional utilizada para exemplificar o comportamento do diagrama de irradiação.

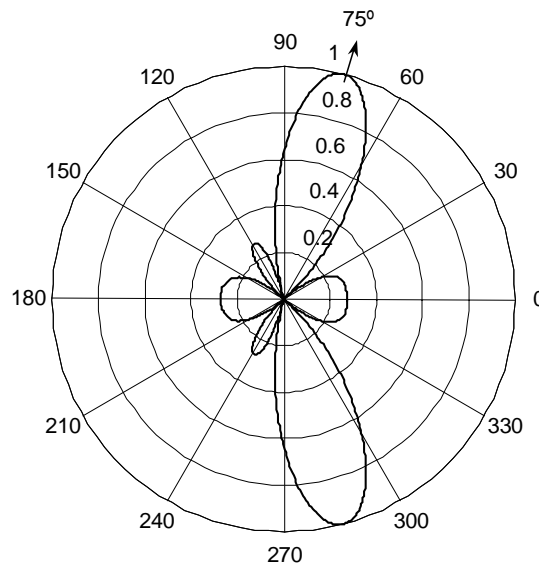


Figura 4.4. Diagrama de irradiação resultante do formador convencional da Figura 4.3. O máximo está direcionado para a fonte de sinal desejada na direção $\phi_0 = 75^\circ$.

b) Formador de feixe convencional com direcionamento de nulos.

Este formador de feixe, além de possuir as mesmas características do formador convencional sua estrutura é capaz de direcionar nulos para uma ou mais fontes de sinais indesejáveis e o lobo principal do diagrama de irradiação para o sinal desejado, simultaneamente. A formação dos nulos é feita através da diferença entre o sinal desejado na saída do formador e o sinal presente em cada elemento da rede³. Em um sistema de comunicação, que está propenso a grande número de interferências, esta técnica possui baixa eficiência. Isto ocorre por causa da limitação do número de elementos na rede. Ou seja, o número de interferências existente no sistema é maior que o número de elementos⁴.

A formação simultânea dos nulos e do lobo principal pode ser feita utilizando as equações que determinam os valores dos pesos em função da posição do sinal desejado e das interferências, (4.29). Assim, os valores dos pesos podem ser determinados através das seguintes expressões escritas na forma vetorial²:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}_1 = 1 \quad (4.30)$$

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}_i = 0 \quad , \quad i = 2, \dots, L \quad (4.31)$$

A Equação (4.30) indica que na direção do sinal desejado existe um valor máximo normalizado e igual a um. Em (4.31), a direção das fontes interferentes possuem o valor nulo. O índice i em (4.31) corresponde ao número de fontes interferentes existentes o que não deve ser superior ao número de elementos da rede de antenas. Combinando (4.30) e (4.31) o vetor peso pode ser determinado por:

$$\mathbf{W}^H \Lambda_1 = \mathbf{e}^T \quad (4.32)$$

onde Λ_1 , definida em (4.14), é uma matriz composta pelos vetores de direção de visada direta referente a todas as fontes de sinais existentes, sinais desejados e interferentes. O vetor \mathbf{e} tem o elemento da primeira coluna indica a direção de máximo e os demais indicam a direção de nulos. É dado por³:

$$\mathbf{e} = [1, 0, 0, \dots, 0_m]^T \quad (4.33)$$

de modo que o vetor peso pode ser determinado por:

$$\mathbf{W}^H = \mathbf{e} \Lambda_1^{-1} \quad (4.34)$$

Para o número de fontes de sinais inferior ao número de elementos irradiadores de uma unidade, $M = L - 1$, a matriz Λ_1 é quadrada e possui inversa. Isto é, os vetores de direção são linearmente independentes e o determinante Λ_1 é diferente de zero. Caso contrário, a matriz Λ_1 não possui inversa, o que ocorre quando os elementos da matriz são próximos de zero. Assim, para determinar a inversa de uma matriz que não é inversível, utiliza-se o método da *pseudo-inversa* ou *inversa de Moore-Penrose* que é dada por ⁵:

$$\mathbf{A}^+ = \mathbf{V}_r \mathbf{D}^{-1} \mathbf{U}_r^T \quad (4.35)$$

sendo \mathbf{D} uma matriz diagonal cujos elementos da diagonal são linearmente independentes, \mathbf{V}_r e \mathbf{U}_r são matrizes da forma $n \times r$ e $m \times r$, respectivamente, r é o número de valores singulares existentes na matriz $n \times m$. Então, o vetor peso pode ser determinado fazendo-se:

$$\mathbf{W}^H = \mathbf{e} \Lambda_1^H (\Lambda_1 \Lambda_1^H)^{-1} \quad (4.36)$$

Como exemplo, deseja-se obter o diagrama de irradiação resultante para o formador de feixe, com direcionamento de nulos, operando em um ambiente eletromagnético composto por, uma fonte de sinal desejado e duas fontes de sinais indesejáveis. Utilizando a estrutura da Figura 4.3 e fazendo-se o uso de (3.32), (4.4), (4.21) e (4.34) ou (4.36), pode-se obter o diagrama de irradiação proposto. O sinal desejado encontra-se na direção $\phi_0 = 50^\circ$ e as fontes interferentes estão localizadas nos ângulos $\phi_{i1} = 80^\circ$ e $\phi_{i2} = 130^\circ$. O programa utilizado para resolver as equações deste exemplo foi feito na plataforma Matlab[®] que se encontra no Anexo V. Desta forma, chegou-se aos resultados

$$\Lambda_1 = \begin{bmatrix} 1.0000 & 1.0000 & 1.0000 \\ -0.4337 + 0.9011i & 0.8549 + 0.5189i & -0.4337 - 0.9011i \\ -0.6238 - 0.7816i & 0.4615 + 0.8871i & -0.6238 + 0.7816i \\ 0.9748 - 0.2232i & -0.0658 + 0.9978i & 0.9748 + 0.2232i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{e} = [1, 0, 0]^T$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}^H &= \mathbf{e} \Lambda_1^H (\Lambda_1 \Lambda_1^H)^{-1} \\ &= [0.2174 + 0.0132i, -0.0302 - 0.2991i, -0.0962 + 0.2848i, 0.2149 + 0.0357i] \end{aligned}$$

Utilizando (4.21), construiu-se o diagrama de irradiação ilustrado na Figura 4.5.

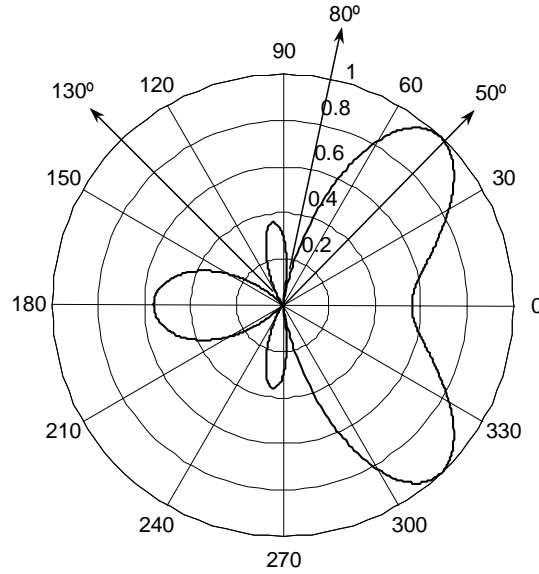


Figura 4.5. Diagrama de irradiação para o formador de feixe que realiza o direcionamento de nulos para sinais indesejáveis e o lobo principal para o sinal desejado.

4.5. Formadores de feixe para sinais de faixa larga

A estrutura do formador de feixe utilizado na recepção de sinais de grande largura de faixa é ilustrada na Figura 4.6⁶.

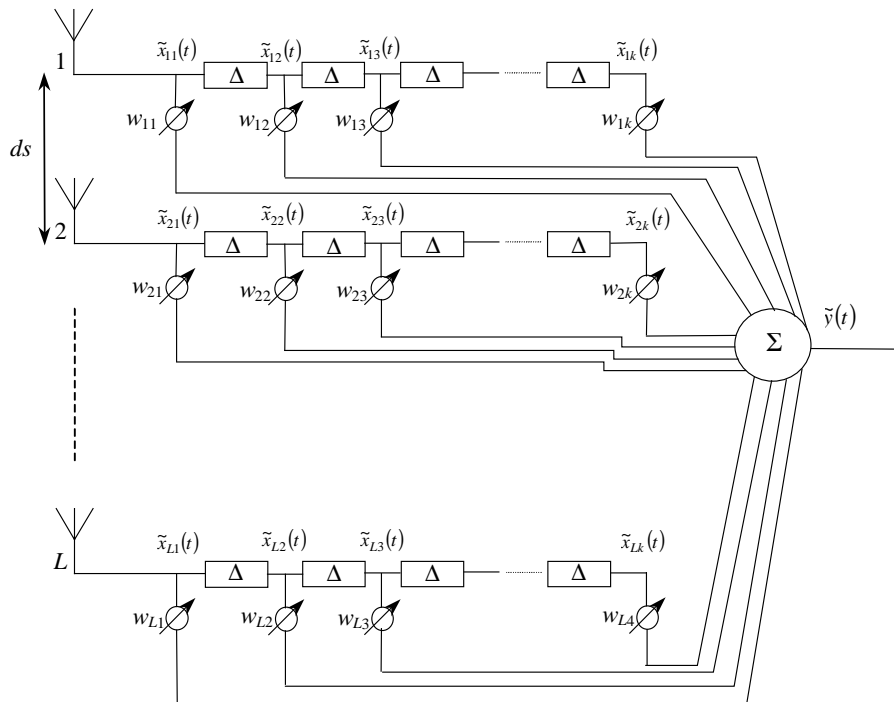


Figura 4.6. Estrutura de um formador de feixe adaptativo para sinais de faixa larga.

Este formador de feixe é composto por uma rede linear uniforme de antenas com L elementos de separação $ds < \lambda/2$ e frequência central de operação ω_0 . Cada elemento está interligado a uma linha de retardo com k_d derivações que estão separadas por um dispositivo que introduz o atraso de fase Δ . No domínio do tempo, o atraso no sinal entre as derivações corresponde a T_0 segundos. Com isso, a linha de retardo permite o ajuste do ganho e da fase para uma quantidade de frequências compreendida dentro de uma determinada faixa¹⁰.

A linha de atraso é comumente conhecida como *filtro transversal adaptativo de resposta impulsiva com duração finita* (FIR - *Finite-Duration Impulse Response*), cuja estrutura foi desenvolvida por Lattice^{3,7} é feita de forma direta. Esta técnica propicia a filtragem adaptativa do sinal digitalizado e amostrado que chega nos elementos da antena. Mais detalhes do filtro FIR transversal encontra-se no Apêndice C.

O sinal na saída da primeira derivação, em um dos elementos da rede da Figura 4.6, é o próprio sinal que chega no elemento. Os sinais nas saídas das derivações restantes correspondem ao sinal recebido no elemento da rede com atraso de tempo causado pelo dispositivo de retardo. O sinal nas derivações da linha de retardo da Figura 4.6 é descrito por $\tilde{x}_{\ell k_d}(t)$. Indicando que o sinal atinge o ℓ -ésimo elemento da rede e sai na k_d -ésima derivação da linha. Então a quantidade de dispositivos de retardo necessários na linha de atraso pode ser obtida através da diferença $k_D - 1$; onde k_D é o total de derivações requeridas para a linha. Desta forma, a equação que determina o sinal nas k_d derivações do ℓ -ésimo elemento da rede de antenas é⁸:

$$\tilde{x}_{\ell k_d}(t) = \tilde{x}_{\ell k_d}(t - [k_d - 1] T_0) \quad (4.37)$$

Generalizando para todos os elementos da rede de antenas, a equação (4.37) é reescrita como:

$$\tilde{x}_{\ell k_d}(t) = \tilde{x}_{\ell k_d}(t - [k_d - 1] T_0 - \tau) \quad (4.38)$$

onde τ é o atraso de propagação do sinal entre os elementos da rede de antenas dado por (2.35) e repetido aqui para facilitar a análise;

$$\tau = \frac{1}{c}(\ell - 1) ds \cos \alpha_d = \frac{1}{c}(\ell - 1) ds \cos \phi \quad (4.39)$$

O sinal na saída das derivações é multiplicado pelo peso complexo $w_{\ell k}$ que permite o controle do diagrama de irradiação. Este controle é realizado pelo processador digital de sinal que realiza o ajuste dos pesos em função do sinal desejado. Os ajustes são feitos pelos algoritmos adaptativos empregados nos DSP's. Assim, o sinal na saída do formador é obtido somando-se o produto entre os sinais de saída das derivações da rede de atraso com os respectivos pesos, Figura 4.6. Logo:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{\substack{k=K \\ \ell=L \\ \ell=1 \\ k=1}} w_{\ell k_d} \tilde{x}_{\ell k_d}(t) \quad (4.40)$$

Na estrutura da Figura 4.6 o sinal que chega no ℓ -ésimo elemento da rede, conforme (4.38), é escrito na forma matricial por:

$$\mathbf{X}_\ell = [\tilde{x}_{\ell 1}(t), \tilde{x}_{\ell 2}(t), \dots, \tilde{x}_{\ell k_d}(t)]^t \quad (4.41)$$

onde \mathbf{X}_ℓ é o vetor de sinal do ℓ -ésimo elemento da rede de antenas. O vetor peso \mathbf{W}_ℓ correspondente a este elemento é:

$$\mathbf{W}_\ell = [w_{\ell 1}, w_{\ell 2}, \dots, w_{\ell k_d}]^t \quad (4.42)$$

Então, o vetor de sinal recebido total do formador, escrito na forma submatrizes, é dado por:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_L]^t \quad (4.43)$$

e o vetor peso como:

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_L]^t \quad (4.44)$$

O valor otimizado para o vetor peso pode ser determinado por:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a} \quad (4.45)$$

onde \mathbf{R} é a matriz de autocorrelação dada por:

$$\mathbf{R} = E \{ \mathbf{X}^* \mathbf{X}^T \} \quad (4.46)$$

e \mathbf{a} é o vetor direção do sinal desejado descrito por:

$$\mathbf{a} = E \{ \mathbf{X}^* \tilde{d}_0(t) \} \quad (4.47)$$

onde \mathbf{X}^* representa o complexo conjugado de \mathbf{X} e $\tilde{d}_0(t)$ o sinal de referência normalizado para o valor unitário. É determinado por:

$$\tilde{d}_0(t) = \frac{1}{\sqrt{p_d}} \tilde{d}(t) \quad (4.48)$$

sendo p_d a potência média do sinal desejado e $\tilde{d}(t)$ o sinal desejado caracterizado por um processo aleatório estacionário de sentido amplo com média zero e potência proporcional a:

$$p_d = E \left\{ \left| \tilde{d}(t) \right|^2 \right\} \quad (4.49)$$

O sinal que chega aos elementos da rede de antenas é composto pelos sinais desejado, interferente e pelo ruído AWGN presente em cada um. Os sinais e o ruído são caracterizados pelo processo aleatório de sentido amplo. Portanto, o sinal na k_d -ésima derivação do ℓ -ésimo elemento é da forma⁹:

$$\tilde{x}_{\ell k_d}(t) = \tilde{d}_{\ell k_d}(t) + \tilde{i}_{\ell k_d}(t) + \tilde{n}_{\ell k_d}(t) \quad (4.50)$$

onde $\tilde{d}_{\ell k_d}(t)$, $\tilde{i}_{\ell k_d}(t)$ e $\tilde{n}_{\ell k_d}(t)$ são, respectivamente, o sinal desejado, a interferência e a componente de ruído no elemento da antena. As componentes de (4.50) são determinadas por:

$$\tilde{d}_{\ell k_d}(t) = \tilde{d}(t - [k_d - 1] T_0 - \tau) \quad (4.51)$$

$$\tilde{i}_{\ell k_d} = \tilde{i}(t - [k_d - 1] T_0 - \tau) \quad (4.52)$$

$$\tilde{n}_{\ell k_d}(t) = \tilde{n}_{\ell_1}(t - [k_d - 1] T_0) \quad (4.53)$$

Onde utiliza-se (4.39) em (4.51) e (4.52) com o ângulo ϕ definido por ϕ_d para o sinal desejado e ϕ_i para a interferência. O ruído AWGN $\tilde{n}_{\ell k_d}(t)$ possui independência estatística entre os elementos da rede de antena e nos sinais interferente e desejado, além de ter média zero e potência igual a σ_n^2 .

O atraso de fase Δ entre as derivações, proposto por Widrow¹⁰, é assumido para ser de um quarto de onda ($\lambda/4$), o que causa um deslocamento na fase de 90° para a frequência central (ω_0). Compton⁹ determinou T_0 como sendo múltiplo de $\lambda/4$; ou seja, o atraso que produz o deslocamento na fase de 90° ficou normalizado em $\lambda/4$. Neste caso, T_0 é dado por¹¹:

$$T_0 = \frac{\varphi}{\omega_0} = \frac{(2\pi/\lambda)l}{\omega_0} = \frac{(2\pi/\lambda)(\lambda/4)}{\omega_0} = \frac{\pi r}{2\omega_0} = T_{90} r \quad (4.54)$$

onde T_{90} é o atraso que produz um deslocamento de fase de 90° , r o número de atrasos normalizados em comprimento de onda de $\lambda/4$, l o comprimento da linha de transmissão e φ o ângulo de atraso.

O vetor de sinal sobre o ℓ -ésimo elemento e o total são descritos, nesta ordem, por

$$\mathbf{X}_\ell = \mathbf{X}_{d\ell} + \mathbf{X}_{i\ell} + \mathbf{X}_{n\ell} \quad (4.55)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_d + \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n \quad (4.56)$$

A matriz de autocorrelação possui a mesma formação de (4.56), ou seja

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_d + \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n \quad (4.57)$$

sendo \mathbf{R}_d , \mathbf{R}_i e \mathbf{R}_n as matrizes quadradas de autocorrelação do sinal desejado, da interferência e do ruído, todas de ordem L . São descritas por ⁹:

$$\mathbf{R}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{d11} & / & \mathbf{R}_{d12} & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{d1L} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{R}_{d21} & / & \mathbf{R}_{d22} & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{d2L} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \vdots & / & \vdots & / & \ddots & / & \vdots \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{R}_{dL1} & / & \cdots & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{dLL} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

$$\mathbf{R}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{i11} & / & \mathbf{R}_{i12} & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{i1L} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{R}_{i21} & / & \mathbf{R}_{i22} & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{i2L} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \vdots & / & \vdots & / & \ddots & / & \vdots \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{R}_{iL1} & / & \cdots & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{iLL} \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$\mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{n11} & / & \mathbf{0} & / & \cdots & / & \mathbf{0} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{0} & / & \mathbf{R}_{n22} & / & \cdots & / & \mathbf{0} \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \vdots & / & \vdots & / & \ddots & / & \vdots \\ \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} & / & \text{---} \\ \mathbf{0} & / & \cdots & / & \cdots & / & \mathbf{R}_{nLL} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

cujos elementos das matrizes são formados por submatrizes de autocorrelação de ordem $k_D \times k_D$.

Definindo τ_d , τ_ℓ e τ_n pelas expressões:

$$\tau_d = [(j - k_c) T_0 + (m - n) T_d] \quad (4.61)$$

$$\tau_i = [(j - k_c) T_0 + (m - n) T_i] \quad (4.62)$$

$$\tau_n = [(j - k_c) T_0] \quad (4.63)$$

os elementos destas submatrizes ficam determinados por:

$$[\mathbf{R}_{d_{mm}}]_{jk_c} = R_d [(j - k_c) T_0 + (m - n) T_d] \quad (4.64)$$

$$[\mathbf{R}_{i_{mm}}]_{jk_c} = R_i [(j - k_c) T_0 + (m - n) T_i] \quad (4.65)$$

$$[\mathbf{R}_{n_{mm}}]_{jk_c} = R_n [(j - k_c) T_0] \quad (4.66)$$

onde T_d é o atraso de propagação do sinal desejado quando atinge os elementos da rede descrito por

$$T_d = \frac{ds}{c} \cos(\phi_0) \quad (4.67)$$

onde ϕ_0 é o ângulo de chegada do sinal desejado. De maneira análoga, T_i é o atraso de propagação do sinal interferente quando atinge os elementos da rede e expresso por:

$$T_i = \frac{ds}{c} \cos(\phi_i) \quad (4.68)$$

As componentes R_d , R_i e R_n são as funções de autocorrelação do sinal desejado, da interferência e do ruído, respectivamente, e representadas por:

$$R_d(\tau_d) = E[\tilde{d}^*(t) \tilde{d}(t + \tau_d)] \quad (4.69)$$

$$R_i(\tau_i) = E[\tilde{i}^*(t) \tilde{i}(t + \tau_i)] \quad (4.70)$$

$$R_n(\tau_n) = E[\tilde{n}^*(t) \tilde{n}(t + \tau_n)] \quad (4.71)$$

As funções de autocorrelação em (4.69), (4.70) e (4.71) podem ser determinadas através da transformada inversa de Fourier, da função densidade espectral de potência, dada em (3.18). Logo:

$$R_d(\tau_d) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\tilde{d}}(\omega) e^{j\omega\tau_d} d\omega \quad (4.72)$$

$$R_i(\tau_i) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\tilde{\gamma}}(\omega) e^{j\omega\tau_i} d\omega \quad (4.73)$$

$$R_n(\tau_n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\tilde{n}}(\omega) e^{j\omega\tau_n} d\omega \quad (4.74)$$

Os sinais desejado, indesejável e o ruído são considerados processos aleatórios, estacionários e com média-zero. Então, a densidade espectral de potência destes sinais representados no domínio da frequência é um pulso retangular, função *gate*¹, conforme ilustrada na Figura 4.7. A densidade espectral de potência do sinal desejado, Figura 4.7 (a), possui uma amplitude de $S_{\tilde{\gamma}}(\omega) = 2\pi p_d / \Delta\omega_d$. O sinal indesejável, Figura 4.7 (b), com $S_{\tilde{\gamma}}(\omega) = 2\pi p_i / \Delta\omega_i$ de amplitude e o ruído e na Figura 4.7 (c), temos $S_{\tilde{n}}(\omega) = 2\pi p_n / \Delta\omega_n$. Observa-se também que as componentes espectrais dos sinais têm mesma amplitude dentro da largura de faixa $\Delta\omega$.

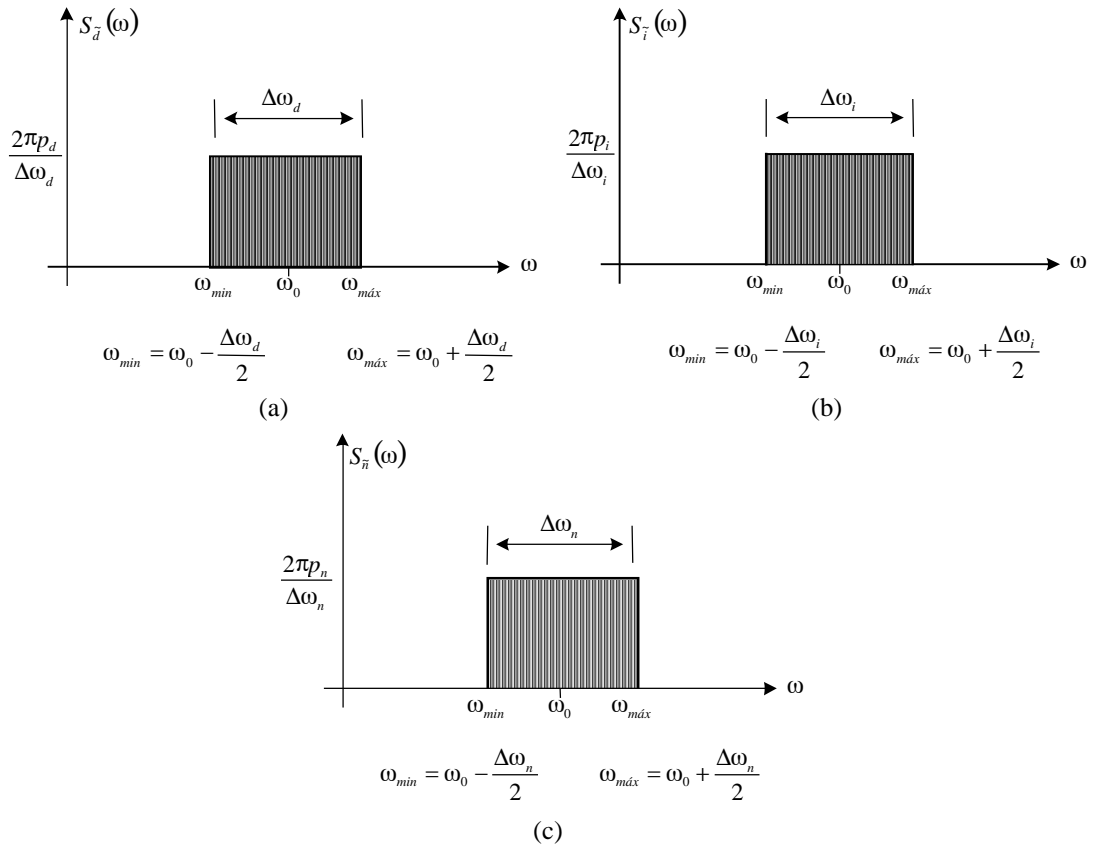


Figura 4.7. Representação da densidade espectral de potência. (a) sinal desejado. (b) sinal interferente. (c) ruído.

Portanto, as matrizes de autocorrelação em (4.58), (4.59) e (4.60) podem ser determinadas substituindo (4.72) em (4.64), (4.73) em (4.65) e (4.74) em (4.66). O intervalo de tempo definido em (4.61), (4.62) e (4.63) é utilizado na obtenção dessas matrizes. Então, para o sinal de interesse com ângulo de chegada ϕ_0 e o atraso entre as derivações da linha de retardo definido por T_0 , a matriz de autocorrelação do sinal desejado é obtida a partir das submatrizes cujos elementos são determinados por:

$$\begin{aligned}
R_d(\tau_d) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\tilde{d}}(\omega) e^{j\omega\tau_d} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega_d}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2}} \frac{2\pi p_d}{\Delta\omega_d} e^{j\omega\tau_d} d\omega \\
R_d(\tau_d) &= \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi p_d}{\Delta\omega_d} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega_d}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2}} e^{j\omega\tau_d} d\omega = \frac{p_d}{\Delta\omega_d} \frac{e^{j\omega\tau_d}}{j\tau_d} \Bigg|_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega_d}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2}} \\
&= \frac{p_d}{\Delta\omega_d} \left(\frac{e^{j\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega_d}{2}\right)\tau_d} - e^{j\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega_d}{2}\right)\tau_d}}{j\tau_d} \right) \\
&= \frac{p_d}{\Delta\omega_d} \left(\frac{e^{j\omega_0\tau_d} e^{j\frac{\Delta\omega_d}{2}\tau_d} - e^{j\omega_0\tau_d} e^{-j\frac{\Delta\omega_d}{2}\tau_d}}{j\tau_d} \right) \\
&= \frac{p_d e^{j\omega_0\tau_d}}{\Delta\omega_d} \left(\frac{e^{j\frac{\Delta\omega_d}{2}\tau_d} - e^{-j\frac{\Delta\omega_d}{2}\tau_d}}{2j\tau_d} \right) 2 = \frac{2p_d e^{j\omega_0\tau_d}}{\Delta\omega_d \tau_d} \text{sen} \left(\frac{\Delta\omega_d}{2} \tau_d \right) \\
&= p_d \frac{\text{sen} \left(\frac{\Delta\omega_d}{2} \tau_d \right)}{\left(\frac{\Delta\omega_d \tau_d}{2} \right)} e^{j\omega_0\tau_d} \Rightarrow \\
R_d(\tau_d) &= p_d \text{sinc} \left(\frac{\Delta\omega_d}{2} \tau_d \right) e^{j\omega_0\tau_d} \Rightarrow \\
\mathbf{B} &= R_d[(j-k_c)T_0 + (m-n)T_d] \text{ e} \\
\mathbf{D} &= p_d \text{sinc} \left\{ \frac{\Delta\omega_d}{2} [(j-k_c)T_0 + (m-n)T_d] \right\} \cdot e^{j\omega_0[(j-k_c)T_0 + (m-n)T_d]} \\
[\mathbf{R}_{d_{mn}}]_{jk_c} &= \mathbf{B} \quad \text{e então,} \quad [\mathbf{R}_{d_{mn}}]_{jk_c} = \mathbf{D}
\end{aligned} \tag{4.75}$$

Normalizando os termos $\Delta\omega_d T_d$ e $\Delta\omega_d T_0$ em (4.75) em relação a largura de faixa relativa do sinal, resulta em:

$$\Delta\omega_d T_d = \frac{\Delta\omega_d}{\omega_0} (\omega_0 T_d) = \Delta\omega_{rd} \Delta\psi_d \quad (4.76)$$

$$\Delta\omega_d T_0 = \Delta\omega_d \frac{\pi r}{2\omega_0} = \frac{\pi}{2} r \Delta\omega_{rd} \quad (4.77)$$

onde $\Delta\omega_{rd}$ é a largura de faixa relativa do sinal desejado e $\Delta\psi_d$ o deslocamento de fase do sinal desejado que atinge os elementos da rede definida em (3.32). Logo, (4.75) pode ser reescrita, na forma normalizada, como:

$$\left[\mathbf{R}_{d_{mn}} \right]_{jk_c} = p_d \text{sinc} \left\{ \frac{\Delta\omega_{rd}}{2} \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_d \right] \right\} e^{j \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_d \right]} \quad (4.78)$$

De maneira similar, chega-se nas equações que determinam os elementos da submatrizes que formam a matriz de autocorrelação principal da interferência e do ruído. Assim, tem-se:

$$\left[\mathbf{R}_{i_{mn}} \right]_{jk_c} = p_i \text{sinc} \left\{ \frac{\Delta\omega_{ri}}{2} \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_i \right] \right\} e^{j \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_i \right]} \quad (4.79)$$

$$\left[\mathbf{R}_{ni_{mn}} \right]_{jk_c} = \sigma_n^2 \text{sinc} \left\{ \frac{\Delta\omega_{rn}}{2} \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r \right] \right\} e^{j \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r \right]} \quad (4.80)$$

onde $\Delta\omega_{ri}$ e $\Delta\omega_{rn}$ representam a largura de faixa relativa do sinal interferente e do ruído, respectivamente; $\Delta\psi_i$ o deslocamento de fase do sinal indesejável que atinge a rede de antenas com um ângulo de incidência definido por ϕ_i . A potência do ruído AWGN em cada elemento da rede é dada por σ_n^2 e a potência do sinal interferente por p_i .

O vetor de direção \mathbf{a} pode ser determinado fazendo-se a correlação cruzada entre o vetor do sinal desejado, que atinge a rede de antenas, e o sinal de referência normalizado, isto é:

$$\mathbf{a} = E \left[\mathbf{X}_d^* \tilde{d}_0(t) \right] \quad (4.81)$$

sendo representado na forma de vetor como:

$$\mathbf{a} = \left[a_{11}, a_{12}, \dots, a_{1k}, a_{21}, a_{22}, \dots, a_{2k}, a_{L1}, a_{L2}, \dots, a_{Lk} \right]^t \quad (4.82)$$

onde os elementos de \mathbf{a} , que representam a direção do sinal para cada derivação da linha de retardo, são determinados de maneira similar aos elementos da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_d . Portanto

$$a_{jk_c} = \sqrt{p_d} \operatorname{sinc} \left\{ \frac{\Delta\omega_{rd}}{2} \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_d \right] \right\} e^{j \left[\frac{\pi}{2} (j - k_c) r + (m - n) \Delta\psi_d \right]} \quad (4.83)$$

Desta maneira, obtido os valores de \mathbf{R} e \mathbf{a} o vetor peso otimizado para a rede de antenas pode ser calculado através de (4.45).

Normalizando \mathbf{R}_d , \mathbf{R}_i e \mathbf{R}_n em relação a potência de ruído, resulta nas relações de potência em cada elemento da rede descritas por:

$$\xi_d = \frac{P_d}{\sigma_n^2} \quad (4.84)$$

$$\xi_i = \frac{P_i}{\sigma_n^2} \quad (4.85)$$

$$\xi_n = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2} = 1 \quad (4.86)$$

onde ξ_d é a relação sinal-ruído (SNR) do sinal desejado em cada elemento da rede de antenas, ξ_i a relação interferência-ruído (INR) em cada elemento e ξ_n a potência de ruído normalizada e igual a 1 (um). Estes parâmetros são substituídos em (4.78), (4.79) e (4.80) de maneira obter-se uma relação sinal-interferência-ruído (SINR) na saída do formador.

A SINR é obtida através da relação entre a potência de saída do sinal desejado e a soma das potências de saída do sinal interferente e do ruído. Então, o sinal na saída da rede $\tilde{y}(t)$ é determinado por:

$$\tilde{y}(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X} = \tilde{y}_d(t) + \tilde{y}_i(t) + \tilde{y}_n(t) \quad (4.87)$$

onde:

$$\tilde{y}_d(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}_d \quad (4.88)$$

$$\tilde{y}_i(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}_i \quad (4.89)$$

$$\tilde{y}_n(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}_n \quad (4.90)$$

e a potência do sinal desejado, da interferência e do ruído térmico na saída do formador são descritas, nesta ordem, por:

$$P_d = \frac{1}{2} E [|\tilde{y}_d(t)|^2] = \frac{1}{2} E [\mathbf{W}^H \mathbf{X}_d^* \mathbf{X}_d^T \mathbf{W}] = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_d \mathbf{W} \quad (4.91)$$

$$P_i = \frac{1}{2} E [|\tilde{y}_i(t)|^2] = \frac{1}{2} E [\mathbf{W}^H \mathbf{X}_i^* \mathbf{X}_i^T \mathbf{W}] = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_i \mathbf{W} \quad (4.92)$$

$$P_n = \frac{1}{2} E [|\tilde{y}_n(t)|^2] = \frac{1}{2} E [\mathbf{W}^H \mathbf{X}_n^* \mathbf{X}_n^T \mathbf{W}] = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_n \mathbf{W} \quad (4.93)$$

Assim, a equação que determina a SINR na saída do formador é dada por:

$$SINR = \frac{P_d}{P_i + P_n} \quad (4.94)$$

Como exemplo, considera-se uma rede com dois elementos, com separação $ds = \lambda/2$, onde cada elemento possui em sua saída uma linha de retardo com duas derivações, Figura 5.8. O sinal desejado atinge os elementos da rede com ângulo $\phi_0 = 45^\circ$ em relação ao eixo da rede. O sinal indesejável chega com um ângulo $\phi_1 = 110^\circ$. A largura de faixa relativa para todos os sinais e para o ruído são iguais, isto é, $\Delta\omega_{rd} = \Delta\omega_{ri} = \Delta\omega_{rn} = 0.1$. Considerou-se $r = 1$ para o fator de um quarto de onda. Foi adotada uma SNR de 0dB e uma INR de 20dB em cada elemento.

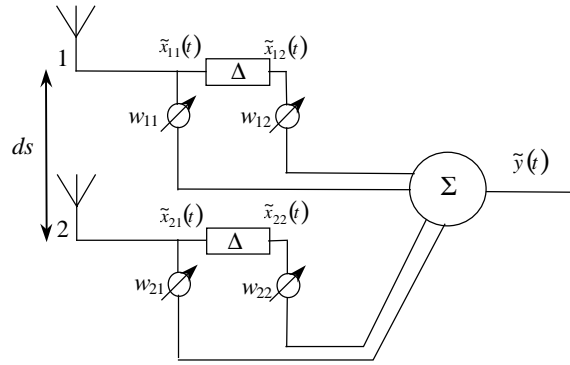


Figura 4.8. Estrutura de formação de feixe de faixa larga com duas derivações na linha de retardo em cada elemento da antena.

Utilizando-se a plataforma Matlab[®] e as equações descritas anteriormente, obteve-se os valores para o vetor peso \mathbf{e} , conseqüentemente, o diagrama resultante ilustrado na Figura 5.9. Neste caso, temos:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}$$

onde:

$$w_{11} = 0.2078 + 0.0147i; \quad w_{12} = -0.0136 + 0.1855i;$$

$$w_{21} = -0.1124 + 0.1736i; \quad w_{22} = -0.1544 - 0.1006i$$

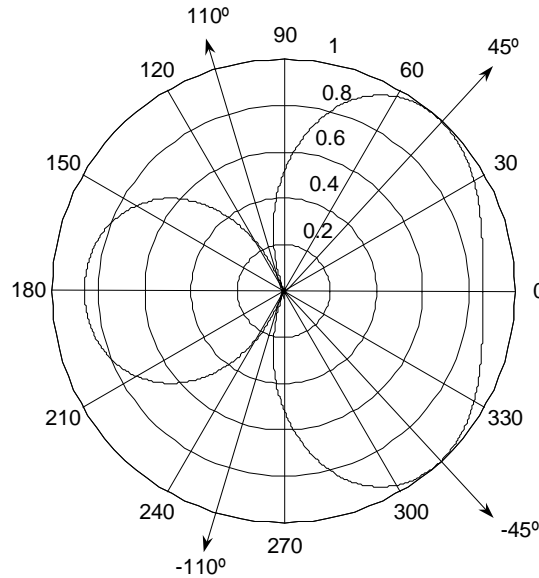


Figura 4.9. Diagrama de irradiação para o formador ilustrado na Figura 4.8.

4.6. Formadores de feixes auto-ajustáveis

Nesta técnica, os pesos são determinados de forma a melhorar a qualidade do sinal recebido nos elementos da rede de antenas. Os cálculos realizados por algoritmos empregados nos processadores digitais, permitem atualizar os valores dos pesos através das informações disponíveis na saída da rede (Figura 4.10). Esta atualização é realizada de maneira a diminuir o erro existente entre o sinal de referência, quando utilizado, e o sinal na saída do formador de feixe. Assim, os pesos encontrados ao minimizar o erro são conhecidos como valores otimizados. Com o uso destes valores a relação sinal-ruído na saída do formador é maximizada. Ou seja, o sinal na saída do formador possui uma contaminação mínima de ruído e interferência. Os critérios que possibilitam a obtenção destes valores ótimos para os pesos são descritos na próxima seção.

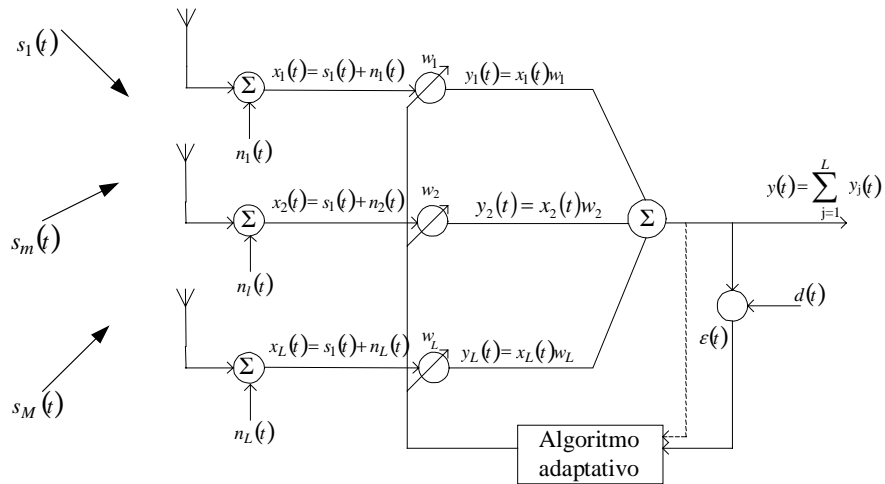


Figura 4.10. Diagrama de blocos de uma rede adaptativa onde os pesos são ajustados de acordo com o sinal de saída do formador.

4.7. Critérios para os valores ótimos dos pesos

(a) Critério do menor erro médio quadrático

Para uma rede adaptativa de antenas (Figura 4.10) operando num ambiente que possui uma fonte de sinal desejada $s(t)$ e N fontes de sinais interferentes, o sinal desejado atinge a rede com um ângulo ϕ_0 e a i -ésima fonte de sinal indesejável com um ângulo ϕ_i . A saída dos elementos irradiadores, representada na forma matricial por $\mathbf{X}(t)$, pode ser determinada pela equação¹³:

$$\mathbf{X}(t) = s(t)\mathbf{a}(\phi_0, \theta_0) + \mathbf{n}(t) + \mathbf{I}(t) \quad (4.95)$$

onde $\mathbf{a}(\phi_0, \theta_0)$ é o vetor de direção de propagação do sinal desejado, conforme definido em (4.4), $\mathbf{n}(t)$ representa o vetor das componentes de ruído aleatório presentes em cada elemento da rede, Equação (4.3). A componente $\mathbf{I}(t)$ representa a soma de todas as fontes de sinais interferentes existentes no sistema sendo determinada por:

$$\mathbf{I}(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) \mathbf{a}_i \quad (4.96)$$

onde $s_i(t)$ representa o sinal interferente e \mathbf{a}_i o vetor de direção de propagação da i -ésima fonte de interferência.

Se o sinal desejado $s(t)$ é conhecido no receptor através de um sinal de referência ou seqüência de treinamento, o erro existente entre a saída do formador, $y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)$ e o sinal desejado pode ser minimizado. O sinal de referência é então gerado no receptor e representado por $d(t)$, conforme ilustrado na Figura 4.10. Então, os pesos da rede são escolhidos de forma a minimizar o erro médio quadrático (*MSE – Mean Square Error*) entre a saída do formador e o sinal de referência¹³. Com isto, o erro pode ser determinado por:

$$\varepsilon^2(t) = [d(t) - y(t)]^2 \quad (4.97)$$

Determinando o valor esperado, ou média, na Equação (4.97) teremos.

$$\begin{aligned} E\{\varepsilon^2(t)\} &= E\{[d(t) - y(t)]^2\} = E\{[d(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)]^2\} \\ &= E\{d^2(t)\} - 2\mathbf{W}^H \mathbf{r} + \mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W} \end{aligned} \quad (4.98)$$

onde \mathbf{r} é a matriz de correlação cruzada determinada por $\mathbf{r} = E\{d(t)^* \mathbf{X}(t)\}$ e \mathbf{R} é a matriz de auto correlação dada por $\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}(t) \mathbf{X}^H(t)\}$. O erro médio quadrático mínimo (MSE) é então determinado aplicando-se o gradiente em (4.98) com relação a \mathbf{W} e igualando a zero. Isto é²:

$$\nabla \mathbf{W} (E\{\varepsilon^2(t)\}) = -2\mathbf{r} + 2\mathbf{R} \mathbf{W} = 0 \quad (4.99)$$

e a solução otimizada para o vetor peso é:

$$\mathbf{W}_{otimo} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (4.100)$$

resultando na equação de Winer-Hopf ou solução ótima de Wiener¹⁴.

Fazendo $s(t) = d(t)$, teremos:

$$\mathbf{r} = E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0 \quad (4.101)$$

e

$$\mathbf{R} = E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H + \mathbf{R}_I \quad (4.102)$$

onde:

$$\mathbf{R}_I = E\{\mathbf{I} \mathbf{I}^H\} \quad (4.103)$$

Aplicando a identidade de *Woodbury*, que permite determinar a matriz inversa \mathbf{R}^{-1} na forma descrita em (4.102), resulta:

$$\mathbf{R}^{-1} = \left[\frac{1}{1 + E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0} \right] \mathbf{R}_I^{-1} \quad (4.104)$$

o que permite escrever a solução de Wiener como:

$$\mathbf{W}_{otimo} = \beta_e \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (4.105)$$

onde β_e é um coeficiente escalar. Para o caso do mínimo MSE, β_e é determinado da seguinte forma¹³:

$$\beta_e = \frac{E\{d^2(t)\}}{1 + E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (4.106)$$

(b) Critério da máxima relação sinal-interferência

Neste critério de otimização, os pesos são determinados de forma a maximizar a relação sinal-interferência (*SIR – signal to interference ratio*) do sistema¹². Para isso, as matrizes de autocorrelação do sinal desejado \mathbf{R}_s e do sinal interferente \mathbf{R}_I são conhecidas e determinadas por:

$$\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} \quad (4.107)$$

$$\mathbf{R}_I = E\{\mathbf{I}\mathbf{I}^H\} \quad (4.108)$$

Então, a máxima relação sinal ruído pode ser determinada através da relação entre a potência do sinal desejado σ_s^2 e a potência total do sinal interferente σ_I^2 . A determinação da potência do sinal desejado é feita através de¹³:

$$\sigma_s^2 = E\left\{|\mathbf{W}^H \mathbf{s}|^2\right\} = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W} \quad (4.109)$$

e a potência do sinal interferente é dada por:

$$\sigma_I^2 = E\left\{|\mathbf{W}^H \mathbf{I}|^2\right\} = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W} \quad (4.110)$$

Portanto, a SIR é determinada através da equação:

$$SIR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_I^2} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W}} \quad (4.111)$$

Derivando (4.111) em relação ao vetor \mathbf{W} , temos:

$$SIR' = \frac{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s)(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W}) - (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l)}{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})} \quad (4.112)$$

igualando (4.112) a zero, obtém-se

$$\begin{aligned} \frac{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s)(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W}) - (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l)}{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})} &= 0 \\ (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s)(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W}) - (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l) &= 0 \Rightarrow \\ (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s)(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W}) &= (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l) \Rightarrow \\ \mathbf{W}^H \mathbf{R}_s &= \frac{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l)}{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})} \Rightarrow \\ \mathbf{W}^H \mathbf{R}_s &= \frac{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})}{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})} (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l) \end{aligned} \quad (4.113)$$

Aplicando a propriedade da multiplicação entre o vetor \mathbf{W}^H e a matriz \mathbf{R}_s e \mathbf{R}_l em (4.113), obtém-se:

$$\mathbf{R}_s \mathbf{W} = \frac{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W})}{(\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W})} (\mathbf{R}_l \mathbf{W}) \quad (4.114)$$

O termo $\frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{R}_l \mathbf{W}}$ em (4.114) é limitado pelos autovalores máximos e mínimos da matriz simétrica $\mathbf{R}_l^{-1} \mathbf{R}_s$. Desta forma, o máximo autovalor, $\lambda_{máx}$, deverá satisfazer à igualdade:

$$\mathbf{R}_l^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{W} = \lambda_{máx} \mathbf{W} \quad (4.115)$$

o qual é o ótimo valor da SIR , ou seja, $SIR = \lambda_{máx}$. Resultando em um único autovetor peso, $\mathbf{W}_{ótimo}$, representando os valores ótimos dos pesos². Então:

$$\mathbf{R}_s \mathbf{W}_{ótimo} = SIR \mathbf{R}_l \mathbf{W}_{ótimo} \quad (4.116)$$

Como $\mathbf{R}_s = E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H$, a Equação (4.116) é reescrita da forma:

$$\mathbf{W}_{ótimo} = \beta_e \mathbf{R}_l^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (4.117)$$

onde:

$$\beta_e = \frac{E\{d^2(t)\}}{SIR} \mathbf{a}_0^H \mathbf{W}_{\text{ótimo}} \quad (4.118)$$

O que leva o critério de máxima relação sinal ruído (*SIR*) ser escrito na forma da solução de Wiener.

(c) Critério da mínima potência

Neste processo de determinação do valor ótimo para os pesos, a recepção do sinal desejado é garantida através da redução da potência de ruído (*Minimum Variance*). Para que isto aconteça, o sinal desejado e sua posição são desconhecidas para o sistema¹³. Então, a saída do formador de feixe é dada por:

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X} = \mathbf{W}^H \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{I} \quad (4.119)$$

Para assegurar que o sinal desejado seja recebido com valores de ganho e fase específicos, pode ser utilizada uma condição forçada para obter o direcionamento do lobo principal do diagrama de irradiação para o sinal de interesse. Tal condição é definida como¹⁴:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}_0 = \mathbf{g} \quad (4.120)$$

onde \mathbf{g} é o vetor coluna, conhecido também por vetor de ganho, que possui os valores estipulados para os quais se determina o valor ótimo dos pesos da rede. O vetor \mathbf{g} é representado da forma:

$$\mathbf{g} = [1, 0, 0, \dots, 0]^t \quad (4.121)$$

O número de elementos do vetor \mathbf{g} corresponde ao número de sinais desejados e interferentes existentes no ambiente. O sinal desejado corresponderá ao elemento que possui o valor 1 e os demais elementos referem-se aos sinais indesejáveis. Então, a quantidade máxima de sinais que podem ser anulados é limitado pelo número de elementos que compõe a rede de antenas. Isto é, se temos uma rede de antenas com 8 elementos irradiadores, o número de nulos que poderão ser formados será $L - 2 = 8 - 2 = 6$ nulos. O vetor \mathbf{g} é constituído, para este exemplo, por:

$$\mathbf{g} = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^t \quad (4.122)$$

onde (4.120) pode ser escrita, para esta condição, como:

$$\mathbf{W}^H = [a_0, a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}, a_{i4}, a_{i5}, a_{i6}] = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \quad (4.123)$$

Portanto, os pesos são escolhidos de forma a minimizar o nível de potência do sinal interferente na recepção. Logo, a potência na saída do formador é descrita por:

$$\sigma_y^2 = \mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W} = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W} + \mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W} \quad (4.124)$$

que sofre as condições estipuladas em (4.120). Ou seja, a parte $\mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W}$ em (4.124) sofre uma redução de valor. Então, utilizando o método *multiplicador de Lagrange* no termo $\mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W}$ da Equação (4.125), consegue-se diminuir o efeito da interferência sobre o sistema, conforme foi realizado por Hykin¹⁴. Com isso, chegou-se em¹³:

$$\nabla \mathbf{W} \left(\frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_I \mathbf{W} + \beta_e (1 - \mathbf{W}^H \mathbf{a}_0) \right) = \mathbf{R}_I \mathbf{W} - \beta_e \mathbf{a}_0 \quad (4.125)$$

Igualando (4.125) igual a zero, obtém-se o valor ótimo para os pesos da rede

$$\mathbf{W}_{\text{ótimo}} = \beta_e \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (4.126)$$

onde:

$$\beta_e = \frac{g}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (4.127)$$

A Equação (4.126), determinada pelo critério de mínima potência, é também uma solução de *Wiener*. Quando $g = 1$, o formador de feixe fica conhecido como *formador de feixe de mínima resposta de potência sem distorção* (MVDR – *minimum variance distortionless response*) desenvolvido por Capon¹⁵.

(d) Relação entre os critérios de otimização dos pesos

Observando os critérios de otimização, existe distintos valores de β_e para as diferentes técnicas utilizadas. Todas elas possuem a mesma *SIR*, dada por²:

$$SIR = \frac{\mathbf{w}_{\text{ótimo}}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}_{\text{ótimo}}}{\mathbf{w}_{\text{ótimo}}^H \mathbf{R}_I \mathbf{w}_{\text{ótimo}}} = \frac{\beta_e^2 E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0}{\beta_e^2 \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0} = E\{d^2(t)\} \mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (4.128)$$

que é independente de β_e , onde β_e representa um ganho escalar.

Então, para o critério MSE, o valor de β_e pode ser determinado através de:

$$\beta_{MSE} = \frac{E\{d^2(t)\}}{1 + SIR} \quad (4.129)$$

Para a técnica de máxima SIR , β_e é dado por:

$$\beta_{SIR} = \frac{E\{d^2(t)\}}{SIR} \mathbf{a}_0^H \mathbf{W}_{\acute{o}timo} \quad (4.130)$$

E no caso de mínima potência, com $g = \mathbf{W}_{\acute{o}timo}^H \mathbf{a}_0$, tem-se o seguinte valor de β :

$$\beta_{MV} = g \frac{E\{d^2(t)\}}{SIR} = \frac{E\{d^2(t)\}}{SIR} \mathbf{W}_{\acute{o}timo}^H \mathbf{a}_0 \quad (4.131)$$

que é idêntico a (4.130). Sendo assim, (4.129) pode ser escrita em função de (4.131), na forma:

$$\beta_{MSE} = \frac{E\{d^2(t)\} \beta_{MV}}{g E\{d^2(t)\} + \beta_{MV}} \quad (4.132)$$

Dado que podemos determinar os valores ótimos para os pesos através de diferentes critérios e do fato que esses valores são dependentes da solução dada por *Wiener*, fica demonstrados a importância da equação de *Wiener-Hopf* em estabelecer um limite de desempenho teórico para o formador adaptativo¹³.

Referências Bibliográficas

- ¹ SKLAR, B. *Digital communications*. 2nd. Ed.. Prentice-Hall: New Jersey, 2001.
- ² CARDIERI, P. *Resource allocation and adaptative antennas in cellular communications*. Virginia, 2000 (250 sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University
- ³ GODARA, L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations. *Proc. IEEE*, **85**(8):1195-1245. Aug., 1997.
- ⁴ LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- ⁵ LAY, D. C. *Álgebra linear e suas aplicações*. 2^a Ed. Tradução: Ricardo Camelier e Valéria de Magalhães Iório. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos S. A ., 1999.
- ⁶ WIDROW, B.; STEANS, S.D. *Adaptive Signal Processing*. New Jersey: Prentice-Hall, 1985.
- ⁷ PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D.G. *Digital signal processing: principles, algorithms, and applications*. 3rd. Ed.: New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- ⁸ COMPTON Jr., R. T. The Relationship Between Tapped Delay-Line and FFT Processing in Adaptive Arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, **36**(1):15-26. Jan. 1988.
- ⁹ COMPTON Jr., R. T. The Bandwidth Performance of a Two-Element Adaptive Array with Tapped Delay-line Processing. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, **36**(1):5-14. Jan. 1988.
- ¹⁰ WIDROW, B. *et al.* Adaptive antenna systems. *Proc. IEEE*, **55**(12):2143-2159, Dec. 1967.
- ¹¹ GIECK, K. *Manual de Fórmulas Técnicas*. Tradução: C. A. Lauand. 4^a Ed.. São Paulo: Hemus, 1996. Tradução de: Technische Formelsammlung.
- ¹² APPLEBAUM, S. P. Adaptive arrays. *IEEE Trans. on antennas and propagation*, **24**(5):585-598. Sept. 1976.
- ¹³ LITVA, J.; LO, T. K.-Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Boston: Artech House, 1996.
- ¹⁴ HAYKIN, S. *Adaptive filter theory*. 3rd. Ed.. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- ¹⁵ KRIM, H.; VIBERG, M.. Two decades of array signal processing research: The parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, **13**(4):67-94, Jul., 1996.

Capítulo 5

Algoritmos adaptativos em sistemas de antenas adaptativas

5.1. Introdução

Nos sistemas de antenas adaptativas o diagrama de irradiação resultante da rede é atualizado constantemente através de ajustes nos pesos conforme a direção do sinal transmitido ou recebido¹. O processo de modificação destes pesos é feito através de algoritmos capazes de executar a atualização desses valores. Além disto, podem operar com blocos de dados ou de maneira iterativa. Na técnica de operação em bloco, os pesos são determinados periodicamente através de dados estatísticos obtidos dos blocos de dados mais recentes que chegam na antena. No modo iterativo, para cada cálculo iterativo, o vetor de peso atual $\mathbf{W}(k_i)$ é incrementado para um novo vetor peso $\mathbf{W}(k_i + 1)$. O resultado no final da operação aproxima-se da solução ótima dos valores dos pesos, conforme determinado no capítulo 5. Com isto, os algoritmos adaptativos são responsáveis pelo direcionamento do lobo principal no diagrama de irradiação da rede de antena². Diversos algoritmos adaptativos com diferentes características, tais como taxa de convergência, complexidade computacional e eficiência, são utilizados nestes sistemas de antenas. Este capítulo aborda alguns dos algoritmos mais empregados nos sistemas de antenas adaptativas.

5.2. Algoritmo de menor média quadrática

O algoritmo de menor média quadrática, identificado pela sigla LMS (Least Mean Square), necessita de um sinal de referência para realizar a atualização dos pesos.

Esta atualização é feita controlando-se do sinal de erro $\varepsilon(t)$ mostrado na Figura 5.1³. Este algoritmo tem como base o ajuste gradual com correção de valores que permite minimizar o erro médio quadrático do sinal de erro a partir de um valor estimado para os pesos.

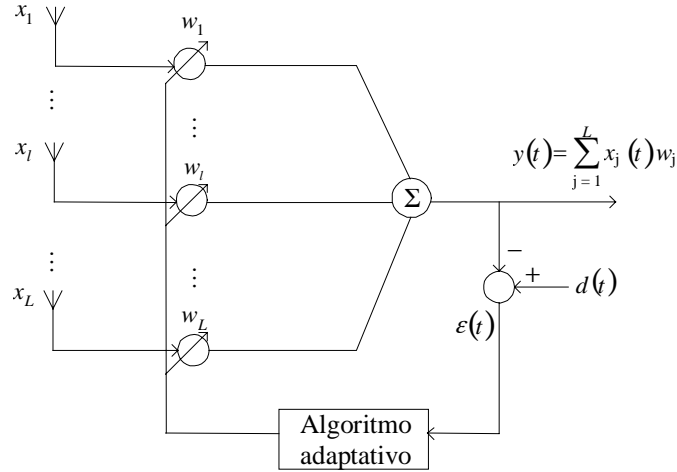


Figura 5.1. Estrutura de uma rede de antenas adaptativas.

O sinal de erro da estrutura ilustrada na Figura 5.1 é determinado por:

$$\varepsilon(k_i) = d(k_i) - \mathbf{W}^t \mathbf{X}(k_i) \quad (5.1)$$

onde k_i indica que o sinal é amostrado no tempo, o índice t a transposta do vetor peso, \mathbf{W} o vetor coluna dos pesos da rede e \mathbf{X} o vetor coluna dos sinais que chegam nos diferentes elementos da rede. Com isso, tem-se

$$\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_l, \dots, w_L]^t \quad (5.2)$$

$$\mathbf{X} = [x_1, \dots, x_l, \dots, x_L]^t \quad (5.3)$$

O erro médio quadrático é definido como⁴:

$$\text{MSE} \triangleq E[\varepsilon^2(k_i)] = \overline{\varepsilon^2} \quad (5.4)$$

Então, os pesos que minimizam o erro médio quadrático podem ser calculados substituindo (5.1) em (5.4). Portanto:

$$E[\varepsilon^2(k_i)] = E[d^2(k_i) + \mathbf{W}^t \mathbf{X}(k_i) \mathbf{X}^t(k_i) \mathbf{W} - 2d(k_i) \mathbf{W}^t \mathbf{X}(k_i)] \quad (5.5)$$

Os termos $\mathbf{X}(k_i) \mathbf{X}^t(k_i)$ e $d(k_i) \mathbf{X}(k_i)$ em (6.5) correspondem às matrizes de autocorrelação e correlação cruzada, respectivamente. Portanto, a Eq. (6.5) é reescrita como:

$$E[\varepsilon^2(k_i)] = E[d^2(k_i)] + \mathbf{W}'\mathbf{R}(x,x) - 2\mathbf{W}'\mathbf{R}(x,d) \quad (5.6)$$

onde $\mathbf{R}(x,x)$ é a matriz autocorrelação do sinal que chega na rede e $\mathbf{R}(x,d)$ é a matriz de correlação cruzada entre o sinal que chega na antena e o sinal de referência, sendo definidas por:

$$\mathbf{R}(x,x) \triangleq E[\mathbf{X}(k_i)\mathbf{X}'(k_i)] \triangleq E \begin{bmatrix} x_1x_1 & x_1x_2 & \cdots & x_1x_n \\ x_2x_1 & \ddots & \cdots & x_2x_n \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ x_nx_1 & \cdots & \cdots & x_nx_n \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

e

$$\mathbf{R}(x,d) \triangleq E[\mathbf{X}(k_i)d(k_i)] \triangleq E[x_1d, x_2d, \dots, x_nd]^T \quad (5.8)$$

Observa-se que o erro médio quadrático em (5.5) é uma função quadrática dos valores dos pesos. Então, o gradiente do erro médio quadrático $\nabla E[\varepsilon^2]$ é determinado derivando-se (5.5) em relação aos pesos. Resulta em¹:

$$\nabla E[\varepsilon^2(t)] = 2\mathbf{R}(x,x)\mathbf{W} - 2\mathbf{R}(x,d) \quad (5.9)$$

onde os valores ótimos para os pesos são obtidos fazendo-se o gradiente dado em (5.9) igual a zero. Logo,

$$\begin{aligned} 0 &= 2\mathbf{R}(x,x)\mathbf{W}_{LMS} - 2\mathbf{R}(x,d) \\ \mathbf{R}(x,x)\mathbf{W}_{LMS} &= \mathbf{R}(x,d) \\ \mathbf{W}_{LMS} &= \mathbf{R}^{-1}(x,x)\mathbf{R}(x,d) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Analisando (5.10), os valores ótimos do vetor peso (\mathbf{W}_{LMS}) são aqueles que acarretam o menor erro médio quadrático entre o sinal recebido e o de referência⁴. Esta é uma maneira de se determinar o melhor valor para os pesos, sendo conhecida como equação de *Wiener-Hopof*, conforme mostrada no capítulo 5.

Quando se tem um grande número de pesos, o que significa ter um grande número de elementos na rede e uma alta taxa de dados, (5.10) apresenta problemas computacionais quando se deseja inverter continuamente a matriz de autocorrelação e correlação cruzada. Para isto ser evitado, utiliza-se o método do algoritmo de

adaptação LMS que não necessita de transformação quadrática, média, ou diferenciação ao utilizar o gradiente e a função erro médio quadrático⁵.

5.3. Algoritmo adaptativo LMS

O algoritmo LMS tem como características de operação apenas o *prévio* conhecimento da direção do sinal desejado. O ruído e as interferências no canal são parâmetros desconhecidos¹. Esta técnica deve ser empregada quando um sinal interferente possuir correlação com o sinal de interesse. Desta forma, a variação dos pesos para direcionar o lobo principal para a fonte desejada é feita através do ajuste gradual, com correção de valores que permite minimizar o erro médio quadrático do sinal de erro. O procedimento procurará reduzir o mínimo erro médio quadrático através da investigação do gradiente, conforme feito no item anterior.

O algoritmo LMS desenvolvido por Widrow³ procura executar a operação matemática, dada por:

$$\mathbf{W}(k_i + 1) = \mathbf{W}(k_i) + 2\mu\nabla(k_i) \quad (5.11)$$

onde

$\mathbf{W}(k_i) \triangleq$ vetor peso antes da adaptação;

$\mathbf{W}(k_i + 1) \triangleq$ vetor peso após a adaptação;

$\mu \triangleq$ constante escalar responsável pelo controle da taxa de convergência e estabilidade do algoritmo ($\mu > 0$);

$\nabla(k_i) \triangleq$ é o vetor gradiente estimado de $\overline{\varepsilon^2}$ em relação a \mathbf{W} definido em (6.9).

O vetor gradiente estimado em (5.11) é determinado achando-se o gradiente do erro para um determinado tempo de amostragem, na seguinte forma:

$$\nabla(k_i) = \nabla[\varepsilon^2(k_i)] = 2\varepsilon(k_i)\nabla[\varepsilon(k_i)] \quad (5.12)$$

De (5.1) encontra-se

$$\nabla[\varepsilon(k_i)] = \nabla[d(k_i) - \mathbf{W}^t(k_i)\mathbf{X}(k_i)] = -\mathbf{X}(k_i) \quad (5.13)$$

Substituindo (5.13) em (5.12), o vetor gradiente é escrito como:

$$\nabla(k_i) = -2\varepsilon(k_i)\mathbf{X}(k_i) \quad (5.14)$$

Então, para um dado vetor peso o valor esperado do gradiente é:

$$\begin{aligned} E[\nabla(k_i)] &= -2E \left[\{ d(k_i) - \mathbf{W}^T(k_i) \mathbf{X}(k_i) \} \mathbf{X}(k_i) \right] \\ &= -2 \left[\mathbf{R}(x, d) - \mathbf{W}^T(k_i) \mathbf{R}(x, x) \right] \end{aligned} \quad (5.15)$$

Comparando (5.15) com (5.9), para um determinado vetor peso o valor esperado do gradiente é igual ao valor verdadeiro. Assim, substituindo (5.14) em (5.11) obtém-se o algoritmo LMS que determina os valores dos pesos de maneira iterativa. Esta iteração é feita através da diferença entre o vetor peso inicial e o erro³. Logo:

$$\mathbf{W}(k_i + 1) = \mathbf{W}(k_i) - 2\mu \varepsilon(k_i) \mathbf{X}(k_i) \quad (5.16)$$

5.3.1. Taxa de convergência do algoritmo LMS

A variável μ em (5.16) é um número escalar que determina a velocidade e a estabilidade de convergência do algoritmo LMS¹. A convergência da média quadrática do algoritmo LMS ocorre quando o valor de μ satisfizer a condição⁵:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{máx}} \quad (5.17)$$

onde $\lambda_{máx}$ é o maior autovalor da matriz de correlação $\mathbf{R}(x, x)$.

Em (5.17), o máximo autovalor ($\lambda_{máx}$) da matriz correlação do sinal que chega na rede de antenas ($\mathbf{R}(x, x)$) deve ser conhecido para se ter a convergência do algoritmo LMS. Em aplicações usuais do LMS, é difícil de se obter o valor de $\lambda_{máx}$. Então, este problema é solucionado utilizando-se um valor estimado para $\lambda_{máx}$, determinado por⁵:

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tr}[\mathbf{R}(x, x)]} \quad (5.18)$$

onde $\text{tr}[\mathbf{R}(x, x)]$ é o traço da matriz $\mathbf{R}(x, x)$. Como os elementos da diagonal principal da matriz $\mathbf{R}(x, x)$ são todos iguais a um valor real menor que a unidade e sendo ainda igual ao valor médio quadrático de cada amostra do sinal de entrada, o traço da matriz $\mathbf{R}(x, x)$ vale³:

$$\begin{aligned} \text{tr}[\mathbf{R}(x, x)] &\triangleq E[\mathbf{X}^T(k_i) \mathbf{X}(k_i)] \\ &= \sum_{k_i=1}^n E[x_{k_i}^2] \triangleq \text{Potência Total de Entrada} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Em (5.19), a soma dos valores médios quadráticos das amostras do sinal que chegam nos elementos da rede pode ser entendida como *potência do sinal de entrada*. Logo, a condição de convergência do algoritmo LMS na média quadrática é expressa como:

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{potência de entrada}} \quad (5.20)$$

5.4. Algoritmo de adaptação cega

Este algoritmo corresponde à técnica de adaptação que não necessita de sequência de treinamento nem de sinal de referência, para recuperar o sinal que chega na rede de antenas ou algumas de suas propriedades². São empregados em sistemas cujos sinais possuem o módulo da envoltória constante, tais como GMSK, FSK e QPSK⁶. A Figura 4.2 ilustra uma estrutura que utiliza este método de adaptação.

Dentre as técnicas de adaptação cega existente, o método de Bussang estima o sinal de saída ($g(\bullet)$) para a saída $y(k_i)$ do formador². Desta forma, a equação do erro $\varepsilon(k_i)$ é determinada fazendo-se a diferença entre o sinal esperado $d(k_i) = g(y(k_i))$ e o sinal de saída do formador $y(k_i)$. Portanto, a atualização dos pesos é realizada através de:

$$y(k_i) = \mathbf{W}^H(k_i) \mathbf{X}(k_i) \quad (5.21)$$

$$\varepsilon(k_i) = g(y(k_i)) - y(k_i) \quad (5.22)$$

$$\mathbf{W}(k_i + 1) = \mathbf{W}(k_i) + \mu \mathbf{X}(k_i) \varepsilon^*(k_i) \quad (5.23)$$

Outra técnica de adaptação cega desenvolvida por Godara² é conhecida como *algoritmo de módulo constante (CMA – Constant Modulus Algorithm)*. Neste algoritmo, ($g(\bullet)$) procura recuperar a fase do sinal que chega nos elementos da rede de antenas.

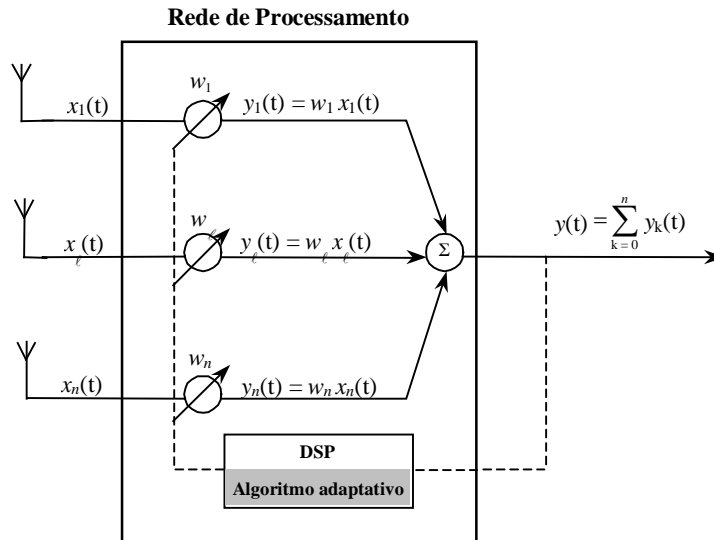


Figura 5.2. Representação de um formador de feixe adaptativo utilizando adaptação cega.

O método tem como base o comportamento do gradiente da função de erro onde os pesos são atualizados diminuindo-se os valores da função custo (erro) representada por J ⁷. Esta função custo determina a flutuação da amplitude do sinal ocasionada pelo efeito de multipercursos⁸, o que significa fazer a medição na variação do módulo do sinal que atinge a rede de antenas. A equação que executa esta operação é representada por^{2,9}:

$$\varepsilon(k_i) = J(k_i) = E \left[\left| \left| \mathbf{W}_{k_i}^H \mathbf{X}_{k_i} \right|^q - |\alpha_e|^p \right|^q \right] \quad (5.24)$$

onde $E[\cdot]$ é o operador que determina o valor esperado ou a média de uma função. A componente α representa a amplitude do sinal desejado na saída do formador. Assim, no algoritmo CMA a função custo propicia um sinal na saída do formador com envoltória constante e especificada por α_e^2 . A sensibilidade e a convergência do algoritmo são determinados pelos parâmetros p e q .

Conforme Larimore¹⁰, os parâmetros p e q devem assumir valores iguais a 1 e 2 de maneira a se ter maior tolerância aos ruídos de grande intensidade, bem como manter a estabilidade do algoritmo sob baixa convergência⁸. Assim, para diferentes valores de p e q , algoritmos com correção gradual de valores foram desenvolvidos para diferentes características de convergência e complexidade. Para $p = 1$ e $q = 2$, conhecida como formação 1-2, e $\alpha = 1$ resulta na seqüência de cálculo²:

$$y(k_i) = \mathbf{W}^H(k_i) \mathbf{X}(k_i) \quad (5.25)$$

$$e(k_i) = \nabla \{ E[\varepsilon^2(k_i)] \} = 2 \left[y(k_i) - \frac{y(k_i)}{|y(k_i)|} \right] \quad (5.26)$$

$$\mathbf{W}(k_i + 1) = \mathbf{W}(k_i) - \mu \mathbf{X}(k_i) e(k_i) \quad (5.27)$$

onde $e(k_i)$ é o erro em função apenas do sinal de saída. Logo, o sinal de referência não é utilizado neste procedimento, observado em (5.26). Com isso, faz-se necessário o conhecimento do sinal na saída da rede, o estado inicial do vetor peso $\mathbf{W}(k_i)$ e o vetor de sinal $\mathbf{X}(k_i)$ que atinge os elementos da rede.

Outras formações básicas empregadas no algoritmo CMA, descritas por Lari-more^{10,2}, são caracterizadas pelas equações de erro dada por:

$$\text{Formação "1-1"} \quad e(k_i) = \frac{y(k_i)}{|y(k_i)|} \text{sgn}(|y(k_i)| - 1) \quad (5.28)$$

$$\text{Formação "2-1"} \quad e(k_i) = 2y(k_i) \text{sgn}(|y(k_i)|^2 - 1) \quad (5.29)$$

$$\text{Formação "2-2"} \quad e(k_i) = 4y(k_i) (|y(k_i)|^2 - 1) \quad (5.30)$$

Comparando-se o algoritmo LMS, (Eq.(5.16)), com o CMA, (Eq.(5.27)), o processo é praticamente o mesmo para os ajustes dos elementos do vetor peso, diferindo apenas na equação do erro a ser utilizada no algoritmo.

5.5. Algoritmo de inversão da matriz de amostragem

O algoritmo de inversão de amostragem (SMI – *Sample Matrix Inversion*) é empregado quando se deseja aumentar a velocidade de convergência do algoritmo no processo adaptativo. Desta forma, faz-se a inversão da matriz de autocorrelação \mathbf{R} em (5.7)¹¹. Os valores dos pesos são estimados a partir das amostras dos sinais que chegam na rede de antenas que formam a matriz \mathbf{R}^7 .

Na situação onde o sinal desejado o sinal interferente são conhecidos pode ser determinada a matriz de autocorrelação \mathbf{R} . Com isso, os valores otimizados para os elementos do vetor peso são encontrados por meio de (5.101), que é novamente escrita por:

$$\mathbf{W}_{\text{ótimo}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (5.31)$$

representando a forma direta do algoritmo SMI.

Na prática, os sinais de interesse e os indesejáveis são desconhecidos e possuem variações no enlace de comunicação. Então, os valores de \mathbf{R} e \mathbf{r} são estimados em um intervalo de observação do sinal que atinge a rede de antenas. Por conseguinte, os elementos do vetor peso são determinados por intermédio de valores estimados para \mathbf{R} e \mathbf{r} e descritos por:

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{\Delta t=N_1}^{N_2} \mathbf{X}(\Delta t)\mathbf{X}^H(\Delta t) \quad (5.32)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \sum_{\Delta t=N_1}^{N_2} d^*(\Delta t)\mathbf{X}(\Delta t) \quad (5.33)$$

onde N_1 e N_2 representam os limites inferior e superior do intervalo ou janela de observação. Logo, os valores para os elementos do vetor peso são determinados com a substituição de (5.32) e (5.33) em (5.31), que resulta em:

$$\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{r}} \quad (5.34)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}$ e $\hat{\mathbf{r}}$ são os valores estimados para a matriz de autocorrelação e para o vetor de direção do sinal desejado.

O erro introduzido pelos valores estimados é:

$$e = \hat{\mathbf{R}}\mathbf{W}_{\text{ótimo}} - \hat{\mathbf{r}} \quad (5.35)$$

que representa o erro mínimo quadrado para o algoritmo SMI.

O algoritmo SMI apresenta uma complexidade computacional, devido ao tamanho da matriz originada no processo de atualização, quando empregado em dispositivos com arquiteturas de grande escala de integração (VLSI – *Very Large Scale Integration*)¹¹.

Referências Bibliográficas

- ¹ LIAN, K. J. *Adaptive Antenna Arrays for Satellite Personal Communication Systems*. Virginia, 1997. Dissertation (Master of Science in Electrical Engineering), Virginia Polytechnic Institute and State University.
- ² LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice-Hall, 1999.
- ³ WIDROW, B. ; *et al.* Adaptive antenna systems. *Proc. IEEE*, **55** (12):2143-2159, Dec. 1967.
- ⁴ WIDROW, B.; STEANS, S. D. *Adaptive signal processing*. New Jersey: Prentice-Hall, 1985
- ⁵ HAYKIN, S. *Adaptive filter theory*. 3rd. Ed.. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- ⁶ CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42** (3):129-136, Jun. 2000.
- ⁷ GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications Part II: Beamforming and Direction-of-arrival Considerations. *Proc. IEEE*, **85**(8):1195-11245. Aug.1997.
- ⁸ OHGANE, T.; *et al.* Na implementation of a CMA adaptive array for high speed GMSK transmission in mobile communications. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 42(3):282-288. Aug. 1993.
- ⁹ TREICHLER, J. R.; AGEE, B. G. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 31(2):459-471. Apr. 1983.
- ¹⁰ LARIMORE, M. G.; TREICHLER, J. R. Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm. *IEEE Int. Conf. on Acust., Speech, and Signal Processing*. Boston. MA.1983.
- ¹¹ LITVA, J.; LO, T. K.Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Norwood, Artech House, 1996.

Capítulo 6

Simulações e análise de resultados

6.1. Introdução

Nos capítulos precedentes realizou-se o estudo dos parâmetros que permitem o controle do diagrama de irradiação resultante de uma rede de antenas adaptativas. O objetivo deste capítulo é descrever a simulação do comportamento de antenas adaptativas que operam em duas situações distintas. Em uma delas, o sistema propicia o cancelamento de um sinal interferente que atinge a rede de antenas ao longo de uma direção e simultaneamente direciona o lobo principal do diagrama para a fonte de sinal desejado. Para isto, considerou-se um ambiente eletromagnético composto por duas fontes de sinais, sendo uma o sinal desejado e a outra o sinal interferente.

Na segunda situação, o sistema faz o direcionamento do lobo principal do diagrama de irradiação para a fonte de sinal desejada. Neste caso, o formador de feixe realiza uma varredura do lobo principal até atingir a posição de sinal desejada. Utilizou-se a plataforma de programação Matlab[®] para as simulações das duas propostas de trabalho.

6.2. Cancelamento do sinal interferente

O desenvolvimento empregou uma rede linear de antenas formada por cinco elementos com separação uniforme entre os elementos de meio comprimento de onda ($ds = \lambda/2$). Este espaçamento foi determinado de modo a se evitar o aumento de lobos laterais. No processo de adaptação do diagrama de irradiação, utilizou-se um

formador de feixe que emprega o método de mínima variância sem distorção (MVDR). Este método possibilita a determinação dos valores otimizados dos pesos do formador. O algoritmo empregado para a atualização dos pesos da rede foi o de menor média quadrática (LMS). A Figura 6.1 ilustra o diagrama de blocos de uma rede adaptativas empregada nesta simulação.

O formador de feixe opera em um ambiente onde se identificam duas componentes de sinal: o sinal desejado, que chega na antena ao longo de uma direção de interesse, e uma fonte interferente localizada em outra direção. Na saída de cada elemento da antena soma-se ao sinal recebido um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN). Então, o sinal resultante é composto pelo sinal desejado, pela interferência e pelo ruído. O nível do sinal interferente captado pelo sistema fica determinado pela relação interferência-ruído (INR).

Admitiu-se que o sinal interferente apresenta as relações interferência-ruído (INR) de 20 dB, 30dB e 40dB e o sinal desejado uma relação sinal-ruído (SNR) de 10dB. Os ângulos de incidência dos sinais desejado e interferente, medidos em graus e tendo como referência o eixo da rede, são $\phi_d = 45^\circ$ para o sinal desejado e $\phi_i = 110^\circ$ para o sinal interferente.

Considerando-se ainda que a atualização do vetor peso (\mathbf{W}) do formador adaptativo é feita pelo algoritmo LMS, os valores para o passo de atualização foram de $\mu = 10^{-8}$, 10^{-9} e 10^{-10} os quais estão relacionados à cada valor da INR. Adotaram-se, também, os seguintes valores para o número de iterações do algoritmo $n = 20$ iterações, $n = 25$, $n = 30$, $n = 100$ e $n = 200$.

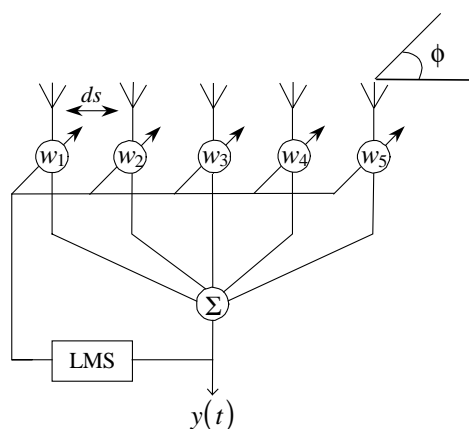


Figura 6.1. Diagrama de blocos do formador de feixe adaptativo com MVDR utilizando o algoritmo LMS.

O método MVDR empregado para obter o valor ótimo do vetor peso é dado por

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}_0 = \mathbf{g} \quad (6.1)$$

$$\mathbf{w}_{\text{ótimo}} = \beta \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (6.2)$$

$$\beta = \frac{\mathbf{g}}{\mathbf{a}_0^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{a}_0} \quad (6.3)$$

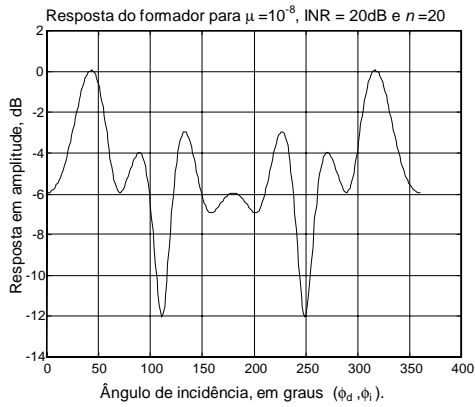
onde \mathbf{g} é o vetor ganho. O máximo do diagrama de irradiação quando se tem $\mathbf{g} = 1$, conforme estudado no critério de mínima potência no item (c) do capítulo 5, dando origem à equação (5.121) e representada em (5.122). O vetor \mathbf{a}_0 indica a direção do sinal desejado e \mathbf{R}_I é a matriz autocorrelação do sinal interferente, definida em (5.104). A resposta espacial do formador é expressa por:

$$G = 20 \log \left| \mathbf{w}^H(n) \mathbf{a}(\phi) \right|^2 \quad (6.4)$$

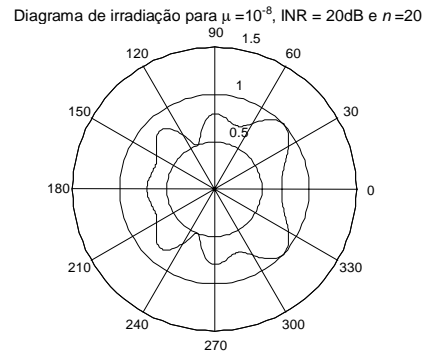
6.3. Redução do sinal interferente

Nesta primeira simulação, reduziu-se o nível do sinal interferente através da variação da relação interferência-ruído INR com valores de 20dB, 30dB e 40dB. O passo de atualização depende do sinal de entrada a ser determinado. Fez-se $\mu = 10^{-8}$, 10^{-9} e 10^{-10} e nestas condições, o número de iterações foi de $n = 20$, 100 e 200. A relação sinal-ruído (SNR) foi mantida constante em 10dB e o processo de adaptação para o cancelamento do sinal interferente foi dividido da seguinte forma: Inicialmente adotou-se $n = 20$ iterações, variou-se a INR e o passo do algoritmo. Então, para uma INR = 20 dB, o passo correspondente foi de $\mu = 10^{-8}$ e assim por diante. Os resultados obtidos para os diferentes valores de iterações (n), INR e do passo (μ) estão ilustrados nas Figuras 8.2, 8.3 e 8.4. O tempo gasto para o programa Matlab[®] executar esta simulação foi de aproximadamente 1,3 segundos, onde para cada valor de n gastou-se 0,4s de execução.

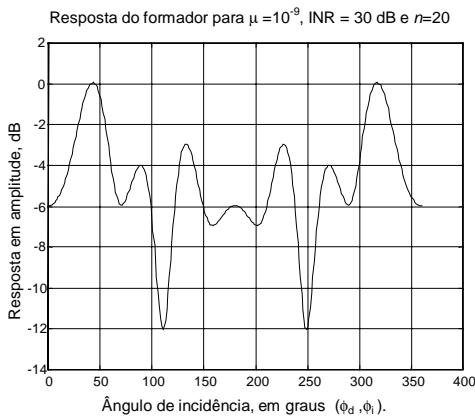
O resultado apresentado na Figura 6.2 mostra que ao utilizar $n = 20$ para os diferentes valores de INR e μ , os gráficos permaneceram idênticos. Com isto, não houve formato diferente nos diagramas quando variou-se os parâmetros INR e μ . A redução do sinal interferente nesta condição foi de aproximadamente -12 dB.



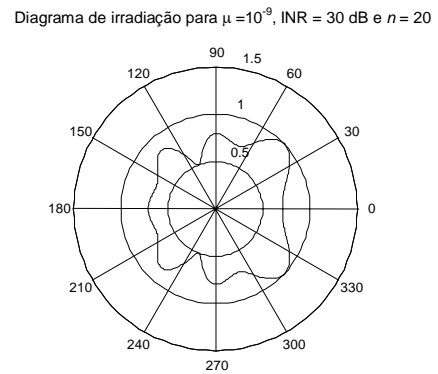
(a)



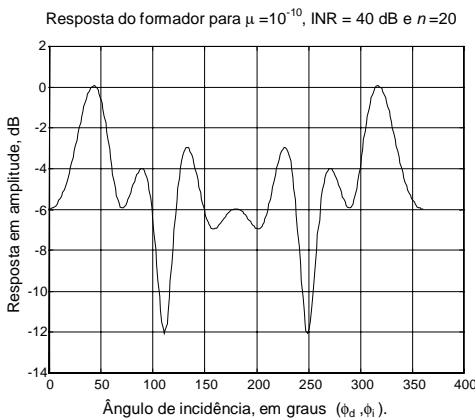
(b)



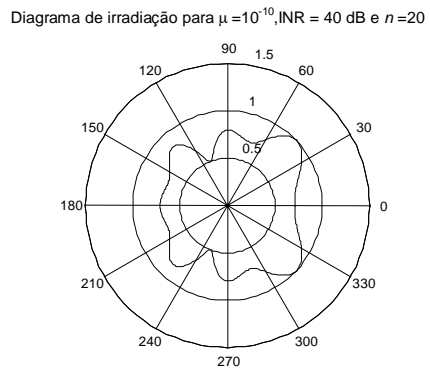
(c)



(d)

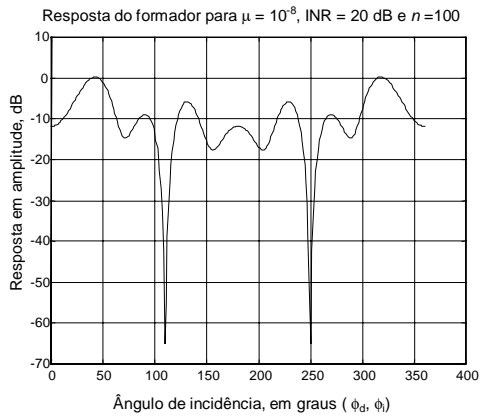


(e)

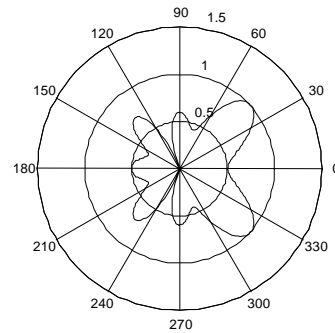


(f)

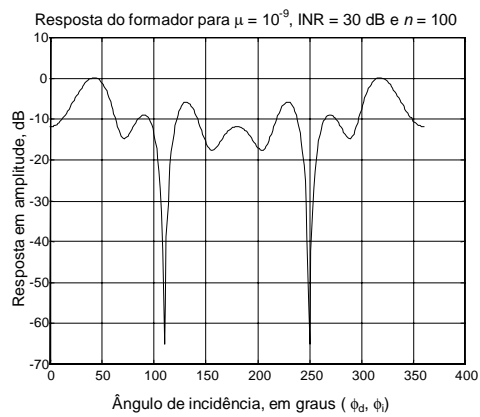
Figura 6.2. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 20$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 20 dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 30 dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 40 dB e $\mu = 10^{-10}$.



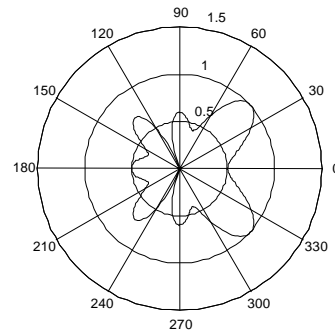
(a)

Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-8}$, INR = 20 dB e $n = 100$ 

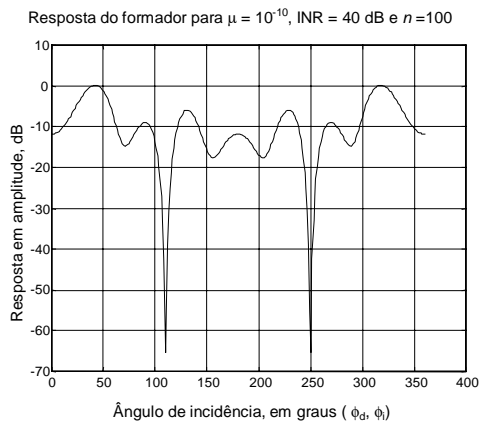
(b)



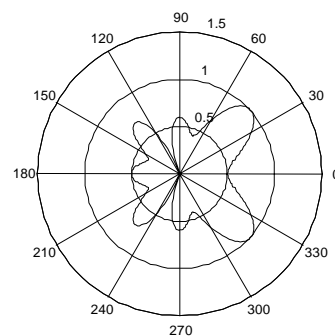
(c)

Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-9}$, INR = 30 dB e $n = 100$ 

(d)

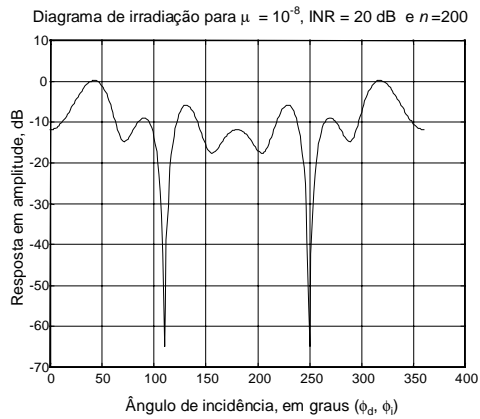


(e)

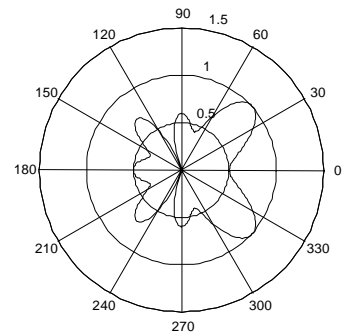
Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-10}$, INR = 40 dB e $n = 100$ 

(f)

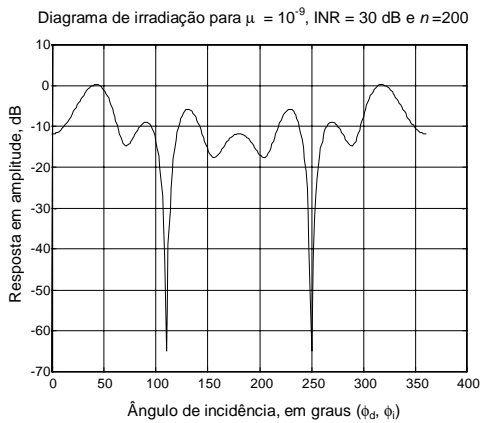
Figura 6.3. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 100$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 20 dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 30 dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 40 dB e $\mu = 10^{-10}$.



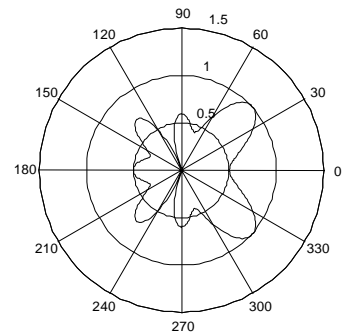
(a)

Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-8}$, INR = 20 dB e $n=200$ 

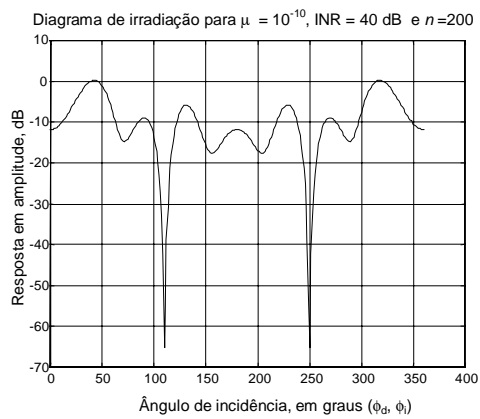
(b)



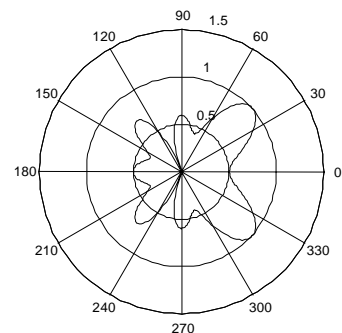
(c)

Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-9}$, INR = 30 dB e $n=200$ 

(d)



(e)

Diagrama de irradiação para $\mu = 10^{-10}$, INR = 40 dB e $n=200$ 

(f)

Figura 6.4. Resposta do formador de feixe MVDR utilizando algoritmo LMS e $n = 200$ iterações. (a) e (b) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 20 dB e $\mu = 10^{-8}$. (c) e (d) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 30 dB e $\mu = 10^{-9}$. (e) e (f) Diagrama de irradiação nas formas retangular e polar para uma INR = 40 dB e $\mu = 10^{-10}$.

6.4. Redução do sinal interferente para diferentes iterações

Nesta segunda tentativa de reduzir o nível do sinal interferente, fixou-se a relação interferência-ruído (INR) em 20dB, a taxa de convergência com $\mu = 10^{-8}$ e a relação sinal-ruído (SNR) de 10dB. Nestas condições, o número de iterações utilizadas para que o algoritmo convergisse foram de $n = 20, 25$ e 30. Então, o processo de adaptação para chegar ao cancelamento do sinal interferente foi dividido em três etapas. Inicialmente usou-se $n = 20$ iterações, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$.

Nesta fase de execução, o algoritmo provocou uma redução de -12 dB no nível do sinal indesejável. De maneira simultânea, o campo de maior intensidade foi dirigido para o sinal desejado, o que pode ser observado na Figura 6.5.

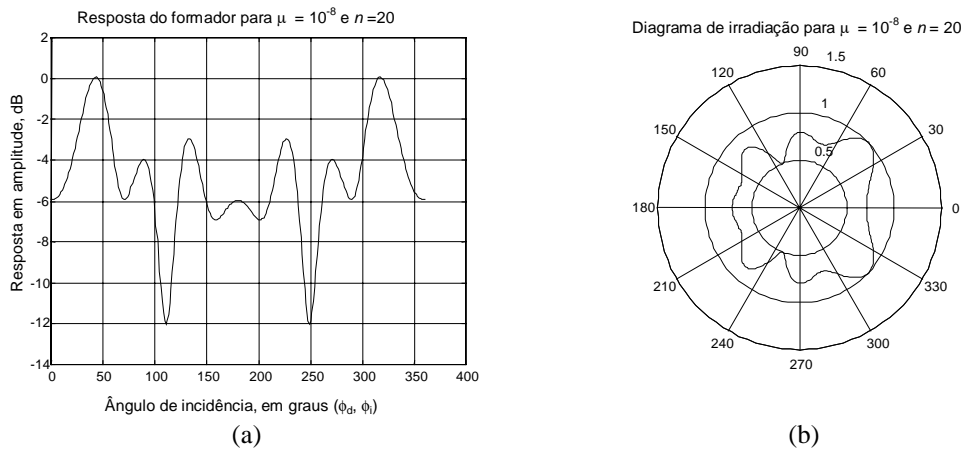


Figura 6.5. Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 20$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.

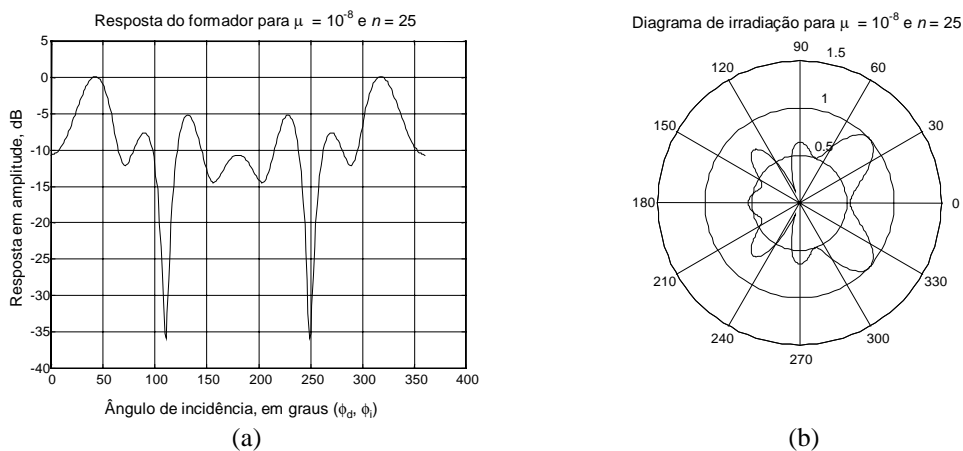


Figura 6.6. Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 25$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.

Ao se aumentar o número de iterações para 25, o processamento propiciou uma rejeição no nível do sinal interferente de aproximadamente -35,88 dB, Figura 6.6(a). O lobo de maior intensidade, Figura 6.6(b), permaneceu na direção desejada, porém, apresentou melhor definição no formato comparado ao diagrama de irradiação da Figura 6.5(b).

A Figura 6.7 ilustra o diagrama de irradiação ao se fazer $n = 30$ iterações. Nesta etapa, o sinal indesejável teve uma rejeição de -64,5 dB, Figura 6.7(a) e o lobo principal, Figura 6.7(b), ficou mais diretivo comparado ao gráfico da Figura 6.5(b) e Figura 6.6(b).

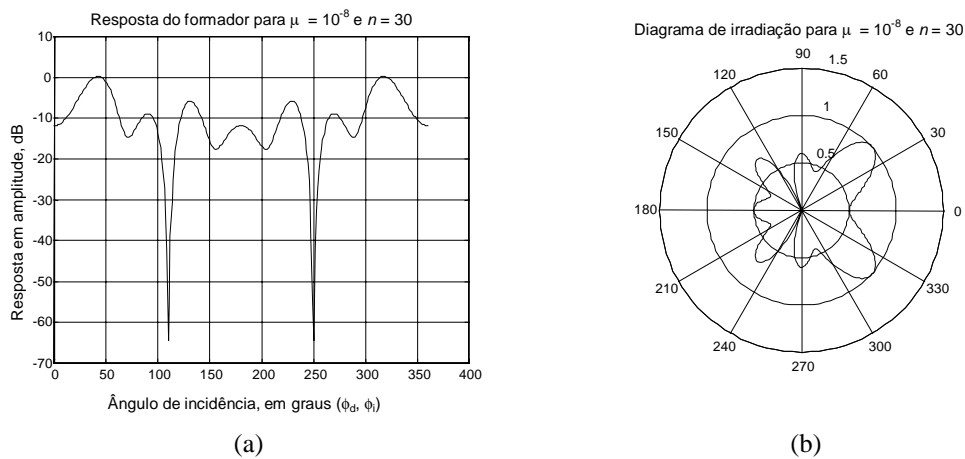


Figura 6.7 Resposta do formador de feixe MVDR para $n = 30$, $INR = 20$ dB e $\mu = 10^{-8}$. (a) tem-se a resposta do formador de feixe representado na forma retangular. (b) tem-se o comportamento espacial do formador de feixe.

Pode-se concluir que, quando aumentou-se o número de iterações no processamento o algoritmo LMS convergiu e conseqüentemente a interferência foi reduzida à um valor máximo negativo. Observou-se também que o valor do erro estabilizou ao atingir o seu valor mínimo obtido para um determinado número de iterações.

O tempo gasto para o programa Matlab[®] executar esta simulação foi de aproximadamente 1,172s, onde para os diferentes valores de n obteve-se uma execução de 0,4s.

6.5. Simulação de um sistema de varredura

Esta simulação tem por objetivo ilustrar o comportamento do lobo principal de uma rede de antenas inteligente que atende a uma fonte de sinal desejado deslocando-se

dentro da área de cobertura do sistema. Para tornar isto possível, considerou-se um formador de feixe composto por uma rede linear de antenas com cinco elementos igualmente espaçados de separação igual a $ds = \lambda/2$, Figura 6.8. A posição angular inicial da fonte de sinal desejada é de $\phi_{di} = 0^\circ$ e a final com $\phi_{fd} = 135^\circ$. O valor otimizado do vetor peso da rede foi determinado utilizando-se o método MVDR.

Assim, através de um cálculo iterativo, o vetor peso teve seus valores ajustados conforme o deslocamento da fonte de sinal. A evolução do direcionamento do lobo principal do diagrama de irradiação pode ser observado na Figura 8.9. O programa implementado em Matlab[®] para esta simulação encontra-se no Anexo VI. O tempo total de execução neste processo de atualização foi de 9,4s.

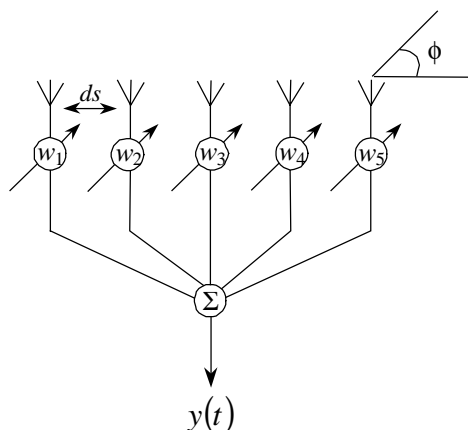


Figura 6.8. Rede adaptativa com cinco elementos.

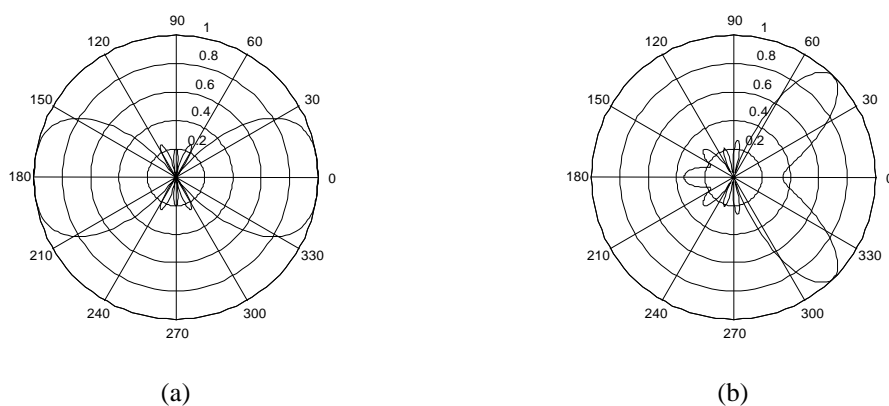
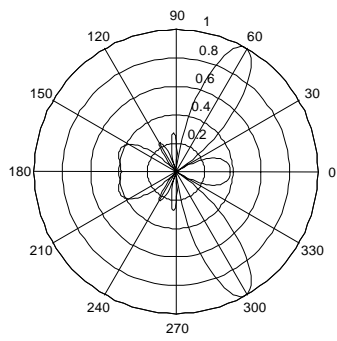
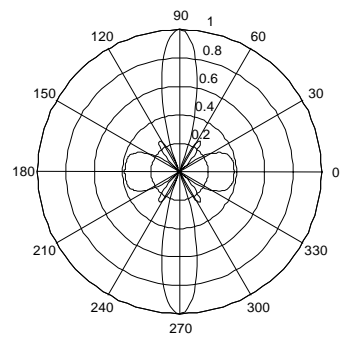


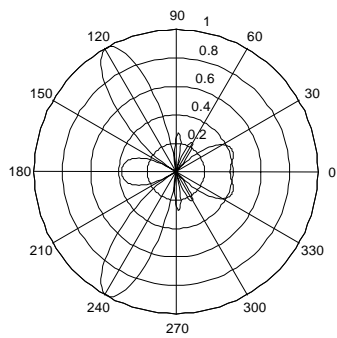
Figura 6.9. Representação de um sistema de redes de antenas adaptativas que propicia o acompanhamento do lobo principal quando a fonte de sinal desejada desloca-se no espaço. Em (a) tem-se a posição inicial em 0° . (b) posição arbitrária em 45° .



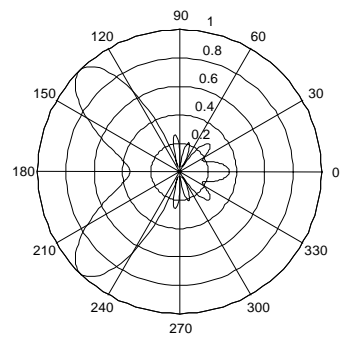
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 6.10. Representação de um sistema de redes de antenas adaptativas que propicia o acompanhamento do lobo principal quando a fonte de sinal desejada desloca-se no espaço. Em (c) localização em 60° . (d) em 90° . (e) em 120° e (f) posição angular final do deslocamento com 135° .

Capítulo 7

Comentários e conclusão

7.1. Aspectos relevantes do trabalho

O avanço dos sistemas de comunicações sem fio, dos sistemas de radar, nos últimos anos deveu-se principalmente as técnicas de acesso empregadas no enlace de comunicação. A princípio, os sistemas de comunicações sem fio utilizavam a técnica de acesso FDMA, acesso com diferentes frequências, para os usuários de telefonia móvel celular. Depois surgiram as técnicas de acesso TDMA e CDMA que permitem a vários usuários utilizar a mesma frequência ou canal de transmissão. No sistema TDMA três usuários podem ocupar um canal de transmissão^{1,2}.

Com o aumento da demanda do sistema móvel celular, necessitou-se de uma maior área de cobertura e, conseqüentemente, uma maior número de estações radio-base. Ao se fazer o reuso de frequência, surgiu o problema da interferência co-canal entre células com mesmo grupo de frequências. Outra desvantagem é o desvanecimento do sinal causado pelos efeitos de múltiplos percursos provenientes do espalhamento do sinal transmitido.

Intensas pesquisas têm sido feitas para melhorar o desempenho do sistema através da redução dos efeitos de multipercurso e da interferência de co-canal. Com este estímulo, desenvolveu-se o estudo das antenas adaptativas na tentativa de melhorar o desempenho desses tipos de sistemas de comunicações. Como por exemplo nos sistemas 3G e 4G de comunicação sem fio.

No Capítulo 1, fez-se um levantamento histórico da técnica de controle do diagrama de irradiação em uma rede de antenas, que se iniciou com o desenvolvimento das redes de antenas fasadas, um dos fundamentos para o estudo do sistema de antenas adaptativas.

O Capítulo 2, além de identificar alguns tipos de rede de antenas empregadas nos sistemas de antenas adaptativas, apresenta o estudo do comportamento da onda eletromagnética que alcança uma rede linear de antenas. A onda plana atinge os vários elementos da rede linear de antenas em diferentes instantes de tempo, o que acarreta uma diferença de fase na excitação dos vários elementos da rede. A somatória das variações de fase na saída dos elementos da rede, resulta na formação de um diagrama de irradiação com maior diretividade. Com isto, pode-se realizar a varredura do lobo principal modificando-se a fase do sinal que chega na rede.

No Capítulo 3 realizou-se um breve estudo da composição da onda eletromagnética nos sistemas de comunicações sem fio. Enfatizaram-se as características de um processo aleatório e o comportamento do sinal modulante ao atingir uma rede linear. Estas características permitem realizar o modelamento matemático para o controle do diagrama de irradiação do sistema adaptativo.

No Capítulo 4 apresentaram-se os principais sistemas de antenas adaptativas, com ênfase nas técnicas de comutação de feixe fixo e do sistema adaptativo. O sistema de comutação de feixe fixo possui os lobos principais do diagrama de irradiação fixos em regiões predefinidas. Já no sistema adaptativo, o lobo principal é controlado para captar os sinais desejáveis e, simultaneamente, eliminar as interferências. Este controle é feito eletronicamente por um processador digital de sinal (DSP) que, através de algoritmos especiais, executa as operações que levam ao ajuste do diagrama para a posição do sinal desejado. A descrição do circuito capaz de executar esta tarefa integra uma parte deste trabalho.

No Capítulo 5 estudou-se um método que permite o controle do diagrama de irradiação para sinais de faixa estreita e faixa larga. Para o sistema que processa sinais de faixa estreita apresentaram-se dois métodos de controle. O primeiro permite apenas o direcionamento do lobo principal para a fonte desejada e o outro proporciona o direcionamento do lobo principal para o sinal de interesse e ao mesmo tempo reduz o

nível de recepção dos sinais indesejáveis. No Capítulo 6 identificaram-se alguns dos algoritmos que são empregados no controle do diagrama de irradiação. Destacou-se o comportamento de algoritmo de menor média quadrática (LMS), que propicia o ajuste do lobo principal utilizando uma amostra do sinal desejado como referência.

7.2. Descrição sumária das simulações

O Capítulo 8 foi reservado para simulações, desenvolvidas em computador, que proporcionaram o esclarecimento dos estudos realizados. Considerou-se a rede de antenas formada por cinco elementos com separação igual a $ds = \lambda/2$. Os sinais interferente e desejado atingiam a rede com os ângulos de $\phi_i = 110^\circ$ e $\phi_d = 45^\circ$. No primeiro ensaio, realizou-se a redução do sinal interferente para diferentes valores da relação interferência ruído, passos de atualização do algoritmo e iterações. A relação sinal ruído foi mantida constante, em 10 dB, durante o ensaio. O tempo de execução para ter-se a redução do sinal interferente e o direcionamento do lobo principal para o ângulo de 45° foi de aproximadamente 1,3s. Para cada valor de iteração utilizado, o processamento foi mais rápido da ordem de 0,4s.

No segundo ensaio, fixou-se os valores da relação interferência ruído, do passo de atualização do algoritmo e da relação sinal ruído e variou-se apenas o número de iterações a serem processadas. Assim, o diagrama de irradiação resultante, com direcionamento de nulo para o ângulo de 110° e do lobo principal para 45° , foi obtido no tempo de 1s. Nestas simulações empregou-se o algoritmo de menor média quadrática para realizar os ajustes no direcionamento do diagrama de irradiação.

O terceiro ensaio, caracteriza um sistema de varredura do lobo principal dentro de uma área de cobertura. Para isto, utilizou-se a mesma estrutura dos ensaios anteriores. Os ângulos inicial e final são respectivamente $\phi_{di} = 0^\circ$ e $\phi_{df} = 135^\circ$. O tempo total para o sistema realizar a varredura foi de 9,4s.

7.3. Propostas para novos estudos

Ficou evidente que é possível realizar o controle automático do diagrama de irradiação de uma rede de antenas. Uma primeira proposta de futuro desenvolvimento seria

implementar um sistema de antenas adaptativas empregando o processador digital de sinal (DSP), conforme ilustrado na Figura 7.5. Sugerem-se o processador (DSP) da Texas Instruments com ponto fixo, o conversor para baixa frequência HSP50016 da Harris Semiconductors. A rede de antenas pode ser formada, a princípio, com dois elementos irradiadores, onde os tipos de elementos podem ser dipolos, antenas em circuito impresso, etc..

O sinal utilizado na execução da experiência pode apresentar variação na amplitude ou na fase, o que exigiria o emprego do algoritmo LMS para sinais com variação em amplitude e o CMA para os que apresentam mudança na fase. A utilização destes algoritmos pode ser observada na Figura 7.1.

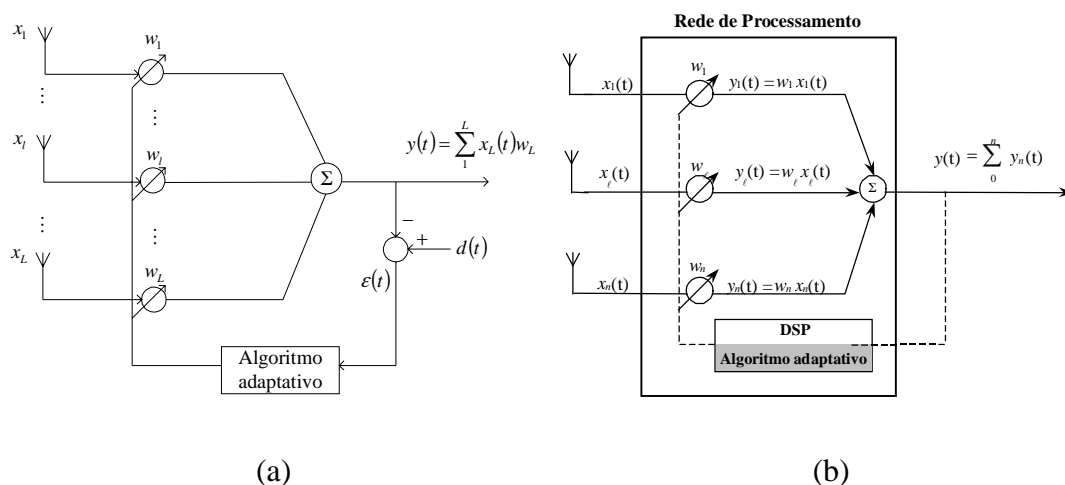


Figura 7.1. Diagrama de blocos dos sistemas de antenas adaptativas empregando os algoritmos. (a) LMS e (b) CMA.

Outra sugestão é o desenvolvimento de algoritmos específicos que permitam ajustes nos pesos da rede e estimativa da direção do sinal transmitido ou recebido. Outra área a ser estudada seria a aplicação de redes neurais em sistemas de antenas adaptativas³.

Referências Bibliográficas

- ¹ FARUQUE, S. *Cellular mobile systems engineering*. Norwood: Artech House, 1996.
- ² LEE, W. C. Y. *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2nd. Edition. New York: McGraw-Hill, 1995.
- ³ LITVA, J; LO, T. K. Y. *Digital beamforming in wireless communication*. Norwood: Artech House. 1996.

ARTIGOS PUBLICADOS COM ESTA DISSERTAÇÃO

- FARIA, V. V., RIBEIRO, J. A. J. *Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays*. In: INTERNATIONAL MICROWAVE & OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 2003, Foz do Iguaçu. Artigo aceito para participar do International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC-2003) a ser realizado em Foz do Iguaçu no período de 20 a 23 de setembro de 2003.
- FARIA, V. V., *et al.* *Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays*. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION, 2003, Santos. CD-ROM.
- FARIA, V. V., *et al.* *Melhoria de desempenho em sistemas de comunicações celulares com uso de antenas adaptativas*. SEMANA INTERNACIONAL DAS TELECOMUNICAÇÕES, 2002, Santa Rita do Sapucaí. **Anais...** Santa Rita do Sapucaí: Inatel, 2002. p. 121-124.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- APPLEBAUM, S. P. Adaptive arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **24**(5):585-598, Sep., 1976.
- ARRAYCOM. *Smart antennas systems*. Disponível em: <www.arraycomm.com> and <http://www.webproforum.com/smar_ant>, Intelicell[®], May 2000. Acesso em: 16 de Agosto de 2002.
- BALANIS, C. A. *Advanced engineering eletromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- BAINES, R. The DSP Bottleneck. *IEEE Communication Magazine*. **33**(5):46-54. May 1995.
- BURACCHINI, E. *SDMA in mobile radio systems: capacity enhancement in GSM & IS-95*. Disponível em: <http://ftp.eurescom.de/~public-web-deliverables/P900-series/P921/D2/wcost260.pdf>. Acesso em: 21 Jul., 2002.
- BUTLER, J.; LOWE, R. Beamforming matrix simplifies desing of electronically scanned antennas. *Electronic Design*, 9(8):170-173, Apr. 1961.
- CARDIERI, P. *Resource allocation and adaptative antennas in cellular communications*. Virginia, 2000 (250 sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- CHENG, D. K. *Fundamentals of engineering electromagnetics*. New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- COLLIN, R. E. *Antennas and radiowave propagation*. Singapore: McGraw-Hill, 1985.
- COMPTON Jr., R. T. The Bandwidth Performance of a two-element adaptive ar-ray with tapped delay-line processing. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, **36**(1):5-14. Jan., 1988.
- DIETRICH Jr., Carl B. *Adaptive arrays and diversity antenna configurations for handheld wireless communication terminals*. Virginia, 2000 (250 Sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Disponível em: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd_04262000-15330030/unrestricted/ch3.pdf> . Acesso em: 18 Jul. 2002.
- DIETRICH Jr, C. B. *et al.* Smart Antennas in wireless communication: Base-Station Diversity and Handset Beamforming. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**(5):142-151, Oct., 2000.
- CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42**(3):129-136, Jun. 2000.

- FARIA, V. V., RIBEIRO, J. A. J. *Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays*. In: INTERNATIONAL MICROWAVE & OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 2003, Foz do Iguaçu. Artigo aceito para participar do International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC-2003) a ser realizado em Foz do Iguaçu no período de 20 a 23 de setembro de 2003.
- FARIA, V. V., *et al.* *Improvement of performance in wireless communication systems by using adaptive arrays*. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING AND COMPUTER EDUCATION, 2003, Santos. CD-ROM.
- FARIA, V. V., *et al.* *Melhoria de desempenho em sistemas de comunicações celulares com uso de antenas adaptativas*. SEMANA INTERNACIONAL DAS TELECOMUNICAÇÕES, 2002, Santa Rita do Sapucaí. **Anais...** Santa Rita do Sapucaí: Inatel, 2002. p. 121-124.
- FARUQUE, S. *Cellular mobile systems engineering*. Norwood: Artech House, 1996.
- FRIIS, H. T. A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, **34**(5):254-256, May, 1946.
- GABRIEL, W. F. Adaptive processing array systems. *Proc. IEEE*, **80**(1):152-162. Jan., 1992.
- GARCIA, A. L. *Probability and random process for electrical engineering*. 2nd. Ed.. Addison-Wesley: New York, 1994.
- GIECK, K. *Manual de fórmulas técnicas*. Tradução: C. A. Lauand. 4ª Ed.. São Paulo: Hemus, 1996. Tradução de: Technische Formelsammlung.
- GODARA, L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations. *Proc. of IEEE*, **85**(7):1029-1060. Jul., 1997.
- GODARA, L. C. Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival considerations. *Proc. IEEE*, **85**(8): 1195-11245. Aug., 1997.
- HAYKIN, S. *Adaptive filter theory*. 3rd. Ed.. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- INGLE, V. K.; PROAKIS, J. G. *Digital signal processing: using Matlab®*. 2nd. Ed.. California: Brooks/Cole, 2000.
- INTERSIL. *Data sheet HSP50016*. Disponível em: <<http://www.intersil.com/Data/fn/fn3288.pdf>> Acesso em: 06 jun. 2003.
- KRIM, H.; VIBERG, M. Two decades of array signal processing research: the parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, **13**(4):67-94, Jul., 1996.
- LAY, D. C. *Álgebra linear e suas aplicações*. 2ª Ed. Tradução de: Ricardo Camelier e Valéria de Magalhães Iório. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos S. A., 1999.
- LARIMORE, M. G.; TREICHLER, J. R. Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm. *IEEE Int. Conf. on Acoust., Speech, and Signal Processing*. Boston. MA.1983.

- LATHI, B. P. *Modern digital and analog communication Systems*. 3th. Ed.. Oxford University Press: New York, 1998.
- LEE, William C. Y. *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2nd Ed.. New York: McGraw-Hill, 1995.
- LIAN, K. J. *Adaptive Antenna Arrays for Satellite Personal Communication Systems*. Virginia, 1997. Dissertation (Master of Science in Electrical Engineering), Virginia Polytechnic Institute and State University.
- LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- LIBERTI, J. C. *Analysis of CDMA cellular radio systems employing adaptive antennas*. Virginia, 1995. Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Mobile & Portable Radio Research Group. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- LITVA, J. and LO, T. K.-Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Boston: Artech House, 1996.
- LO, Y. T.; Lee, S. W. (Ed.). *Antennas handbook: theory, applications, and design*. New York, 1988.
- McGRAW-HILL. *McGraw-Hill Dictionary of physics and mathematics*. 2nd. Ed.. New York.: McGraw-Hill. 1978.
- MACNAMARA, T. Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 900 hybrids or 1800 hybrids. *Proc. IEEE*, **134**(1):50-54. Feb., 1987.
- MUNEM, M. A.; FOULIS, D. J. *Cálculo*. Tradução: A. L. Cordeiro *et al.* Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1978. Tradução de: Calculus with Analytic Geometry.
- OHGANE, T.; *et al.* An implementation of a CMA adaptive array for high speed GMSK transmission in mobile communications. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, **42**(3):282-288. Aug. 1993.
- OSORIO, A.F. S. *Antenas Adaptativas: Conceitos e Aplicações em Comunicações Móveis*. Tese de Mestrado. Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação. Universidade Estadual de Campinas, Jul. 1998.
- PARKER, D.; ZIMMERMANN, D. C. Phased Arrays – Part I: Theory and Architectures. *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, **50**(3):678-687. Mar., 2002.
- PATTAN, B. *Robust modulation methods & smart antennas in wireless communications*. New Jersey: Prentice Hall, 2000.
- PHILLIPS, K., *et al.* Implementation of an adaptive antenna array using the TM320C541. *Application Report SPRA532*. Texas Instruments. Dallas. Apr., 1999.
- PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D.G. *Digital signal processing: principles, algorithms, and applications*. 3rd. Ed.: New Jersey: Prentice-Hall, 1996.

- RAPAPORT, T. S. *Smart Antennas: Adaptive arrays, Algorithms and Wireless Position Location*. Piscataway: New Jersey: *IEEE Press*, 1998.
- RIBEIRO, J. A. J. *Introdução à teoria de antenas*. Santa Rita do Sapucaí. Instituto Nacional de Telecomunicações, 2001.
- SIVANNAND, S. On adaptive arrays in mobile communication. *PROC. IEEE National Telesystems Conf.*, Atlanta, GA. pp. 55-58, 1993.
- SKLAR, B. *Digital communications*. 2nd. Ed.. Prentice-Hall: New Jersey, 2001.
- SPIEGEL, M. R. *Probabilidade e estatística*. Tradução: Alfredo Alves de Farias. Rio de Janeiro: McGraw-Hill do Brasil, 1978. Tradução de: Schaum's outline of theory and problems of probability and statistics.
- STANG, G. *Introduction to linear algebra*. 2nd. Ed.. Massachusetts: Wellesley Cambridge Press. 1998.
- STEINBRUCH, A.; WINTERLE, P. *Geometria analítica*. São Paulo: Makron Books do Brasil, 1987.
- STUTZMAN, L. W. and THIELE, A. G. *Antenna theory and design*. 2nd. Ed.. New York: John Wiley, 1998.
- SWALES, S. C. *et al.* The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems. *IEEE Trans. Vehicular Technology*,. **39**(1):56-67, Feb. 1990.
- TELECOM AUSTRALIA. *Base-station antennas for future cellular radio systems*. pp.41-43, 1985-1986.
- TEXAS INSTRUMENTS. *Wireless and telecommunications products: central office, telemetry RF receivers, and personal communications solutions*. Dallas, 1996. Catálogo.
- TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320C54x reference set volume 1: CPU and peripherals (SPRU131g)*. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ug/spru131g/spru131g.pdf>> Acesso em: 06 jun. 2003.
- TREICHLER, J. R.; AGEE, B. G. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **31**(2):459-471. Apr. 1983.
- WIDROW, B. *et al.* Adaptive antenna systems. *Proc, IEEE*, **55**(12):2143-2159, Dec. 1967.
- WIDROW, B.; STEANS, S. D. *Adaptive signal processing*. New Jersey: Prentice-Hall, 1985.
- WILLIAM, F. G. Adaptive processing array systems. *Proc, IEEE*, **80**(1):152-162, Jan. 1992.
- WINTERS, J. H. Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading. *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*,**42**(4), Nov.,1993.

WINTERS, J. H. Smart Antennas for Wireless Systems. *IEEE Personal Communications*, (5):23-27. Feb., 1998.

YACOUB, M. D. *Foundations of mobile radio engineering*. Boca Raton: CRC Press, 1993.

Apêndice A

Demonstração da Equação (5.11)

O sinal recebido em um elemento da rede de antenas é dado por:

$$x_\ell(t) = \sum_{i=1}^M m_i(t) \exp\{j2\pi f_0 [t + \tau_\ell(\theta_i, \phi_i)]\} + n_\ell(t) \quad (\text{A.1})$$

onde $n_\ell(t)$ representa um ruído branco (AWGN) em cada elemento e possui média zero e variância igual a σ_n^2 . O ruído é caracterizado por ser estatisticamente independente entre os elementos.

Para uma rede de antenas com L elementos igualmente espaçados pode-se escrever a seguinte equação, na forma matricial, para o sinal que atinge a rede de antenas.

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_L(t)]^T + [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_L(t)]^T \quad (\text{A.2})$$

Atribuindo $\mathbf{u}(t)$ para o vetor de sinal que chega na antena e $\mathbf{n}(t)$ o vetor ruído, resulta em:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (\text{A.3})$$

A matriz de autocorrelação \mathbf{R} do sinal que atinge a rede é dada por

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^H] = E[\mathbf{u}(t)\cdot\mathbf{u}(t)^H] + E[\mathbf{n}(t)\cdot\mathbf{n}(t)^H] = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n \quad (\text{A.4})$$

onde $E[\cdot]$ representa o valor esperado e o índice H inidica o complexo-conjugado transposto de uma matriz ou vetor.

A matriz autocorrelação de \mathbf{R}_s em (A.4), é:

$$\mathbf{R}_s = E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}(t)^H] = \begin{bmatrix} x_1(t) x_1^*(t) & x_1(t) x_2^*(t) & \dots & x_1(t) x_L^*(t) \\ x_2(t) x_1^*(t) & x_2(t) x_2^*(t) & \dots & x_2(t) x_L^*(t) \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ x_L(t) x_1^*(t) & x_L(t) x_2^*(t) & \dots & x_L(t) x_L^*(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Substituindo o primeiro termo de (A.1) em (A.5) e fazendo algumas manipulações, resulta que:

$$E[\mathbf{u}(t) \mathbf{u}(t)^H] = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^M m_i^2(t) & \cdots & \sum_{i=1}^M m_i^2(t) \exp\{j2\pi\{[t + \tau_1(\theta_i, \phi_i)] - [t + \tau_L(\theta_i, \phi_i)]\}\} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^M m_i^2(t) \exp\{j2\pi\{[t + \tau_L(\theta_i, \phi_i)] - [t + \tau_1(\theta_i, \phi_i)]\}\} & \cdots & \sum_{i=1}^M m_i^2(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Observa-se que nos termos da diagonal principal não há o termo relacionado a defasagem. Isto ocorre por causa do produto entre duas exponenciais complexas iguais porém uma sendo a conjugado da outra que resulta em um valor igual a zero. Assim, os elementos da diagonal principal representam a somatória das potências dos sinais que chegam nos elementos da rede de antenas.

Definindo o vetor posição da i -ésima fonte de sinal para os L elementos da rede de antenas em (A.1), resulta:

$$\mathbf{a}_i = [\exp\{j2\pi f_0 [t + \tau_1(\theta_i, \phi_i)]\} \cdots \exp\{j2\pi f_0 [t + \tau_L(\theta_i, \phi_i)]\}]^T \quad (\text{A.7})$$

Substituindo (A.7) em (A.6) e representando o complexo conjugado de (A.7) da forma \mathbf{a}_i^H , obtém-se:

$$E[\mathbf{u}(t) \cdot \mathbf{u}(t)^H] = \sum_{i=1}^M m_i^2(t) \cdot \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H \quad (\text{A.8})$$

A matriz autocorrelação do ruído \mathbf{R}_n em (AIV.4), é:

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}(t) \cdot \mathbf{n}^H(t)] = \sigma_n^2 \delta_k \quad (\text{A.9})$$

onde δ_k , conhecido por delta de Kronecker, representa uma matriz identidade, \mathbf{I} , de ordem $L \times L$ dada por:

$$\delta_k = \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

A ordem dessa matriz está relacionada com o número de elementos que compõem a rede de antenas.

Então, a matriz autocorrelação \mathbf{R} em (A.4) é reescrita da seguinte forma:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(t) \cdot \mathbf{X}(t)^H] = \sum_{i=1}^M m_i^2(t) \cdot \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (\text{A.11})$$

Apêndice B

Demonstração da Equação (5.17)

A matriz autocorrelação \mathbf{R} pode também ser escrita em função dos seus autovalores e autovetores. Esta notação é também conhecida como *forma normal* de \mathbf{R} . Então, os autovalores e autovetores podem ser determinados utilizando-se a seguinte equação homogênea

$$[\mathbf{R} - \lambda \mathbf{I}] \mathbf{q} = \mathbf{0} \quad (\text{B.1})$$

onde λ representa os autovalores de \mathbf{R} , \mathbf{q} é um autovetore de \mathbf{R} que está associados à um autovalor, \mathbf{I} corresponde a matriz identidade e $\mathbf{0}$ o vetor que possui todos os seus elementos iguais a zero.

Os valores de λ e \mathbf{q} são determinados obedecendo-se a seguinte condição

$$\det[\mathbf{R} - \lambda \mathbf{I}] = 0 \quad (\text{B.2})$$

Representando, portanto, uma equação característica em λ de grau L . As L raízes desta equação são designadas por $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$ as quais apresentam valores diferentes.

Então, para um autovalor, λ_ℓ , da matriz \mathbf{R} e sendo \mathbf{q}_ℓ o autovetor diferente de zero correspondente a este autovalor, tem-se

$$\mathbf{R} \mathbf{q}_\ell = \lambda_\ell \mathbf{q}_\ell \quad (\text{B.3})$$

Agora, para uma matriz autocorrelação \mathbf{R} de ordem $L \times L$ que possui os autovetores $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_L$ que correspondem aos autovalres $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$ e aplicando a propriedade da transformação de similaridade unitária, pode-se determinar \mathbf{R} em função de seus autovalores e autovetores.

Definindo a matriz \mathbf{Q} de ordem $L \times L$ como sendo a matriz dos autovetores de \mathbf{R} , tem-se

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1 \quad \mathbf{q}_2 \quad \dots \quad \mathbf{q}_L] \quad (\text{B.4})$$

onde \mathbf{Q} forma um conjunto ortonormal dos autovetores $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_L$ definida pela seguinte condição

$$\mathbf{q}_i^H \mathbf{q}_j = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

E ainda, a matriz diagonal $L \times L$ correspondente aos autovalores

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \cdots \quad \lambda_L) \quad (\text{B.6})$$

Então, a equação (AV.3) pode ser escrita na forma matricial como

$$\mathbf{RQ} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda} \quad (\text{B.7})$$

Como os autovetores apresentam um comportamento ortonormal, como definido em (B.5), pode-se obter as seguintes propriedades

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I} \quad (\text{B.8})$$

$$\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}^H \quad (\text{B.9})$$

Então, a matriz que possui a sua inversa igual a sua matriz transposta Hermitiana, (B.9), é conhecida como *matriz unitária*.

Multiplicando (B.7) em ambos os lados pela matriz \mathbf{Q}^H e usando (B.9) obtém-se a matriz autocorrelação \mathbf{R} escrita na forma *diagonalizada* como

$$\mathbf{RQ} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}$$

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{RQ} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}$$

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{RQ} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}$$

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{RQ} = \mathbf{\Lambda}$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}^H = \sum_{\ell=1}^L \lambda_{\ell} \mathbf{q}_{\ell} \mathbf{q}_{\ell}^H \quad (\text{B.10})$$

onde L é a dimensão da matriz \mathbf{R} . Este resultado é conhecido como *teorema de Mercer* ou *teorema da decomposição espectral*^{1,2}.

Somando a matriz autocorrelação do ruído, determinado no APÊNDICE A, em (B.10) resulta

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \sum_{\ell=1}^L \lambda_{\ell} \mathbf{q}_{\ell} \mathbf{q}_{\ell}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (\text{B.11})$$

Provando-se, portanto, a equação (5.17).

¹ HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 3th Edition. New Jersey: Prentice Hall, 1996.

² CRHYSSOMALLIS, M. Smart Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, n.3, p.129-136, Jun. 2000.

Apêndice C

Estrutura de um Filtro FIR transversal ou forma direta

A realização da forma direta, conhecida também por estrutura transversal, de um filtro FIR é obtida através da equação diferença no domínio discreto dada por:³

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k x(n-k) \quad (\text{C.1})$$

ou pela função de transferência:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k z^{-k} \quad (\text{C.2})$$

onde b_k é o coeficiente dado por:

$$h(n) = \begin{cases} b_n, & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

Então, (C.1) pode ser reescrita em termos da soma de convolução:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k) x(n-k) \quad (\text{C.4})$$

A estrutura para este sistema está ilustrada na Figura C.1.

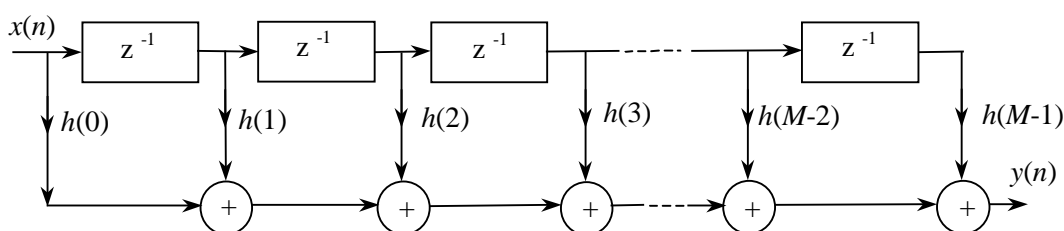


Figura C.1. Representação de um sistema FIR na forma direta.

Esta estrutura pode ser implementada no processador digital de sinal programando-se a equação diferença.

³ PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D.G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. 3rd Ed.: New Jersey: Prentice-Hall, 1996.

Anexo I

Composição da onda eletromagnética em comunicações

I.1. Introdução

Em geral, as comunicações em ondas eletromagnéticas são constituídas de uma mensagem que modula a portadora na frequência especificada, associada a interferências e ruídos introduzidos durante o processo de transmissão. Frequentemente, os ruídos e interferências envolvem grandezas sem leis conhecidas de formação, constituindo no chamado processo aleatório. Por outro lado, a mensagem representa o sinal que se deseja processar com a maior fidelidade possível, com a supressão das contaminações captadas durante a transmissão. Serão apresentadas descrições resumidas dos dois processos, com a finalidade de se estabelecer a definição dos principais termos que serão utilizados na análise do comportamento das antenas adaptativas.

I.2. Processo Aleatório

O *processo aleatório*, também conhecido por *processo estocástico*, caracteriza-se por *experimentos* cujos resultados são obtidos em *função do tempo* ou *espaço* e obedecem a uma distribuição estatística. Portanto, são experimentos descritos por uma variável aleatória indexada no tempo ou no espaço¹. Um processo é dito aleatório quando o experimento está especificado através de resultados ζ , obtidos das N amostras do espaço S . Então os eventos e a probabilidade de ocorrência destes eventos são definidos pelo conjunto de amostras do espaço S ^{1,2}. Sua representação é feita por:

$$X(t, \zeta) \quad t \in I \quad (I.1)$$

onde ζ é o resultado de ocorrência do evento ou variável aleatória, t é o de tempo e I o conjunto de valores definidos para o instante de tempo t .

Um experimento do processo aleatório é denominado *realização*, *percurso de amostragem* ou *função de amostragem* quando t é a variável aleatória e ζ possui

valor fixo. Quando t é um valor fixo pertencente ao conjunto I , $X(\zeta, t)$ passa a ser uma variável aleatória. Assim, o processo aleatório é composto por uma família de variáveis aleatórias que se modificam com o tempo. Usualmente é representado por $X(t)$ ⁴.

O processo estocástico possui as formas discreta e contínua de representação. É discreto, X_n , quando I possui um conjunto limitado de valores inteiros, negativos ou não. É contínuo quando I possui valores reais compreendidos em um intervalo de observação.

O processo aleatório pode ser expresso por diversas maneiras. Quando se trata de uma forma de onda com variação harmônica no tempo, o processo aleatório pode ficar na dependência da mudança de fase, na forma²:

$$X(t) = A \cos(\omega_c t + \Theta) \quad (\text{I.2})$$

onde Θ é a variável aleatória distribuída uniformemente dentro do intervalo $(0, 2\pi)$ e (I.2) descreve um processo aleatório e seu conjunto. Cada forma de onda amostrada possui a mesma amplitude A e frequência ω_c , porém a fase assume diferentes valores no intervalo $(0, 2\pi)$.

Como exemplo, se houver uma variável aleatória ζ no intervalo $[-1,1]$ e o processo aleatório $X(t, \zeta)$ for:

$$X(t, \zeta) = \zeta \cos(2\pi t) \quad -\infty < t < \infty \quad (\text{I.3})$$

os resultados são senóides com diferentes amplitudes ζ no intervalo $[-1,1]$, conforme ilustrado na Figura I.1.

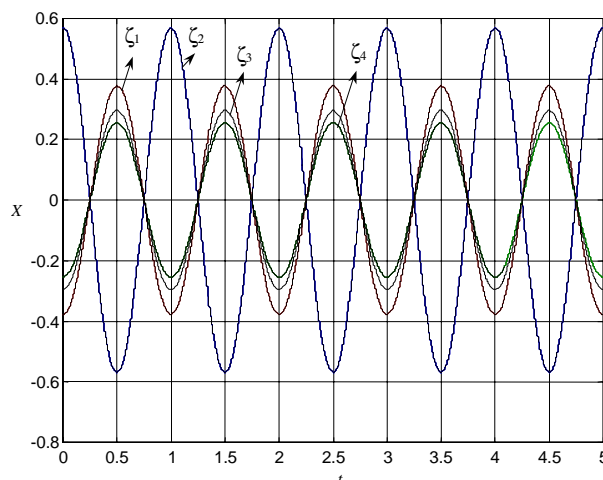


Figura I.1. Senóides com amplitudes aleatórias.

Outro exemplo, para a variável aleatória ζ no intervalo $[-\pi, \pi]$ e o processo aleatório $X(t, \zeta)$ definido por:

$$Y(t, \zeta) = A \cos(2\pi t + \zeta) \quad (\text{I.4})$$

os resultados são senóides deslocadas no tempo conforme a Figura I.2.

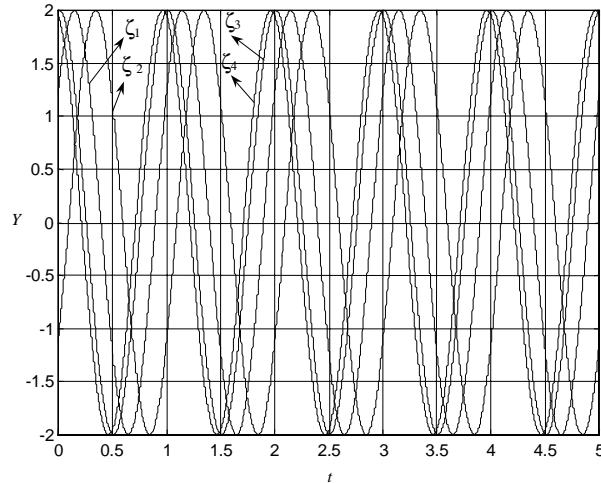


Figura I.2. Senóides com fases aleatórias.

I.3. Valores do processo aleatório

(a) **Média:** média ou valor esperado de uma variável aleatória $X(t)$ ⁴ é definida por

$$m_X(t) = E[X(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x p_{X(t)}(x) dx \quad (\text{I.5})$$

onde $E[\cdot]$ representa um operador que identifica a média da função e $p_X(x)$ a função densidade de probabilidade (FDP) da variável aleatória X .

(b) **Variância:** é uma medida de *dispersão* (espalhamento) dos valores da variável aleatória em torno da média m_X ³. Sua definição provém da diferença entre o valor médio quadrático e o quadrado da média de uma variável aleatória e dada por^{4,5}:

$$\begin{aligned} \text{var}(X) = \sigma_x^2 &= E\{(X - m_X)^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_X)^2 p_X(x) dx \\ &= E\{X^2 - 2m_X E\{X\} + m_X^2\} \\ &= E\{X^2\} - m_X^2 \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

(c) **Desvio padrão:** é a raiz quadrada positiva da variância e dado por

$$\sigma_x = \sqrt{\text{var}(X)} = \sqrt{E\{X^2\} - m_x^2} \quad (\text{I.7})$$

(d) Covariância: é uma grandeza obtida a partir de duas ou mais variáveis aleatórias. Para o caso de duas variáveis aleatórias X e Y , a covariância é definida por:

$$\sigma_{xy} = \text{Cov}(X, Y) = E[(X - \mu_x)(Y - \mu_y)] \quad (\text{I.8})$$

(e) Autocorrelação: a função autocorrelação refere-se a correspondência entre um sinal e a sua versão atrasada no tempo. Isto é, ela realiza a comparação entre o sinal e a sua cópia quando deslocado no tempo⁴. Desta forma, a autocorrelação verifica se há uma relação entre as amostras do processo aleatório em diferentes intervalos de tempos². Portanto, a função de autocorrelação de um processo aleatório é definida como o momento adjunto de $X(t_1)$ e $X(t_2)$ determinado pela expressão^{1,4}:

$$R_x(t_1, t_2) = E\{X(t_1)X(t_2)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p_{x_1} p_{x_2}(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (\text{I.9})$$

onde $R_x(t_1, t_2)$ é determinada através da função densidade de probabilidade (PDF) de segunda ordem de $X(t)$.

(c) Autocovariância: a autocovariância de um processo estocástico $X(t)$ é definida como a covariância entre os eventos $X(t_1)$ e $X(t_2)$, dada por:

$$C_x(t_1, t_2) = E[\{X(t_1) - m_x(t_1)\}\{X(t_2) - m_x(t_2)\}] \quad (\text{I.10})$$

em termos da autocorrelação e da média

$$C_x(t_1, t_2) = R_x(t_1, t_2) - m_x(t_1)m_x(t_2) \quad (\text{I.11})$$

Um processo que possui média zero, a autocovariância iguala-se à autocorrelação.

(d) Coeficiente de correlação: É definido como o coeficiente de correlação entre $X(t_1)$ e $X(t_2)$ de um processo $X(t)$, dado por:

$$\rho_x(t_1, t_2) = \frac{C_x(t_1, t_2)}{\sqrt{C_x(t_1, t_1)}\sqrt{C_x(t_2, t_2)}} \quad (\text{I.12})$$

(e) Correlação cruzada: é a autocorrelação feita entre dois processos aleatórios distintos, definida por:

$$R_{x,y}(t_1, t_2) = E[X(t_1)Y(t_2)] \quad (\text{I.13})$$

Sendo ortogonal para o caso onde se tem $R_{X,Y}(t_1, t_2) = 0$ em todo intervalo $[t_1, t_2]$.

(f) Covariância cruzada: definida como sendo a covariância entre dois processos aleatórios distintos entre si. Sua representação é:

$$\begin{aligned} C_{X,Y}(t_1, t_2) &= E[\{X(t_1) - m_X(t_1)\}\{Y(t_2) - m_Y(t_2)\}] \\ &= R_{X,Y}(t_1, t_2) - m_X(t_1)m_Y(t_2) \end{aligned} \quad (\text{I.14})$$

quando $C_{X,Y}(t_1, t_2) = 0$, em todo o intervalo $[t_1, t_2]$, os processos aleatórios são ditos independentes.

I.4. Estacionariedade do processo aleatório

A estacionariedade do processo aleatório é apresentada sob as formas restrita e ampla. O processo aleatório *estacionário de sentido restrito* SSS (*Strict Sense Stationary*) é caracterizado por ter todas as funções estatísticas não afetadas pelo deslocamento na origem do tempo ou do tempo de análise⁴. Ou seja, a observação de um processo aleatório no intervalo de tempo (t_0, t_1) possui o mesmo comportamento no intervalo $(t_0+\tau, t_1+\tau)$. Por esta razão todas as funções estatísticas apresentam os mesmos valores em qualquer instante de tempo de observação¹.

No processo aleatório estacionário de *sentido-ampla* WSS (*Wide-Sense Stationary*) apenas as funções média e autocorrelação não variam com o deslocamento do tempo da origem ou do tempo de análise. Neste sentido tem-se:

$$m_X(t) = E[X(t)] = \text{constante} \quad (\text{I.15})$$

$$R_X(t_1, t_2) = R_X(t_1 - t_2) = R_X(\tau) \quad \tau = t_1 - t_2 \quad (\text{I.16})$$

$$R_X(\tau) = E[X(t)X(t + \tau)] \quad (\text{I.17})$$

onde $R_X(\tau)$ mede a correlação entre os valores do processo separados por τ .

I.5. Densidade espectral de potência do processo aleatório

No processo aleatório de sentido amplo com média m_X e autocorrelação $R_X(\tau)$, a *densidade de potência* de $X(t)$, ($S_X(\omega)$), é definida como a transformada inversa de Fourier da função autocorrelação². Logo:

$$R_X(\tau) \Leftrightarrow S_X(\omega) \quad (\text{I.18})$$

Fazendo a transformada inversa de Fourier, chega-se em:

$$S_X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{I.19})$$

sendo conhecida como teorema de Wiener-Khinchine¹. Consequentemente, a autocorrelação é determinada por:

$$R_X(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (\text{I.20})$$

A potência média do processo aleatório (P_X) corresponde ao valor médio quadrático de $X(t)$ e dado por:

$$P_X = \overline{X^2(t)} = R_X(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_X(\omega) d\omega \quad (\text{I.21})$$

I.6. Sinal Modulante

O sinal modulante de banda passante, $s_m(t)$, transmitido pela m -ésima fonte de sinal, é descrito como⁴:

$$s_m(t) = \Re\{m_m(t) e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (\text{I.22})$$

onde $m_m(t)$ é a *envoltória complexa*. Representando, portanto, a mensagem transmitida em banda básica ou os dados de uma transmissão digital. Com $\Re\{\cdot\}$ simbolizando a parte real do sinal modulante e o termo $e^{j2\pi f_0 t}$ a portadora do sinal transmitido.

A envoltória complexa pode ser definida da seguinte maneira⁴:

$$m_m(t) = x(t) + jy(t) = |m_m(t)| e^{j\theta_t} \quad (\text{I.23})$$

onde $m_m(t)$ é particularizada para os diferentes tipos de técnicas de acesso dos sistemas de comunicações móveis. Para o sistema FDMA, a envoltória complexa é escrita da seguinte forma⁵:

$$m_m(t) = A_m e^{j\xi_m(t)} \quad (\text{I.24})$$

com A_m denotando a amplitude do sinal e $\xi_m(t)$ a mensagem.

No sistema TDMA, a função de modulação possui a forma:

$$m_m(t) = \sum_n d_m(n)p(t - n\Delta) \quad (\text{I.25})$$

onde $p(t)$ é o pulso de amostragem, a amplitude $d_m(n)$ significa a mensagem representada por símbolos, e Δ é o intervalo de amostragem.

No sistema CDMA, a envoltória complexa é escrita da seguinte maneira

$$m_m(t) = d_m(n)g(t) \quad (\text{I.26})$$

em que $d_m(n)$ indica a seqüência de mensagem e $g(t)$ a seqüência binária do ruído pseudo-aleatório possuindo os valores $+1$ e -1 ⁶.

A função de modulação $m_m(t)$, na maioria das vezes, é um processo aleatório limitado em freqüência com média zero e variância igual a potência da fonte, p_i . Sendo esta potência medida no elemento de referência da rede de antenas. A limitação em freqüência em um processo de modulação pode ser comparada ao comportamento de um filtro passa baixas com freqüência de corte superior.

Então, para m_X igual a zero em (I.6) e se uma resistência do transmissor normalizada para o valor de 1Ω , a potência da fonte fica escrita por⁴:

$$p_i = \sigma_x^2 = \frac{E\{X^2\}}{R} = \frac{E\{X^2\}}{1} = E\{X^2\} \quad (\text{I.27})$$

O esquema ilustrado na Figura I.3 representa uma frente de onda plana atingindo o ℓ -ésimo elemento irradiador de uma rede linear uniforme de antenas no instante $\tau_\ell(\phi_m, \theta_m)$ segundos depois de chegar no elemento de referência.

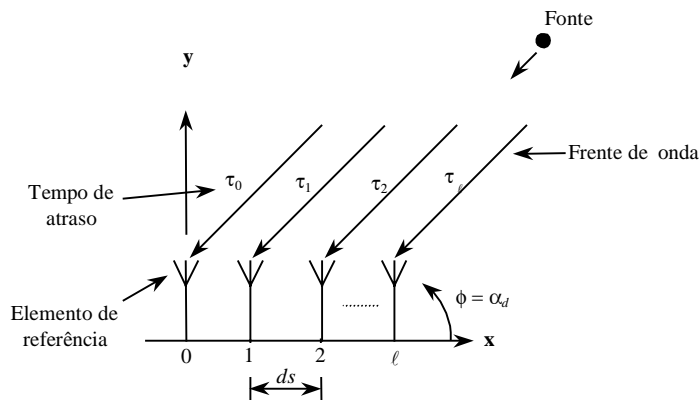


Figura I.3. Representação do tempo de atraso que uma onda plana leva para atingir os elementos de uma rede linear de antenas.

O sinal recebido no ℓ -ésimo elemento devido a m -ésima fonte de sinal pode ser escrito da seguinte forma⁷:

$$q_{\ell,m}(t) = s_m(t - \tau_{\ell,m}) \quad (\text{I.28})$$

sendo $s_m(t - \tau_{\ell,m})$ o sinal modulante atrasado no tempo. Substituindo (I.22) em (I.28) e fazendo-se manipulações algébricas, resulta na equação que descreve o sinal modulante na recepção dada por:

$$\begin{aligned} q_{\ell,m}(t) &= \Re \left\{ m_m(t - \tau_{\ell,m}) e^{j2\pi f_0(t - \tau_{\ell,m})} \right\} \\ &= \Re \left\{ \underbrace{m_m(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_{\ell,m}}}_{\text{envoltória complexa}} e^{j2\pi f_0 t} \right\} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

o termo $m_m(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_{\ell,m}}$ em (I.29) representa a envoltória complexa conforme definida em (I.22).

Como o formador de feixe dos sistemas de antenas adaptativas realiza o processamento de sinais com largura de faixa estreita, (I.29), este descreve o sinal devido a seguinte aproximação⁸:

$$m_m(t) \cong m_m(t - \tau_{\ell,m}(\theta_m, \phi_m)) \quad (\text{I.30})$$

obtida a partir da hipótese de que o comprimento da estrutura da rede linear de antenas seja suficientemente pequeno e a função de modulação, $m_m(t)$, constante em todos os elementos. Significando que o sinal possui a mesma amplitude em toda a extensão da rede ao atingir os elementos em diferentes intervalos de tempos. Desta forma, o sinal transmitido pela m -ésima fonte e recebido no ℓ -ésimo elemento da rede sofre um deslocamento na fase. Com isso, o sinal recebido em cada elemento da rede pode ser escrito por:

$$r_{\ell,m}(t) = m_m(t) e^{-j2\pi f_0 \tau_{\ell,m}} = m_m(t) e^{-j\Delta\psi_m(\phi_m, \theta_m)} \quad (\text{I.31})$$

onde $\Delta\psi_m(\phi_m, \theta_m)$ representa o deslocamento de fase da onda dado por (2.21) e que para esta situação apresenta-se como:

$$\begin{aligned}
\Delta\psi_m(\phi_m, \theta_m) &= 2\pi f_o \tau_{\ell,m} \\
&= 2\pi f_o \left[\frac{ds(\ell-1)(\cos\phi_m \sin\theta_m)}{c} \right] \\
&= kds(\ell-1)(\cos\phi_m \sin\theta_m)
\end{aligned} \tag{I.32}$$

onde $k = (2\pi f_o/c) = (2\pi/\lambda_o)$ é o fator de fase de propagação da onda⁹, ds a separação entre os elementos de uma rede uniforme linear de antenas e ℓ o número de elementos da rede. Fazendo $\theta_m = \pi/2$ em (I.32), resulta:

$$\Delta\psi_m(\phi_m, \theta_m) = kds(\ell-1)(\cos\phi_m) = kds(\ell-1)(\cos\alpha_d) \tag{I.33}$$

Como exemplo, para o elemento localizado na origem, o deslocamento de fase $\Delta\psi_1(\phi_m, \theta_m)$ será zero e conseqüentemente não haverá atraso na propagação. Isto porque o valor de $\tau_{1,m}$ em (2.34) é nulo.

Referências Bibliográficas

- ¹ GARCIA, A. L. *Probability and random process for electrical engineering*. 2nd. Ed.. Addison-Wesley: New York, 1994.
- ² LATHI, B. P. *Modern digital and analog communication systems*. 3th. Ed.. Oxford University Press: New York, 1998.
- ³ SPIEGEL, M. R. *Probabilidade e estatística*. Tradução: Alfredo Alves de Farias. Rio de Janeiro: McGraw-Hill do Brasil, 1978. Tradução de: Schaum's outline of theory and problems of probability and statistics.
- ⁴ SKLAR, B. *Digital communications*. 2nd. Ed.. Prentice-Hall: New Jersey, 2001.
- ⁵ GODARA, L. C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations. *Proc. IEEE*, **85**(8):1195-1245. Aug., 1997.
- ⁶ SIVANNAND, S. On adaptive arrays in mobile communication. *Proc. IEEE National Telesystems Conf.*, Atlanta, GA. pp. 55-58, 1993.
- ⁷ CARDIERI, P. *Resource allocation and adaptative antennas in cellular communications*. Virginia, 2000 (250 sheets). Thesis (Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- ⁸ CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **42** (3): 129-136, Jun. 2000.
- ⁹ LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1999.

Anexo II

Processamento Digital de Sinal

II.1. Introdução

O *processamento digital de sinal* é uma tecnologia que tem tido grande crescimento nestas últimas três décadas. Sua evolução vem sendo feita junto com os avanços tecnológicos dos computadores digitais e da fabricação dos circuitos integrados.

Os primeiros computadores digitais e as placas de circuitos digitais associados a eles tiveram, inicialmente, aplicações específicas devido ao alto custo de construção. Com o desenvolvimento dos circuitos integrados, iniciado com a tecnologia de integração de circuitos eletrônicos em média escala (MSI – *Medium Scale Integration*), depois a integração em grande escala (LSI – *Large Scale Integration*) e a integração em uma escala muito grande (VLSI – *Very Large Scale Integration*). Estimulou-se assim, o desenvolvimento dos computadores digitais bem como as placas de circuitos digitais de aplicações específicas.

Com isso, obtiveram-se computadores potentes, baratos, rápidos e menores que possibilitaram construir sistemas digitais sofisticados capazes de desempenhar tarefas e realizar o processamento digital de sinal de funções complexas. Portanto, o processamento de sinal que era realizado de forma analógica passou a ser de feito na forma digital.

Em algumas áreas de aplicações onde se empregam sinais de grande largura de faixa, não foi possível realizar esta substituição tecnológica em virtude da utilização de alta velocidade na taxa de amostragem, no conversor A/D e no processador. Desta maneira, manteve-se o processamento analógico¹.

II.2. Processamento digital de sinal

Em um ambiente eletromagnético encontram-se sinais de diversas formas, oriundos de fontes naturais e/ou produzidos pelo homem. Em sua natureza, os sinais são ana-

lógicos^{1,2}. Os sinais são portadores de informação que podem ser classificados como úteis ou não. Os sinais úteis são aqueles que contêm a informação que está sendo demodulada. Os não desejáveis são as interferências e ruídos de várias origens. O processamento do sinal é uma maneira de extrair ou melhorar a informação desejável do ambiente composto pelos diversos sinais.

Os sinais analógicos são caracterizados pela variação contínua no tempo e na amplitude e processados por circuitos eletrônicos passivos e ativos. Assim, este procedimento é denominado como *Processamento Analógico de Sinal* (ASP – *Analog Signal Processing*). A Figura II.1 ilustra o diagrama de blocos de um sistema de processamento analógico de sinal. De acordo com a Figura II.1, os sinais de entrada e de saída estão representados na forma analógica e o processamento foi realizado na forma direta. Ou seja, os dispositivos utilizados para o processamento do sinal também são analógicos.

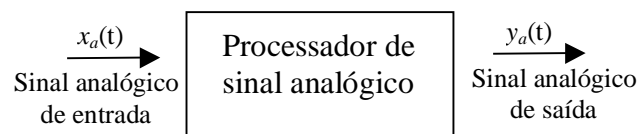


Figura II.1. Diagrama de blocos de um processador analógico de sinal.

Um método alternativo para realizar o processamento do sinal analógico é o *processamento de sinal na forma digital*, Figura II.2. Os blocos da estrutura da Figura II.2 são identificados como:

- PrF – Pré-filtro que elimina a sobreposição dos sinais. Possui a característica de evitar a introdução de erro de bit nos sinais amostrados em baixas frequências³.
- CAD – Conversor de sinal analógico para digital cujo objetivo é formar números binários a partir do sinal analógico.
- DSP – É o estágio principal do sistema de processamento digital de sinal, onde o *processador* realiza o *processamento digital do sinal* na forma discreta (amostragem). Este processador pode atuar como um computador de aplicações gerais ou específicas ou ainda como uma placa de circuito digital.
- CDA – Conversor de sinal digital para analógico. Converte o sinal digital para analógico a partir dos níveis de quantização.

- PoF – Pós-filtro. Recupera a forma original do sinal analógico.

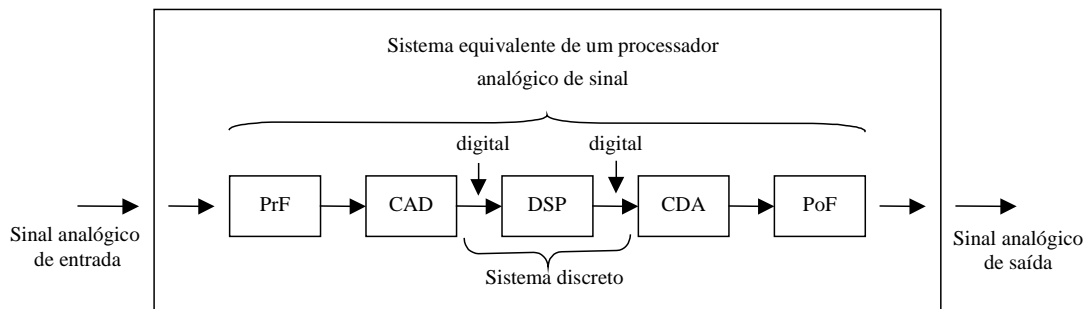


Figura II.2. Diagrama de blocos de um sistema de processamento digital de sinal.

Observando a Figura II.2, o processamento digital do sinal é feito a partir da conversão do sinal analógico para digital na interface CAD, que se encontra entre o pré-filtro e o processador digital. O processador pode ser um computador digital de alta capacidade de programação. Também pode ser desenvolvido com microprocessadores programáveis ou placas de circuitos digitais capazes de realizar operações a partir do sinal de entrada. Estes dispositivos proporcionam uma flexibilidade nas operações de processamento do sinal através dos programas utilizados, o que não é possível no processamento analógico do sinal. Em aplicações bem especificadas para o processamento digital do sinal, a implementação do processador pode ser otimizada, tornando-o mais rápido e reduzindo o custo de fabricação.

Para se recuperar um sinal analógico a partir do processamento digital, emprega-se a etapa entre o processador e a saída do sistema. Este método propicia a conversão do domínio digital para o analógico e é comumente conhecido como conversor digital-analógico. A Figura II.3 ilustra a aplicação do CAD em sistemas de antenas adaptativas.

Dentre os sistemas que utilizam o processamento digital de sinal encontram-se os sistemas de radar, rede de antenas adaptativas, etc.. Como foi abordado nos capítulos anteriores, o diagrama de irradiação resultante da rede de antenas adaptativas é direcionado para a fonte de sinal de interesse através de atualizações dos pesos da rede. Estas atualizações são feitas pelo processador digital de sinal. Esta parte do sistema recebe a informação da saída do formador de feixe, que as transfere para as etapas de amostragem e digitalização.

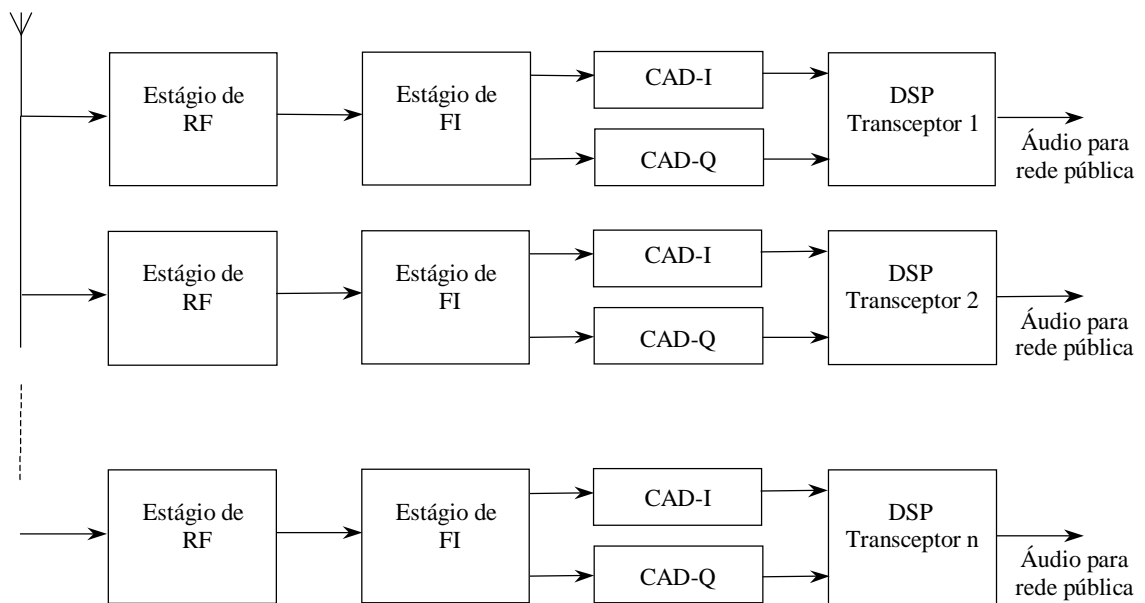


Figura II.3. Diagrama de blocos de uma rede de antenas adaptativas que emprega o conversor analógico-digital e o DSP.

II.3. Vantagens do processamento digital sobre o analógico

Nos sistemas de processamento analógico, para realizar as devidas modificações de operação, é necessário projetar um novo circuito eletrônico e realizar vários testes que verificam as condições exigidas para o novo ambiente de aplicação. Desta forma, o sistema analógico torna-se mais caro e demorado de ser implementado. Uma das vantagens de utilizar-se o processamento digital de sinal está na flexibilidade de reconfiguração das operações. Estas modificações são feitas nos programas empregados nos DSP's.

Outra vantagem do processador digital está na capacidade de executar tarefas com maior precisão. Isto se deve ao fato de permitir uma precisão mais apurada no conversor A/D e no processador em termos do tamanho da palavra, aritmética com ponto flutuante e ponto fixo e outras características funcionais. Além disto, os sinais digitais podem ser armazenados em meios apropriados sem sofrer degradação ou perder a fidelidade.

O processamento digital também permite a implementação de algoritmos para realizar operações matemáticas com grande precisão. No processo analógico tem-se

uma grande dificuldade de realizar controles que exigem grandes precisões. Isto se deve as tolerâncias apresentadas pelos componentes analógicos.

Com estas vantagens, o processamento digital de sinal tem sido aplicado em diversas áreas tecnológicas. As operações com os DSP's podem ser divididas em duas categorias, sendo uma delas relacionada à *análise* de sinais e a outra à *filtragem* dos sinais, conforme ilustra a Figura II.4. A *análise de sinal* realiza medidas das propriedades do sinal no domínio da frequência com aplicações em análise espectral envolvendo identificação de frequência e/ou fase, em reconhecimento do sinal de voz, em verificação da fala e em *detecção de posição*. Esta última é de relevância para o desenvolvimento das antenas adaptativas.

O *filtro digital* realiza operações de rejeitar/aceitar sinais, na maioria das vezes, no domínio do tempo. Sua aplicação abrange as áreas de remoção de ruído de fundo, interferências e separação de faixas de frequências.

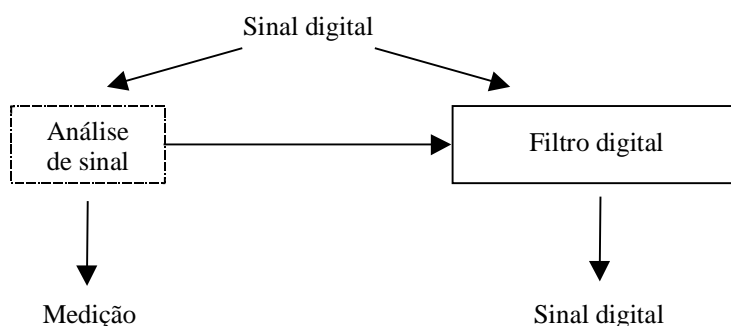


Figura II.4. Diagrama de blocos das categorias operacionais do DSP.

II.4. Processador digital de sinal

O *Processador Digital de Sinal* (DSP) é um circuito integrado constituído de memória, unidade aritmética de alta velocidade de execução, múltiplas unidades funcionais, barramentos de comunicação de dados com grande largura de faixa, etc. Sua arquitetura básica, representada em diagrama de blocos, é ilustrada na Figura II.5⁴.

O processador de sinal assemelha-se a um computador na arquitetura de construção e no emprego de programas que permitem realizar operações aritméticas. A diferença entre os dois sistemas está na realização do processamento de sinal em tempo real e nas operações feitas nos barramentos de comunicações de dados.

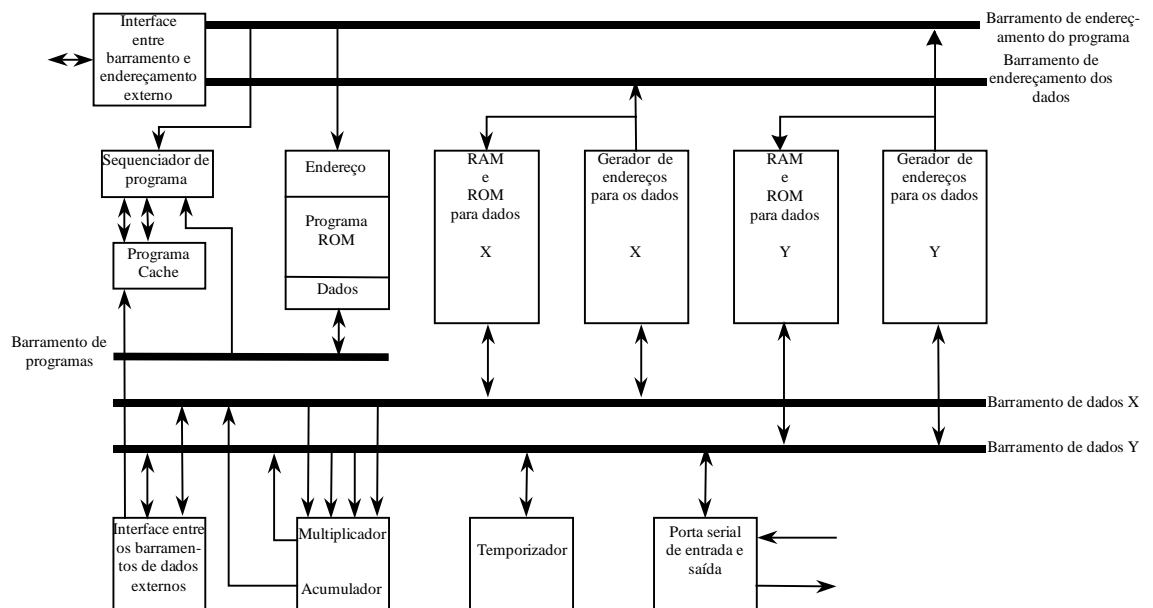


Figura II.5. Diagrama de blocos de um processador de sinal

Esta última é realizada no DSP e garante sua resposta mais rápida quando utilizados em operações de tempo real.

Com o avanço tecnológico, os processadores de sinais passaram a ser classificados como *processadores de aplicações específicas* e *processadores de aplicações gerais*⁴. Este último modelo é fabricado de forma a atender diferentes áreas de aplicações que não utilizam operações aritméticas especializadas. Já o processador de uso específico, foi desenvolvido para atender situações que requeiram um nível de processamento mais apropriado e com operações aritméticas especializadas. Como exemplo, destacam-se os módulos apropriados às aplicações em de antenas adaptativas, em radar, sonar, etc...

Os cálculos realizados pelos processadores são feitos de forma simultânea durante um ciclo de transição de relógio. O tempo de processamento atinge a valores compreendidos entre $10ns$ a $100ns$ e conseqüentemente apresentam um alto desempenho operacional. Nestes cálculos, são empregadas duas técnicas de arredondamento para armazenagem e manipulação dos dados. São conhecidas como operação de ponto-fixa e operação de ponto-flutuante. Na técnica de ponto-fixa, os resultados aritméticos são graduados e truncados, de forma a evitar-se o problema de números

excedidos após o cálculo. Para a técnica de ponto-flutuante o resultado aritmético é representado na forma de mantissa-expoente. Com isto evitam-se as limitações operacionais geradas no truncamento do comprimento do número. A desvantagem é o custo e a complexibilidade de representação do número na forma de mantissa-expoente.

As operações aritméticas fundamentais realizadas pelo processador são: convolução, correlação ou cálculos de equações diferenciais aplicáveis à teoria de filtros digitais (filtros FIR/IIR), transformada discreta de Fourier (DFT – *Discret Fourier Transform*), transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*), operações com matrizes e vetores, operações de números complexos e outras. Estas funções permitem as aplicações do dispositivo nas análises e filtragem de sinais, mencionadas no item II.3.

Conforme a situação, a taxa de execução das instruções e operações realizadas pelo processador é dada em *milhões de instruções por segundo* (MIPS – *Million Instructions per Second*) ou *milhões de operações com ponto flutuante por segundo* (MFLOPS – *Million Floating Point Operations Per Second*). Isto é, o processador é capaz de realizar milhões de instruções ou operações com ponto flutuante em um segundo. Como exemplo, o DSP da Motorola DSP96002 realiza 60 MFLOPS ou 20 MIPS para uma frequência de relógio de 40 MHz. O DSP da Texas Instruments TMS 320C40 propicia 50 MFLOPS ou 25 MIPS para uma frequência de relógio de 50MHz⁵.

II.4.1. O emprego de DSP's em redes de antenas adaptativas

Um sistema de antenas adaptativas pode ser implementado utilizando-se o DSP TM320C54x de ponto fixo (TI)⁶. Este processador digital de sinal é capaz de realizar 40 milhões de instruções por segundo (40 MIPS) com tempo de execução de 25 ns, quando opera com uma fonte de alimentação de 5V. Ao se trabalhar com 3V, o processador é capaz de executar 50 MIPS em 20ns e 40 MIPS em 25ns⁷.

Como exemplo de aplicação, a Figura II.6 ilustra o diagrama de blocos de um sistema de antenas adaptativas com dois elementos irradiadores utilizando o DSP TM320C54x⁸.

No bloco identificado como amplificador de baixo ruído (LNA), o sinal que atinge a antena é limitado em uma largura de faixa definida pelo filtro passa faixa de entrada. Em seguida o sinal é aumentado e convertido e amplificado para uma frequência intermediária (FI), filtrado e digitalizado no conversor A/D. O sinal digitalizado é entregue ao conversor digital para baixa frequência (DDC – *Digital Down Converter*) que amostra e demodula o sinal desejado para a sua componente complexa em banda básica I e Q⁹. Estas amostras são entregues ao DSP que realiza o controle do diagrama de irradiação da rede de antenas. Este controle permite não só o direcionamento do lobo principal para o sinal desejado, como também o cancelamento de interferências que atingem a rede de antenas. O computador conectado ao DSP possibilita observar e analisar o comportamento do diagrama de irradiação durante o processo adaptativo.

O conversor digital para baixa frequência utilizado na Figura II.6 emprega um sintetizador, um misturador de quadratura e filtro passa baixa, que são implementados em forma de circuito integrado. Um exemplo deste conversor é o HSP50016 da (HS) que possui uma taxa de amostragem de 75 milhões de amostras por segundo (MSPS – *Million Samples Per Second*) dos dados de entrada⁹.

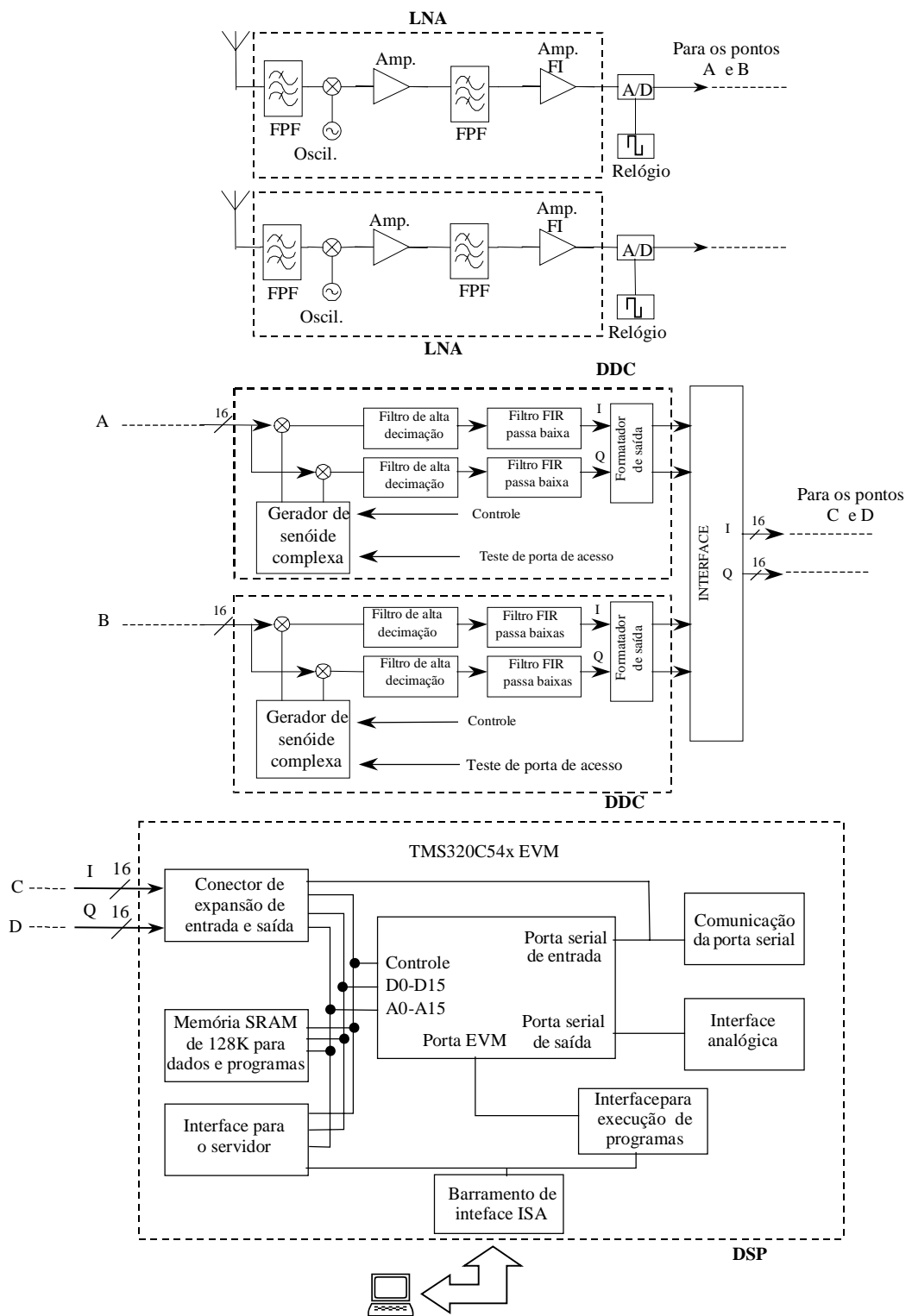


Figura II.6. Diagrama de blocos de um sistema de antenas adaptativas que utiliza o DSP TM320C54x de ponto fixo da Texas Instruments.

Referências Bibliográficas

- ¹ PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. *Digital signal processing : principles, algorithms, and applications*. –3rd. Ed.. New Jersey.: Prentice-Hall, 1996.
- ² INGLE, V. K.; PROAKIS, J. G. *Digital signal processing: using Matlab[®]*. 2nd. Ed.. California: Brooks/Cole, 2000.
- ³ MCGRAW-HILL. *McGraw-Hill Dictionary of physics and mathematics*. 2nd. Ed.. New York.: McGraw-Hill. 1978.
- ⁴ LITVA, J.; LO, T.K.Y. *Digital beamforming in wireless communications*. Norwood: Atech House. 1996.
- ⁵ BAINES, R. The DSP Bottleneck. *IEEE Communication Magazine*. **33**(5):46-54. May 1995.
- ⁶ PHILLIPS, K. *et al.* Implementation of na Adaptive Antenna Array Using the TMS320C541. *Application Report SPRA532*. Texas Instruments. Apr. 1999.
- ⁷ TEXAS INSTRUMENTS. *Wireless and telecommunications products: central office, telemetry RF receivers, and personal communications solutions*. Dallas, 1996. Catálogo.
- ⁸ TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320C54x Reference Set Volume 1: CPU and Peripherals (SPRU131g)*. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ug/spru131g/spru131g.pdf>> Acesso em: 06 jun. 2003
- ⁹ INTERSIL. *Data Sheet HSP50016*. Disponível em: <<http://www.intersil.com/Data/fn/fn3288.pdf>> Acesso em: 06 jun. 2003.

ANEXO III

Programa para o formador de feixe fixo de Butler

```
% Diagrama de irradiação
% para uma rede de antenas lineares p/
matriz de Butler.
clear all
N = input(' Forneça o número de elementos
da rede, N = ');
k=N/2;
for i=1:k;
    alfa=(2*i-1)*180/N;
    teta = linspace(0+eps,2*pi-eps);
    alfa1 = alfa*pi/180;
    beta = 2*pi;
    d = 0.5;
    psi = beta*d*cos(teta)-alfa1;
    fr=(sin(N.*(psi/2)))/(N.*sin(psi/2));
    frabs = abs(fr);
    frmax=max(fr);
    frnorm=frabs./frmax;
    hold on
    figure(1);
    plot((teta*180/pi),frnorm);
    grid on;
    hold on
    figure(2);
    polar(teta,frnorm);
    alfa=-(2*i-1)*180/N;
    % alfa = input(' Forneça o ângulo de
    incidência alfa = ');
    teta = linspace(0+eps,2*pi-eps);
    alfa1 = alfa*pi/180;
    beta = 2*pi;
    d = 0.5;
    psi = beta*d*cos(teta)-alfa1;
    fr=(sin(N.*(psi/2)))/(N.*sin(psi/2));
    frabs = abs(fr);
    frmax=max(fr);
    frnorm=frabs./frmax;
    hold on
    figure(1);
    plot((teta*180/pi),frnorm);
    grid on;
    hold on
    figure(2);
    polar(teta,frnorm);
end
```

ANEXO IV

Programa para a obtenção do diagrama de irradiação do formador convencional

```
% Formador convencional em um ambiente sem interferência, para uma separação entre os elementos de '...'
%  $\lambda/2$ .
clear all
clc
doa = input(' Forneça o ângulo de direção de chegada doa = '); % Entrada do ângulo de posição do sinal desejado;
L = input(' Forneça o número de elementos da rede L = '); % Número de elementos da rede utilizado no formador;
tetao = doa*pi/180;
teta = linspace(0,2*pi,1000);
c = 3e8;
f = 825e6;
d = c/(2*f);
ao = zeros(1,L);
tal = (d/c)*(L-1)*cos(tetao);
psi = 2*pi*f*(d/c).*cos(teta);
for k = 1:L
    ao(1,k) = exp(i*2*pi*f*(d/c)*(k-1)*cos(tetao)); % vetor de direção desejada.
end
Ao = ao.';
w = (1/L)*Ao;
W = w';
for n = 1:1000, % Determinação do fator da rede.
    for k = 1:L,
        fatinter(n,k) = W(k)*exp(i*(k-1)*psi(n));
    end
    fat(n)=0;
    for k=1:L,
        fat(n)=fat(n)+fatinter(n,k);
    end
end
fata = abs(fat);
fatm = max(fat);
fatnorm = fata./fatm;
figure (1)
subplot(2,1,1)
polar(teta,abs(fatnorm));
subplot(2,1,2)
plot((teta*180)/pi,abs(fatnorm));
grid
figure (2)
polar(teta,abs(fatnorm));
title('Diagrama de irradiação representado na forma polar');
figure (3)
plot((teta*180)/pi,abs(fatnorm));
title('Diagrama de irradiação representado na forma retângular'); ylabel('Campo normalizado');
xlabel('Ângulo em graus ( °)');
grid
```

ANEXO V

Programa para obtenção do diagrama de irradiação de um formador com direcionamento de nulos

```
% Diagrama de irradiação para um sistema com
% direcionamento de nulos para sinais interferentes e
% direcionamento de máximo para um sinal desejado.

clear all
SD = input('Entre com o ângulo,em graus (°), do sinal desejado SD = ');
SI1 = input(' Entre com o ângulo,em graus (°), do 1º sinal interferente SI1 = ');
SI2 = input(' Entre com o ângulo,em graus (°), do 2º sinal interferente SI2 = ');
phi1 = pi*SD/180; % ângulo desejado em radianos;
phi2 = pi*SI1/180; % ângulo interferente em radianos;
phi3 = pi*SI2/180; % ângulo interferente em radianos;
a1 =[ 1 exp(i*pi*cos(phi1))
exp(i*2*pi*cos(phi1))
exp(i*3*pi*cos(phi1)) ].';
a2 =[ 1 exp(i*pi*cos(phi2))
exp(i*2*pi*cos(phi2))
exp(i*3*pi*cos(phi2)) ].' ;
a3 =[ 1 exp(i*pi*cos(phi3))
exp(i*2*pi*cos(phi3))
exp(i*3*pi*cos(phi3)) ].';
a = [a1 a2 a3];

e = [1 0 0 ];
y=(a)*(a');
s = pinv(y);
t = e*a';
w = t*s;
phi = linspace(0+eps,2*pi+eps,1000);
fat = w(1,1)+((w(1,2))*exp(i*pi.*cos(phi)))+(w(1,3))*exp(i*2*pi.*cos(phi))+(w(1,4))*exp(i*3*pi.*cos(phi));
fatnorm = fat./max(fat);
figure (1)
polar(phi,abs(fatnorm))
title('Diagrama de irradiação representado na forma polar');
figure (2)
plot(phi*180/pi,abs(fatnorm))
title('Diagrama de irradiação representado na forma retângular'); ylabel('Campo normalizado');
xlabel('Ângulo em graus ( °)');
grid
```

ANEXO VI

Programa referente ao sistema de varredura

```
% MVDR
clear all
% ENTRADA DE DADOS
ASD = input('Forneça o ângulo, em
graus(°), do sinal desejado ASD = ');
teta = linspace(0+eps,(2*pi)+eps,300);
N=100;
% DETERMINAÇÃO DO VETOR DE
DIREÇÃO.
m=1:5;
tetai =(0*pi)/180;% ângulo de incidência;
phi0 = pi*(cos(tetai)); % A separação entre
os elementos está normalizada para
lambda/2.
sphi0 = (exp(-j*(m-1)*phi0)).'; % Vretor de
direção.
% DETERMINAÇÃO DO VETOR DE
SINAL xn.
for n=0:30;
w=2*pi*(1e3);
xn = exp(j*w*n)*sphi0;
% DETERMINAÇÃO DA MATRIZ DE
CORRELAÇÃO DO SINAL DE ENTRADA
R = xn*xn';
end
% DETERMINAÇÃO DO VALOR
ÓTIMO PARA OS PESOS DA REDE
num=pinv(R)*sphi0;
a = sphi0*pinv(R);
deno= a*sphi0;
wotimo=num/deno;
% DETERMINAÇÃO DO VETOR DE
DIREÇÃO.
for g = 0:1/N:ASD
m=1:5;
tetaii =(g*pi)/180;% Ângulo de incidência;
phi1 = pi*(cos(tetaii)); % Separação entre
os elementos está normalizada para
lambda/2.
sphi1 = (exp(-j*(m-1)*phi1)).'; % Vretor de
direção.
% DETERMINAÇÃO DO PESO REFERENTE
AO SINAL DESEJADO
wsdi = wotimo + sphi1;
% PLOTAGEM DO DIAGRAMA DE
IRRADIAÇÃO
if (0 == mod(g,5))
fat =
(wsdi(1,1))+(((wsdi(2,1))*exp(i*pi.*cos(te
ta)))+(((wsdi(3,1))*exp(i*2*pi.*cos(teta)))
+ ...
(((wsdi(4,1))*exp(i*3*pi.*cos(teta)))+
(((wsdi(5,1))*exp(i*4*pi.*cos(teta))));%+((
conj((wotimo(4,1))*exp(i*3*pi.*cos(teta))
));
fata = abs(fat);
fatm = max(fat);
fatnorm = fata./fatm;
% figure (1)
% plot(teta*180/pi,(abs(fatnorm)));
% grid
figure(2)
polar(teta,abs(fatnorm));
pause(0.001)
refresh(2);
pause
end
end
```