UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

APLICAÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

LEANDRO CARÍSIO FERNANDES

ORIENTADOR: ANTONIO JOSÉ MARTINS SOARES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM–295A/07
BRASÍLIA/DF: MARÇO – 2007

Livros Grátis

http://www.livrosgratis.com.br

Milhares de livros grátis para download.

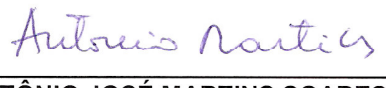
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

APLICAÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

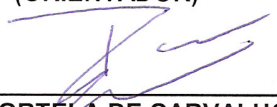
LEANDRO CARÍSIO FERNANDES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

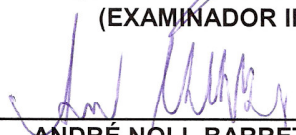
APROVADA POR:



ANTÔNIO JOSÉ MARTINS SOARES , Dr, ENE/UNB
(ORIENTADOR)



PAULO HENRIQUE PORTELA DE CARVALHO, Dr., ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)



ANDRÉ NOLL BARRETO, Dr., NOKIA
(EXAMINADOR EXTERNO)

BRASÍLIA, 30 DE MARÇO DE 2007.

FICHA CATALOGRÁFICA

FERNANDES, LEANDRO CARÍSIO
APLICAÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

xi, 102p, 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2007).
Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.
Departamento de Engenharia Elétrica.
1. Conjuntos de antenas 2. Antenas inteligentes
3. MIMO 3. Sistemas de comunicações móveis

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

FERNANDES, L. C. (2007). Aplicações de antenas adaptativas em sistemas de comunicações móveis. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM–295A/07, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 102p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Leandro Carísio Fernandes.

TÍTULO: Aplicações de antenas adaptativas em sistemas de comunicações móveis.

GRAU: Mestre ANO: 2007

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

_____

Leandro Carísio Fernandes
QRSW 7 Bloco B12 ap 101, Sudoeste.
70675-732 Brasília – DF – Brasil.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Maysa e Jorge, e irmãos, Jota e Mu, por todo amor, compreensão, respeito e incentivo nos últimos 24 anos.

À minha mulher, Rachel, pelo carinho, amor e companheirismo ao longo de nossa jornada.

Ao meu orientador, Martins, pelo apoio, incentivo e ajuda neste trabalho;

A Deus, por tudo.

"*It's a magical world, Hobbes, ol' buddy… Let's go exploring!*"
Calvin, em "*Calvin and Hobbes' Magical World*"

RESUMO

APLICAÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Autor: Leandro Carísio Fernandes

Orientador: Antonio José Martins Soares

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, março de 2007

A crescente demanda por serviços de comunicações móveis tem exigido o desenvolvimento de tecnologias que permitam atender a uma maior quantidade de usuários sem aumentar a banda de freqüências já utilizada. Há também uma crescente demanda por serviços que necessitam de grandes taxas de transmissão no terminal móvel, como acesso à Internet e transferência de vídeo. Por outro lado, o usuário deseja alta qualidade no serviço ofertado, o que implica baixas taxas de erro de símbolos (SER). Para isso, diferentes técnicas podem ser empregadas, como por exemplo, antenas inteligentes e MIMO.

Este trabalho propõe-se a apresentar algumas aplicações do uso de antenas inteligentes e MIMO em sistemas de comunicações móveis. Para atingir esse objetivo, inicialmente realiza-se um estudo sobre conjuntos lineares, circulares e retangulares de antenas. Em seguida, são analisados alguns métodos de formação de lóbulos utilizados para calcular os pesos de cada elemento do conjunto de antenas a fim de se obter determinado diagrama de radiação. Um estudo comparativo entre esses métodos é realizado por meio de simulações computacionais.

O problema da estimação de ângulos de chegada (DOA) em antenas inteligentes também é analisado por meio de diversas simulações computacionais, em que os parâmetros do sistema são alterados e vários métodos para a estimação do DOA são comparados. Esse estudo permitiu encontrar o método com melhor desempenho para a estimação de ângulos de chegada.

O conceito de sistemas MIMO foi introduzido com o intuito de mostrar como melhorar a SER na transmissão em um canal Rayleigh. Com essa tecnologia, são obtidos ganhos de multiplexação e de diversidade. A discussão acerca desse assunto é finalizada com um conjunto de simulações que ilustram a melhora na SER quando sistemas MIMO são usados.

Finalmente, é mostrado como antenas inteligentes e MIMO podem ser aplicados em sistemas de comunicações móveis. Conclui-se que, independentemente do sistema de comunicação considerado, há um aumento significativo na qualidade da comunicação.

ABSTRACT

APPLICATIONS OF ADAPTIVE ANTENNAS IN WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS

Author: Leandro Carísio Fernandes

Supervisor: Antonio José Martins Soares

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, march of 2007

The increasing demand for wireless communications services has demanded the development of technologies that allow serving a bigger amount of users without increasing the bandwidth used today. It also has an increasing demand for services that need high transmission rates on mobile terminal, as Internet and video transfer. On the other hand, the user desires high quality in the service, which implies in low symbol error rate (SER). For this, different techniques can be used, e.g. smart antennas and MIMO.

This work proposes to present a study of some smart antennas and MIMO applications in wireless communications systems. To reach this objective, primarily a study of linear, circular and rectangular antenna array is realized. After that, some methods for beamforming are analyzed. These methods are used to calculate the weight of each element of the array to achieve a specified radiation pattern. Comparative studies of these methods are realized with computational simulations.

The direction of arrival (DOA) estimation problem is analyzed with the use of computational simulations, where the systems parameters are modified. These studies allow finding the method with better performance in the DOA estimation.

The MIMO systems concept was introduced with the aim to show how to improve the SER in a Rayleigh channel. With this technology, multiplexing and diversity gains are gotten. The discussion is finished with a set of simulations showing the improvement in SER when MIMO are used.

Finally, it is shown how smart antennas and MIMO can be applied in wireless communications systems. The results show that, independently of the communication system considered, it has a significant increase in communication quality.

SUMÁRIO

1 Introdução 1
1.1 Antenas inteligentes 1
1.2 MIMO 3
1.3 Objetivos do trabalho 4
2 Conjunto de antenas 5
2.1 Fator de conjunto 6
2.1.1 Conjunto linear de antenas 7
2.1.2 Conjunto retangular de antenas 8
2.1.3 Conjunto circular de antenas 10
2.2 Modelo do sinal 11
2.3 O vetor espacial 13
2.4 Conclusões 16
3 Métodos para a formação do diagrama de radiação 18
3.1 Método convencional de formação de lóbulos 18
3.2 Método de cancelamento de sinais 25
3.3 Método de formação ótima de lóbulos 30
3.4 Influência da distância entre os elementos para a geração do diagrama 33
3.5 Conclusões 36
4 Estimação do ângulo de chegada 38
4.1 Estimação do DOA com base na análise espectral 38
4.1.1 Método de Bartlett 39
4.1.2 Método de Capon 41
4.1.3 Método da predição linear 43
4.1.4 Espectral MUltiple SIgnal Classification (MUSIC) 45
4.2 Estimação do DOA com base em técnicas paramétricas 48
4.2.1 Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) 48
4.2.2 Total Least Square-ESPRIT (TLS-ESPRIT) 51
4.3 Estudo comparativo dos métodos de estimação de chegada 52
4.3.1 Análise do efeito da distância entre os elementos no conjunto de antenas 52
4.3.2 Variação da distância relativa entre duas fontes 54
4.3.3 Quantidade de fontes encontradas em função da relação sinal ruído 56
4.3.4 Compensação do efeito do acoplamento mútuo 57
4.4 Conclusões 58
5 Sistemas de comunicação móvel com múltiplas antenas transmissoras e receptoras 60
5.1 Modelo do canal 60
5.2 Capacidade de um sistema MIMO 62
5.3 Ganho de diversidade espacial 63
5.3.1 Maximal-Ratio Receive Combining (MRRC) 64
5.3.2 Código de Alamouti 65
5.3.3 Outros códigos em bloco 69
5.3.4 Aplicações para ganho de diversidade 72
5.4 Ganho de multiplexação espacial 74
5.4.1 Arquitetura BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) 74

5.4.2 Arquitetura V–BLAST (Vertical – Bell Laboratories Layered Space-Time) ...77
5.5 Conclusões ...79
6 Aplicações de antenas inteligentes e sistemas MIMO ...80
6.1 Sistemas FDMA, TDMA e DS-CDMA ...80
6.2 Uso de antenas inteligentes em sistemas FDMA/TDMA/FDD no enlace de subida 81
6.3 Uso de antenas inteligentes em sistemas TDMA/FDD ...83
6.4 Uso de antenas inteligentes e código de Alamouti em sistemas GSM ...86
6.5 O padrão IS-95 ...89
6.5.1 Receptor RAKE com filtro espacial no enlace de subida ...90
6.5.2 Uso de antenas inteligentes no enlace de descida no padrão IS-95 ...90
6.6 Terceira geração de sistemas CDMA ...91
6.6.1 Uso do código de Alamouti e antenas inteligentes no padrão cdma2000 ...92
6.7 Conclusões ...94
7 Conclusões ...95
Referências Bibliográficas ...98

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 Pesos que geram o diagrama da Figura 3.1 20
Tabela 3.2 Fases de cada elemento do conjunto retangular que gerou o diagrama da Figura 3.2. 21
Tabela 3.3 Pesos que geram o diagrama da Figura 3.3. 22
Tabela 3.4 Sinais presentes no conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos. 31
Tabela 3.5 Pesos obtidos com a equação (3.5) para a situação da Tabela 3.4.....31
Tabela 3.6 Fator de conjunto do diagrama da Figura 3.10 nas direções das fontes. 32
Tabela 3.7 Fator de conjunto nas direções que não foram anuladas. 33
Tabela 4.1 Ângulos encontrados em função da variação do espaçamento.....54
Tabela 5.1 Seqüência de transmissão dos sinais usada no código de Alamouti.....66
Tabela 5.2 Canal entre transmissores e receptores no esquema de Alamouti. 68
Tabela 5.3 Sinal recebido nas antenas receptoras no esquema de Alamouti.....68
Tabela 5.4 Canal entre transmissores e receptor no código G_3. 71
Tabela 6.1 Relação C/I [35].....83
Tabela 6.2 BER no enlace de subida [36]. 86
Tabela 6.3 BER no enlace de subida [37] 88
Tabela 6.4 Relação E_c/I_{OR} (dB) para FER de 1 % no enlace de subida [39].....94

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Transmissão do sinal no sistema de comunicação móvel convencional. 2
Figura 1.2 Transmissão do sinal usando antenas inteligentes. 2
Figura 1.3 Efeito do desvanecimento no sinal transmitido. 3
Figura 2.1 Conjunto arbitrário de antenas. 7
Figura 2.2 Conjunto linear com elementos igualmente espaçados. 8
Figura 2.3 Conjunto retangular de antenas. 9
Figura 2.4 Conjunto circular de antenas. 11
Figura 2.5 Saída do sistema de *L* antenas elementares. 12
Figura 3.1 Diagrama de radiação para um conjunto linear com 16 elementos isotrópicos ao longo do eixo *z* e distância entre elementos adjacentes de λ/4. 19
Figura 3.2 Diagrama de radiação para um conjunto retangular com 16 elementos (4x4) no plano *x-y* e distância entre elementos adjacentes de λ/4, tanto na direção *x* quanto na direção *y*. 21
Figura 3.3 Diagrama de radiação para um conjunto circular com 16 elementos isotrópicos e raio de 0,6407 λ (distância entre os elementos de 0,25 λ). 21
Figura 3.4 Diagrama de radiação no plano de azimute, para um conjunto retangular, com máximos neste plano de 0º, 45º, 90º e 135º. 23
Figura 3.5 Diagrama de radiação no plano de azimute, para um conjunto circular, com máximos neste plano de 0º, 45º, 90º e 135º. 24
Figura 3.6 Diagrama de radiação para dois elementos isotrópicos separados de λ/4; pesos calculados pelo método de cancelamento de sinal nulo em 120º e valor unitário para θ = 45º. 26
Figura 3.7 Diagrama de radiação de um conjunto retangular com 4 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para condição de diagrama unitário em (θ, ϕ) = (60º, 60º) e nulos em (θ, ϕ) = (30º, 30º), ... 27
Figura 3.8 Diagrama de radiação de um conjunto circular com 4 elementos isotrópicos, cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para condição de diagrama unitário em (θ, ϕ) = (60º, 60º) e nulos em (θ, ϕ) = (30º, 30º), ... 28
Figura 3.9 Diagrama de radiação para um conjunto linear com 2 elementos isotrópicos. (a) Valor unitário em 40º e nulo em 90º. (b) Valor unitário em 60º e nulo em 90º. 29
Figura 3.10 Diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de formação ótima. 31
Figura 3.11 Diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para inserir nulos nos 7 maiores interferentes da Tabela 3.4. 32
Figura 3.12 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando os pesos são calculados pelo método de formação convencional de lóbulos. (a) Variação do fator de conjunto com a distância no intervalo de 0,1λ a 2λ (b) Fator de conjunto para distâncias iguais a 0,25λ, 0,50λ e 0,75λ. 34
Figura 3.13 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando os pesos são calculados pelo método de cancelamento de sinais. 35

Figura 3.14 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando.....36
Figura 4.1 Gráfico normalizado de (4.2) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.....40
Figura 4.2 Gráfico normalizado de (4.2) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.....40
Figura 4.3 Gráfico normalizado de (4.5) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.....42
Figura 4.4 Gráfico normalizado de (4.5) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.....42
Figura 4.5 Gráfico normalizado de (4.7) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.....44
Figura 4.6 Gráfico normalizado de (4.7) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.....44
Figura 4.7 Gráfico normalizado de (4.12) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º. 47
Figura 4.8 Gráfico normalizado de (4.12) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º. 47
Figura 4.9 Conjuntos de elementos usados no ESPRIT. 48
Figura 4.10 Divisão lógica de um conjunto linear em 2 conjuntos 49
Figura 4.11 Espectro de potência média obtida pelos métodos de estimação de chegada em função do espaçamento entre os elementos do conjunto. 53
Figura 4.12 Quantidade de fontes encontradas em função 55
Figura 4.13 Quantidade de fontes encontradas *vs* SNR.....56
Figura 5.1 Sistema de comunicação com múltiplas antens transmissoras e receptoras (MIMO) 61
Figura 5.2 Exemplo de sistema MRRC. 65
Figura 5.3 Modelo do canal para uso do código de Alamouti.....66
Figura 5.4 Envoltória do canal. 67
Figura 5.5 SER para diversos esquemas de diversidade 73
Figura 5.6 SER para diversos esquemas de diversidade. 74
Figura 5.7 Transmissão na arquitetura BLAST. 75
Figura 5.8 Transmissão da seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0... a_ib_ic_id_ie_if_i$ na arquitetura 76
Figura 5.9 Recepção da seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0... a_ib_ic_id_ie_if_i$ na arquitetura.....77
Figura 6.1 Arquitetura utilizada na BTS. 82
Figura 6.2 Sistema de antenas inteligentes para compensação dos efeitos multipercursos na recepção. 84
Figura 6.3 Sistema de antenas inteligentes para compensação dos efeitos multipercursos na transmissão. 85
Figura 6.4 Estrutura das células com as BTS em sistemas GSM. 86
Figura 6.5 Transmissão da BTS para o TM usando codificação de Alamouti. 87
Figura 6.6 Transmissão do TM para a BTS usando codificação de Alamouti. 87
Figura 6.7 Receptor RAKE com filtro espacial.....90
Figura 6.8 Formação de lóbulos no sistema IS-95. 91
Figura 6.9 Transmissor usando o código de Alamouti no padrão cdma2000. 92

1 Introdução

A quantidade de usuários de sistemas de comunicações móveis está aumentando e, com isso, é necessário aumentar a capacidade destes sistemas. Paralelamente, há também aumento na demanda por serviços que necessitam de grandes taxas de transmissão, como o acesso a Internet e aplicações de vídeo sob demanda. Por outro lado, há sempre a preocupação em obter alta qualidade no serviço ofertado, o que implica em baixas taxas de erro de símbolos (SER – *Symbol Error Rate*).

O uso de conjunto de antenas é uma das formas de aumentar a confiabilidade e a capacidade do canal. Para isso, diferentes técnicas podem ser empregadas. Na técnica de diversidade, os sinais recebidos são combinados nas diversas antenas do conjunto, de modo a diminuir a influência do desvanecimento devido aos efeitos de multipercurso. Outra possibilidade consiste em alterar dinamicamente o diagrama de radiação do conjunto de antenas com o objetivo de minimizar interferências do sinal desejado [1].

Duas tecnologias que incorporam essas idéias são as antenas inteligentes (*Smart Antennas*) e MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Ambas utilizam conjuntos de antenas e possuem o mesmo objetivo: aumentar a confiabilidade e a capacidade do canal.

1.1 Antenas inteligentes

Os sistemas de comunicações móveis convencionais funcionam com uma antena transmissora radiando o sinal em todas as direções, Figura 1.1. Uma das desvantagens desse sistema é o desperdício de potência: o sinal é transmitido mesmo para aquelas direções onde não existe nenhum terminal móvel para recebê-lo. Além disso, como o sinal é radiado para todas as direções, ainda pode causar interferências em outros terminais móveis [2].

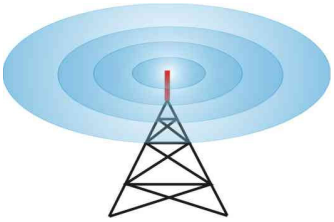


Figura 1.1 Transmissão do sinal no sistema de comunicação móvel convencional.

A idéia principal do uso de antenas inteligentes é radiar o sinal somente nas direções desejadas, Figura 1.2. Assim, ocorre redução na potência transmitida, quando comparado ao sistema convencional. Antenas inteligentes permitem também o cancelamento de sinais indesejados e a redução dos efeitos multipercurso. Por outro lado, nessa configuração, o sistema poderá conhecer com maior precisão a localização do usuário, além de ser mais seguro, porque, para que seja violado, o intruso deverá estar localizado na mesma posição angular que o usuário [2]-[3].

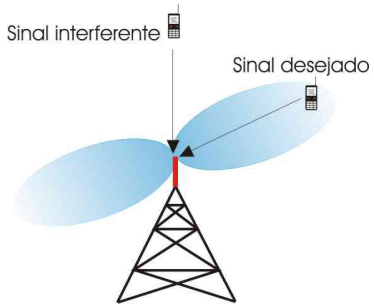


Figura 1.2 Transmissão do sinal usando antenas inteligentes.

Entre as desvantagens do uso de antenas inteligentes, pode-se citar a maior complexidade dos transceptores e o grande esforço computacional necessário para o cálculo das correntes de excitação de cada elemento do conjunto, o que onera o valor de uma estação base. O tamanho físico do conjunto de antenas também é uma desvantagem, visto que, quanto maior for o ganho desejado, maior será o número de elementos do conjunto [2].

1.2 MIMO

Em geral, a propagação do sinal transmitido ao longo do canal sofre o efeito multpercurso, devido à existência de vários obstáculos que produzem reflexões, refrações e difrações do sinal. Além disso, durante a comunicação entre transmissor e receptor, o canal apresenta comportamento dinâmico, o que causa variações na intensidade do sinal na recepção, Figura 1.3.

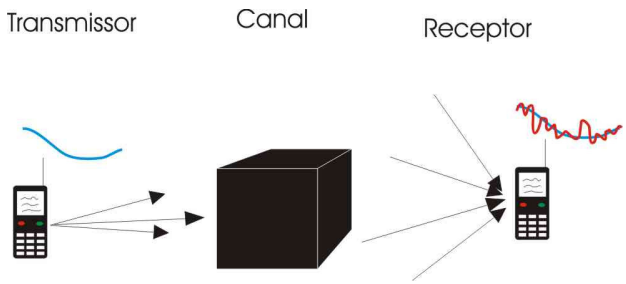


Figura 1.3 Efeito do desvanecimento no sinal transmitido.

A tecnologia MIMO aproveita os efeitos de múltiplos percursos do sinal para melhorar o desempenho do sistema. Em comunicações móveis, MIMO significa enlaces de rádio com múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras. Com o uso de várias antenas, a dimensão espacial também pode ser explorada, o que permite aumentar a capacidade e a confiabilidade do sistema e reduzir a potência de transmissão [4].

Em sistemas MIMO, o sinal normalmente é enviado em rajadas curtas, tal que se pode considerar o canal como estático durante cada rajada. Por meio de uma seqüência de treinamento, o receptor consegue identificar a forma do canal e estimar melhor qual foi o sinal recebido. Esse mecanismo permite aumentar a confiabilidade do sistema e sua taxa de transmissão.

1.3 Objetivos do trabalho

O objetivo deste trabalho é analisar detalhadamente essas duas tecnologias, sistemas inteligentes e MIMO, apresentando como sistemas de comunicações móveis podem se beneficiar com elas. Para que esse objetivo fosse atingido, cada capítulo traz uma série de simulações para exemplificar os métodos apresentados. Além disso, em cada capítulo foram realizadas comparações desses métodos para avaliar seu desempenho. As simulações foram detalhadas nos capítulos em que são apresentadas.

No capítulo 2, apresenta-se uma revisão do conceito de conjunto de antenas e a terminologia que será utilizada no texto. O capítulo 3 é dedicado à análise dos algoritmos de formação de lóbulos utilizados em antenas adaptativas. Diversos resultados apresentam comparações entre os métodos.

No capítulo 4, explica-se como é detectada a direção dos sinais recebidos em antenas inteligentes. Os métodos de Bartlett, Capon, predição linear, MUSIC e ESPRIT são analisados e uma discussão comparativa entre esses métodos é apresentada. No capítulo 5, detalha-se o conceito de MIMO, apresentando-se métodos que permitem a obtenção de ganhos de diversidade e de multiplexação. A discussão acerca de MIMO é encerrada com uma comparação dos métodos estudados.

O capítulo 6 apresenta estudos de casos das tecnologias estudadas durante a dissertação. Será analisado como elas poderiam ser aplicadas em sistemas celulares atuais (GSM, IS-95 e IS-136), além de mostrar como essas tecnologias se aplicam em alguns sistemas modernos, como o CDMA-2000. O Capítulo 7 faz uma discussão sobre todos os resultados obtidos.

2 Conjunto de antenas

Segundo o *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas,* antena é uma estrutura usada para radiar ou receber ondas de rádio [5]. Faz a transição de uma onda guiada numa linha de transmissão para o espaço livre no caso da transmissão, e vice-versa, no caso de recepção. Entre os parâmetros utilizados para analisar o desempenho de uma antena, incluem-se diagrama de radiação, diretividade, ganho, polarização, largura de banda, entre outros.

O diagrama de radiação exibe a variação angular da densidade de potência radiada, observada a uma distância fixa da antena transmissora. Em relação ao padrão de radiação, uma antena pode ser classificada como isotrópica, diretiva e omnidirecional. Uma antena que radia igualmente em todas as direções é denominada isotrópica. Uma antena é diretiva quando radia mais eficientemente em algumas direções que em outras. Uma antena omnidirecional possui característica direcional em um plano – por exemplo, o plano de elevação – e característica não-direcional em um plano ortogonal àquele – por exemplo, o plano de azimute.

Essa propriedade de radiar mais em determinada direção do que em outras expressa a diretividade de uma antena. A diretividade é definida como a razão entre a densidade de potência em certa distância e direção da antena sobre a densidade de potência que seria obtida na mesma distância substituindo-se a antena real por uma antena isotrópica.

Quando se deseja obter alta diretividade, é necessário aumentar o tamanho elétrico da antena, o que pode ser conseguido por meio de um conjunto de antenas elementares. Nesse caso, o problema é determinar a alimentação de cada elemento do conjunto [6].

Uma grande vantagem de se utilizar um conjunto de antenas é a possibilidade de realizar uma varredura espacial do lóbulo principal, bastando, para isso, alterar a corrente de excitação de cada elemento do conjunto. Com uma única antena elementar, essa varredura só seria possível ajustando mecanicamente sua posição.

Neste capítulo, serão analisados os diferentes tipos de conjuntos de antenas que serão estudados no decorrer deste trabalho: conjuntos linear, retangular e circular.

2.1 Fator de conjunto

O padrão de radiação de um conjunto de antenas é função do tipo de antena elementar utilizado, da localização de cada elemento no espaço em relação aos outros elementos e da alimentação. O campo elétrico total radiado pelo conjunto de antenas é a soma vetorial dos campos radiados por cada elemento separadamente. Considerando todos os elementos do conjunto do mesmo tipo, tem-se

$$\vec{E}(r,\theta,\phi) = \frac{e^{-jkr}}{r}\vec{e}(r,\theta,\phi)AF(\theta,\phi) \tag{2.1}$$

em que $\vec{e}(r,\theta,\phi)$ é o campo elétrico radiado por um elemento localizado na origem do sistema de coordenadas esféricas (r,θ,ϕ), $AF(\theta,\phi)$ é o fator de conjunto da estrutura e $k = 2\pi/\lambda$ é a constante de propagação.

Quando se utilizam elementos idênticos, o diagrama de radiação do conjunto pode ser obtido a partir da multiplicação de outros dois diagramas: o diagrama da antena elementar na posição de referência, ou fator de elemento, e o diagrama referente a todos os elementos, ou fator de conjunto [5]. O fator de conjunto é gerado considerando-se todos os elementos do conjunto de antenas considerando todos os elementos como fontes isotrópicas. Para o conjunto arbitrário de *L* antenas mostrado na Figura 2.1, o fator de conjunto é calculado pela expressão [5]-[6]

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{l=1}^{L} I_l^{*}\, e^{j\xi(\theta,\phi)} \tag{2.2}$$

em que I_l^{*} é a corrente alimentação de cada elemento da antena e $\xi(\theta,\phi)$ é o defasamento no espaço devido à posição de cada elemento.

As *L* antenas na Figura 2.1 estão localizadas em um meio onde existem vários sinais (fontes) incidindo. Considerando a condição de campo distante, os sinais recebidos em todas as *L* antenas têm o mesmo módulo. A fase do sinal na *l*-ésima antena está adiantado τ_l segundos em relação à origem. Esse tempo é dado por

$$\tau_l(r,\theta,\phi) = \frac{\vec{r}_l(r,\theta,\phi)\cdot\hat{v}(\theta,\phi)}{c} \tag{2.3}$$

em que $\vec{r}_l(r,\theta,\phi)$ é o vetor posição do l-ésimo elemento, $\hat{v}(\theta,\phi)$ é o vetor unitário na direção (θ,ϕ) e c é a velocidade da luz no meio em que a antena está imersa.

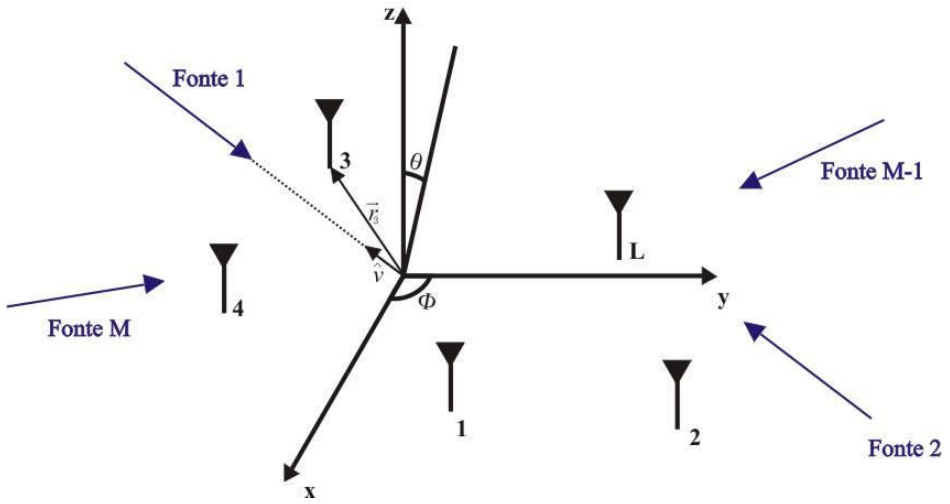


Figura 2.1 Conjunto arbitrário de antenas.

2.1.1 Conjunto linear de antenas

Na configuração linear, os elementos estão dispostos linearmente no espaço e igualmente espaçados, como mostra a Figura 2.2. Para esse conjunto, o defasamento temporal calculado por (2.3) é dado por

$$\tau_l(\theta) = (l-1)\frac{d\cos\theta}{c} \tag{2.4}$$

em que d é a distância entre elementos adjacentes do conjunto. Em radianos, o defasamento é

$$\xi_l(\theta) = 2\pi\tau_l(\theta)f = (l-1)kd\cos\theta \tag{2.5}$$

em que f é a freqüência do sinal.

Substituindo-se (2.5) em (2.2), tem-se que, para o conjunto linear da Figura 2.2,

$$AF(\theta) = \sum_{l=1}^{L} I_l^* \, e^{j(l-1)kd\cos\theta} \tag{2.6}$$

Observa-se de (2.6) que, na situação considerada, o fator de conjunto é independente do ângulo ϕ, devido à simetria da estrutura no plano de azimute.

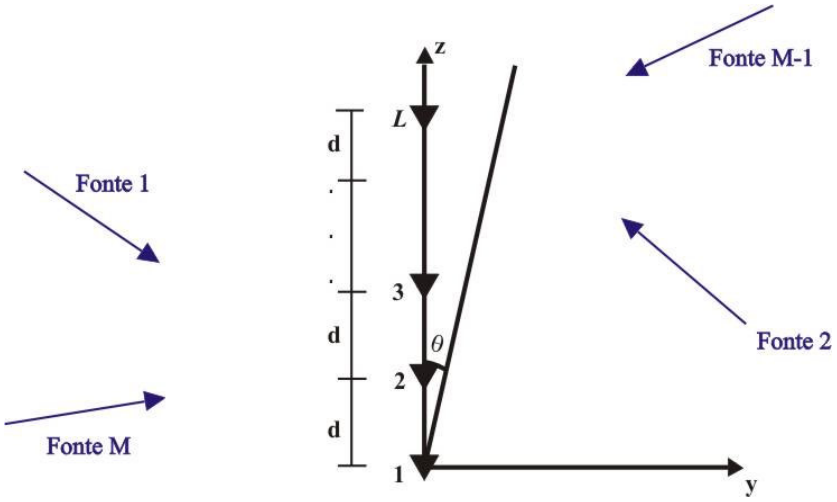


Figura 2.2 Conjunto linear com elementos igualmente espaçados.

2.1.2 Conjunto retangular de antenas

Conjuntos lineares de antenas possuem um tratamento matemático simples, porém apresentam algumas limitações práticas. No conjunto linear, o diagrama de radiação no plano perpendicular ao eixo do conjunto – plano de azimute, caso o conjunto esteja espacialmente localizado conforme a Figura 2.2 – é especificado somente pelo fator de elemento. Dessa forma, não é possível alimentar o conjunto para realizar uma varredura em qualquer ponto do espaço. Para que isso seja possível, é necessário o uso de conjuntos multidimensionais de antenas, como o conjunto retangular ilustrado na Figura 2.3.

Para a situação da Figura 2.3, o sinal enviado por uma fonte situada na posição (θ, ϕ) está adiantado $\tau_{l_x l_y}(\theta,\phi)$ segundos em relação ao elemento de referência. No *l*-ésimo elemento, esse tempo é dado por

$$\tau_{l_x l_y}(\theta,\phi) = \frac{l_x d_x \operatorname{sen}\theta\cos\phi + l_y d_y \operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi}{c} \tag{2.7}$$

em que l_x é o índice da coluna do elemento e l_y é o índice da linha do elemento. Em radianos, o defasamento é obtido por meio da expressão

$$\xi_{l_x l_y}(\theta,\phi) = 2\pi\tau_{l_x l_y}(\theta,\phi) f = k\left(l_x d_x \operatorname{sen}\theta\cos\phi + l_y d_y \operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi\right) \tag{2.8}$$

O fator de conjunto para a situação da Figura 2.3 é calculado a partir de

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{l_x=1}^{L_x}\sum_{l_y=1}^{L_y} I^*_{l_x l_y} e^{jk\left(l_x d_x \operatorname{sen}\theta\cos\phi + l_y d_y \operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi\right)} \tag{2.9}$$

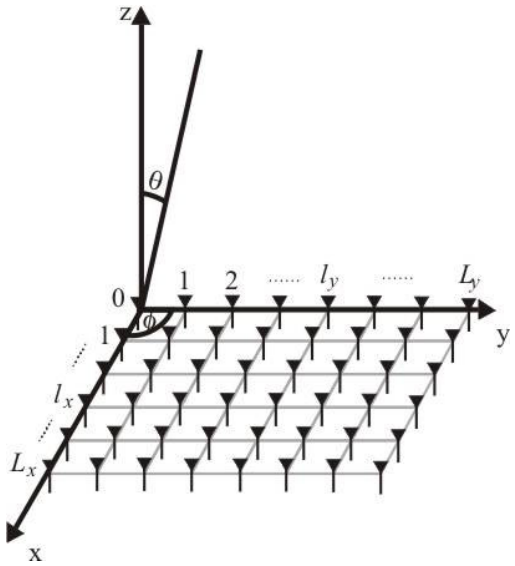


Figura 2.3 Conjunto retangular de antenas.

2.1.3 Conjunto circular de antenas

O conjunto circular de antenas, configuração onde as antenas elementares estão espaçadas em forma de um anel, Figura 2.4, também é um conjunto multidimensional de grande interesse. Assim como o conjunto retangular, o conjunto circular permite realizar uma varredura nos planos de azimute e de elevação. Para o cálculo do fator de conjunto, pode-se utilizar a equação (2.9), substituindo $l_x\, d_x$ e $l_y\, d_y$ pelas coordenadas cartesianas dos elementos do conjunto. Para o *l*-ésimo elemento, as coordenadas cartesianas são $x_l = a\cos\varphi_l$ e $y_l = a\text{sen}\varphi_l$, em que $\varphi_l = 2\pi\, l / L$ e a é o raio do conjunto.

Na situação da Figura 2.4, o sinal enviado por uma fonte situada na posição (θ, ϕ) está adiantado $\tau_l(\theta,\phi)$ segundos em relação à origem. No *l*-ésimo elemento, esse defasamento é dado pelas equações a seguir, em segundos e radianos, respectivamente.

$$\tau_l(\theta,\phi) = \frac{a\cos\varphi_l\ \text{sen}\theta\cos\phi + a\sin\varphi_l\ \text{sen}\theta\,\text{sen}\phi}{c} = \frac{a\text{sen}\theta\cos(\phi-\varphi_l)}{c} \tag{2.10}$$

$$\xi_l(\theta,\phi) = 2\pi\tau_l(\theta,\phi)f = ka\text{sen}\theta\cos(\phi-\varphi_l) \tag{2.11}$$

O fator de conjunto para a configuração em anel é

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{l=1}^{L} I_l^{*} e^{\,jka\text{sen}\theta\cos(\phi-\varphi_l)} \tag{2.12}$$

Nesta configuração, para que a distância entre elementos adjacentes seja de *y* comprimentos de onda, é necessário que o conjunto tenha raio

$$a = \sqrt{\frac{y^2}{2\left(1-\cos\left(\frac{360^{\circ}}{L}\right)\right)}}\,\lambda \tag{2.13}$$

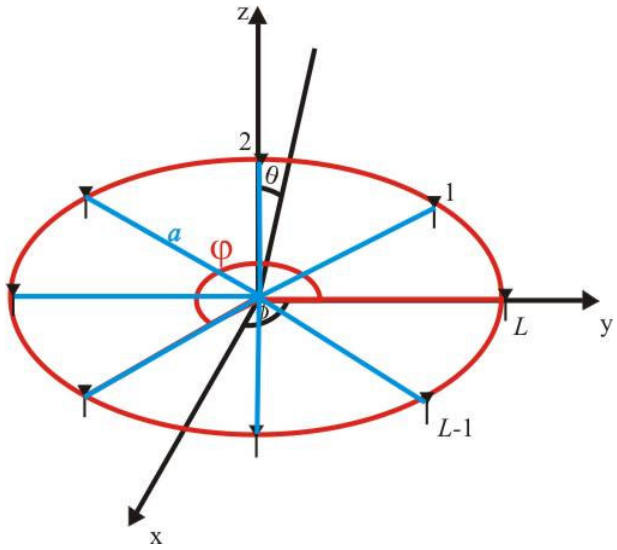


Figura 2.4 Conjunto circular de antenas.

2.2 Modelo do sinal

Para o estudo do modelo do sinal será considerado um conjunto de L antenas elementares, localizado em um meio contendo M fontes senoidais de freqüência f_0 não-correlacionadas. A referência no tempo ($t = 0$) será tomada na origem do eixo de coordenadas. Dessa forma, o tempo para o sinal chegar no l-ésimo elemento é dado pelas equações (2.4), (2.7) e (2.10), para os conjuntos linear, retangular e circular, respectivamente.

Assim, o sinal induzido no l-ésimo elemento do conjunto devido à i-ésima fonte é

$$m_i(t)\, e^{j2\pi f_0 (t+\tau_l(\theta_i,\phi_i))} \tag{2.14}$$

em que $m_i(t)$ é a função de modulação, e varia com o tipo de modulação do sinal.

A saída do sistema, Figura 2.5, é o somatório do sinal induzido nos L elementos do conjunto devido às M fontes, multiplicado por um peso, como indica a equação

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L} w_l^* x_l(t) \tag{2.15}$$

em que $x_l(t) = \sum_{i=1}^{M} m_i(t) e^{j2\pi f_0 t + \tau_l(\theta_i, \phi_i)} + n_l(t)$ é o sinal total induzido no *l*-ésimo elemento, w_l^* é um peso complexo aplicado a esse sinal e $n_l(t)$ é um ruído branco gaussiano de média nula e variância σ_n^2.

A equação (2.15) pode ser escrita em forma matricial como

$$y(t) = \overline{w}^H \overline{x}(t) \tag{2.16}$$

em que $\overline{w} = [w_1 \quad w_2 \quad ... \quad w_L]^T$, $\overline{x}(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad ... \quad x_L(t)]^T$ e $\overline{w}^H$ é o complexo conjugado da transposta de $\overline{w}$.

Substituindo-se $x_l(t)$ em (2.15), tem-se

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L} w_l^* \left(\sum_{i=1}^{M} m_i(t) e^{j2\pi f_0 t + \tau_l(\theta_i, \phi_i)} + n_l(t) \right) \tag{2.17}$$

Comparando-se (2.17) com (2.2) e observando-se que, na formulação apresentada os referidos pesos são equivalentes às correntes de excitação dos elementos do conjunto, observa-se que o sinal de saída do sistema da Figura 2.5 pode ser reescrito em termos do fator de conjunto como

$$y(t) = \sum_{i=1}^{M} m_i(t) e^{j2\pi f_0 t} A F_i(\theta_i, \phi_i) + n(t) \tag{2.18}$$

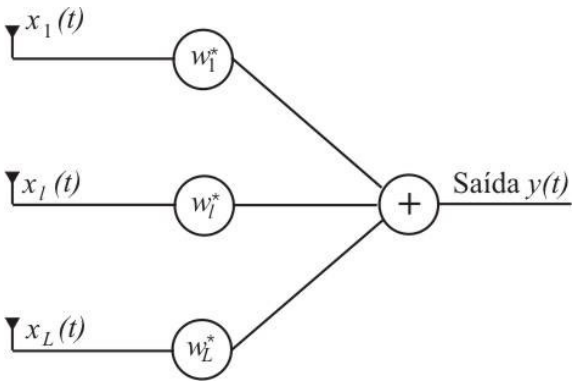


Figura 2.5 Saída do sistema de *L* antenas elementares.

A equação (2.18) mostra que para se anular o efeito de alguma fonte interferente na saída do conjunto de antenas, deve-se anular o fator de conjunto na direção dessa fonte. De forma semelhante, para se priorizar determinado sinal, é necessário maximizar o fator de conjunto na direção desse sinal. O objeto de estudo do próximo capítulo é a forma como são calculados os pesos de cada elemento do conjunto para se obter determinado diagrama de radiação.

2.3 O vetor espacial

O vetor espacial, ou *steering vector* como é conhecido na literatura, fornece a resposta de todos os elementos do conjunto a uma fonte de banda estreita com potência unitária. Como a resposta do conjunto de antenas é função da direção, o vetor espacial está associado à direção da fonte [7].

Para um conjunto de elementos idênticos, cada componente do vetor espacial possui módulo unitário. A fase da *l*-ésima componente representa a diferença de fase entre os sinais induzidos no *l*-ésimo elemento e em um elemento de referência [7]. Assim, o vetor espacial é representado como

$$\bar{s}(\theta_i, \phi_i) = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_0 \tau_1(\theta_i, \phi_i)} \\ e^{j2\pi f_0 \tau_2(\theta_i, \phi_i)} \\ \cdots \\ e^{j2\pi f_0 \tau_L(\theta_i, \phi_i)} \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Considerando-se o elemento de referência na origem, o vetor espacial para os conjuntos linear, retangular e circular, é representado, respectivamente, como

$$\bar{s}(\theta_i,\phi_i)=\begin{bmatrix}1\\ e^{jkd\cos\theta_i}\\ \cdots\\ e^{jkd(l-1)\cos\theta_i}\\ \cdots\\ e^{jkd(L-1)\cos\theta_i}\end{bmatrix} \tag{2.20}$$

$$\bar{s}(\theta_i,\phi_i)=\begin{bmatrix}1\\ e^{jk(d_x\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i)}\\ \cdots\\ e^{jk((L_x-1)d_x\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i)}\\ \cdots\\ e^{jk((L_x-1)d_x\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i+(L_y-1)d_y\operatorname{sen}\theta_i\operatorname{sen}\phi_i)}\end{bmatrix} \tag{2.21}$$

$$\bar{s}(\theta_i,\phi_i)=\begin{bmatrix}e^{jka\left(\cos\frac{2\pi}{L}\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i+\operatorname{sen}\frac{2\pi}{L}\operatorname{sen}\theta_i\operatorname{sen}\phi_i\right)}\\ \cdots\\ e^{jka\left(\cos\frac{l2\pi}{L}\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i+\operatorname{sen}\frac{l2\pi}{L}\operatorname{sen}\theta_i\operatorname{sen}\phi_i\right)}\\ \cdots\\ e^{jka(\operatorname{sen}\theta_i\cos\phi_i)}\end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Para os conjuntos linear e circular, a *l*-ésima componente do vetor espacial representa o *l*-ésimo elemento do conjunto de antenas. No caso do conjunto retangular, a *l*-ésima componente representa o elemento de coordenadas (l_x, l_y) tal que l_x e l_y são dados por

$$\begin{aligned} l_y &= \left\lfloor \frac{l}{L_x} \right\rfloor \\ l_x &= l-(l_y-1)L_x \end{aligned} \tag{2.23}$$

em que o operador $\lfloor . \rfloor$ representa o menor inteiro maior ou igual ao operando.

O fator de conjunto, dado pela equação (2.2) pode ser escrito em termo do vetor espacial como

$$AF(\theta,\phi)=\bar{w}^H\bar{s}(\theta,\phi) \tag{2.24}$$

A equação (2.14), que permite calcular o sinal induzido no *l*-ésimo elemento devido a *i*-ésima fonte, pode ser escrita em termos do vetor espacial como

$$m_i(t)\,\bar{s}_l(\theta_i,\phi_i) \tag{2.25}$$

em que $\bar{s}_l$ indica o índice l do vetor espacial relacionado à *i*-ésima fonte.

A partir da definição dos sinais de entrada e de saída do sistema, pode-se calcular a potência instantânea. Na saída do conjunto de antenas, a potência instantânea é dada por [8]

$$P(t) = \left|y(t)\right|^2 = y(t)\,y^*(t) = \overline{w}^H \bar{x}(t)\bar{x}^H(t)\overline{w} \tag{2.26}$$

Assumindo que o sinal de entrada $\bar{x}(t)$ possui média nula, a potência média pode ser calculada tomando-se a esperança da potência instantânea:

$$\left\langle P(\overline{w})\right\rangle = E\left[\overline{w}^H \bar{x}(t)\bar{x}^H(t)\overline{w}\right] = \overline{w}^H E\left[\bar{x}(t)\bar{x}^H(t)\right]\overline{w} = \overline{w}^H \overline{R}\;\overline{w} \tag{2.27}$$

em que *E*[.] é o operador esperança e $\overline{R} = E\left[\bar{x}(t)\bar{x}^H(t)\right]$ é a matriz de correlação do conjunto.

Os elementos da matriz de correlação representam a correlação entre os vários elementos do conjunto de antenas, ou seja, o elemento R_{ij} representa a correlação entre o elemento *i* e o elemento *j* do conjunto de antenas. Essa matriz pode ser escrita em termos dos vetores espaciais como

$$\begin{aligned}
\overline{R} &= E\left[\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k) + \overline{n}(t)\right)\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k) + \overline{n}(t)\right)^H\right] \\
\overline{R} &= E\left[\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k)\right)\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k)\right)^H\right] + E\left[\overline{n}(t)\overline{n}^H(t)\right] + \\
&\quad E\left[\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k)\right)\overline{n}^H(t)\right] + E\left[\overline{n}(t)\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\bar{s}(\theta_k,\phi_k)\right)^H\right]
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Considerando ruído branco de média nula não-correlacionado com o sinal, a expressão (2.28) pode ser simplificada para:

$$\overline{R} = E\left[\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\overline{s}(\theta_k,\phi_k)\right)\left(\sum_{k=1}^{M} m_k(t)\overline{s}(\theta_k,\phi_k)\right)^H\right] + E\left[\overline{n}(t)\overline{n}^H(t)\right]$$
$$\overline{R} = \sum_{k,l=1}^{M} E\left[m_k(t)m_l(t)\right]\overline{s}(\theta_k,\phi_k)\overline{s}^H(\theta_l,\phi_l) + \sigma_n^2\overline{I} \tag{2.29}$$

em que $\overline{I}$ é a matriz identidade.

Para fontes não-correlacionadas:

$$E\left[m_k(t)m_l(t)\right] = 0, \text{ para } l \neq k$$
$$E\left[m_k(t)m_l(t)\right] = p_k, \text{ para } l = k \tag{2.30}$$

em que p_k é a potência da *k*-ésima fonte.

Conhecendo-se as *M* fontes, a matriz de correlação do conjunto pode ser simplificada para

$$\overline{R} = \sum_{k=1}^{M} p_k \overline{s}_k \overline{s}_k^H + \sigma_n^2 \overline{I} \tag{2.31}$$

em que $\overline{s}_i$ é o vetor espacial associado à *k*-ésima fonte.

Na prática, a matriz de correlação não é conhecida e precisa ser estimada a partir de amostras do sinal recebido. Considerando a existência de *N* amostras do sinal recebido, a matriz de correlação é aproximada por

$$\overline{R} \approx \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} \overline{x}(n)\overline{x}^H(n) \tag{2.32}$$

2.4 Conclusões

Conjuntos de antenas são bastante úteis quando se deseja aumentar o tamanho elétrico da antena, permitindo aumentar também sua diretividade. Nesse caso, o problema é determinar a alimentação de cada elemento do conjunto.

Conjuntos de antenas podem ser utilizados para gerar diferentes diagramas de radiação. Essa característica faz com que seja possível a geração dinâmica de diagramas e, consequentemente, a supressão de sinais indesejados. Além disso, torna possível a realização de uma varredura espacial do lóbulo principal. Para que isso seja possível é necessário alterar a alimentação dos elementos do conjunto, tema do próximo capítulo.

A análise das diferenças entre os três tipos de conjuntos apresentados será realizada no próximo capítulo.

3 Métodos para a formação do diagrama de radiação

Um dos princípios de antenas inteligentes consiste no cálculo dinâmico dos pesos de cada elemento do conjunto de antenas, tal que o diagrama de radiação do conjunto seja alterado eletricamente. O objetivo deste capítulo é apresentar alguns métodos propostos para a determinação desses pesos. Neste estudo, serão considerados sinais banda estreita e não-correlacionados.

Para cada método considerado, foram desenvolvidos algoritmos específicos usando o Matlab, o que permitiu analisar a influência de diversos parâmetros do conjunto.

3.1 Método convencional de formação de lóbulos

O método convencional de formação de lóbulos, também conhecido como *delay and sum beam former*, é a forma mais simples de se alterar eletricamente o diagrama de radiação. O objetivo desse método é guiar o lóbulo principal para uma direção específica, (θ_0, ϕ_0). Nesse sentido, é realizado um ajuste nas fases da corrente de cada elemento do conjunto, de forma que os campos radiados por cada elemento se somem na direção desejada, daí o nome *delay and sum*. Nesse caso, as amplitudes da corrente de todos os elementos são mantidas constantes.

O princípio de funcionamento do método consiste em atrasar o sinal transmitido ou recebido em cada elemento do conjunto de forma que, quando somados, se somem em fase. O fator de conjunto será máximo se o vetor de pesos for calculado por [8]

$$\overline{w} = \frac{1}{L}\overline{s}_0 \tag{3.1}$$

onde $\overline{s}_0$ é o vetor espacial na direção (θ_0, ϕ_0).

A fase do vetor espacial representa o atraso ou avanço do sinal em cada elemento. Como o peso na equação (3.1) é múltiplo do vetor espacial, na direção (θ_0, ϕ_0), haverá uma

compensação do atraso ou avanço devido ao posicionamento espacial dos elementos, como pode ser observado pelas equações (2.15), (2.16) e (2.17).

Na formulação apresentada, os pesos dos elementos são iguais às correntes de excitação. Dessa forma, o método convencional de formação de lóbulos altera o fator de conjunto e, consequentemente, o diagrama de radiação do conjunto.

A Figura 3.1 mostra o diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 16 elementos isotrópicos ao longo do eixo *z*, com os pesos calculados pela equação (3.1) tal que o lóbulo principal seja direcionado para $\theta_0 = 60º$. Os respectivos pesos estão apresentados na Tabela 3.1. Para elementos isotrópicos, o diagrama de radiação mostrado foi determinado a partir do quadrado do fator de conjunto dado pela equação (2.6), em que a corrente *I* nos elementos foi substituída pelos pesos da Tabela 3.1.

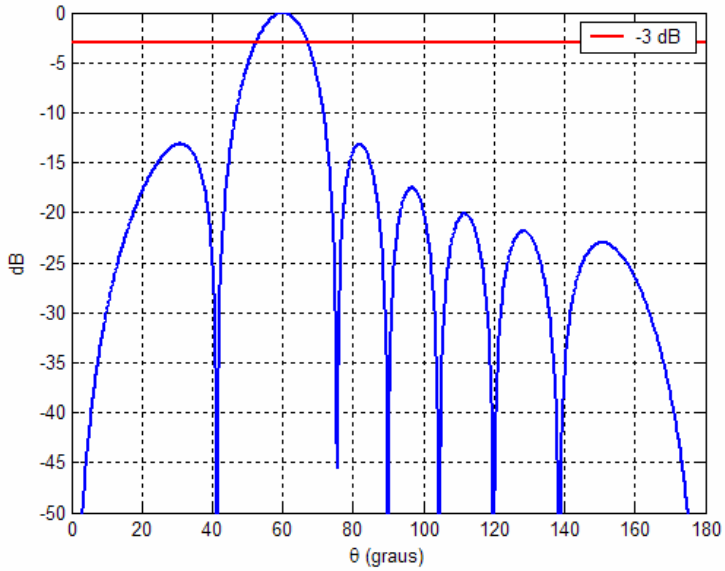


Figura 3.1 Diagrama de radiação para um conjunto linear com 16 elementos isotrópicos ao longo do eixo *z* e distância entre elementos adjacentes de λ/4.

Devido ao fato de os elementos da antena estarem posicionados linearmente, somente é possível especificar o diagrama de radiação no plano de elevação. Caso se deseje especificar as coordenadas também no plano de azimute, é necessário usar um conjunto de antenas com os

elementos distribuídos ao longo de um plano, como nos conjuntos retangulares e circulares, ou distribuídos no espaço.

Tabela 3.1 Pesos que geram o diagrama da Figura 3.1

Elemento	Peso	Elemento	Peso
1	0,0625∠0º	9	0, 0625∠0º
2	0, 0625∠45º	10	0, 0625∠45º
3	0, 0625∠90º	11	0, 0625∠90º
4	0, 0625∠135º	12	0, 0625∠135º
5	0, 0625∠-180º	13	0, 0625∠-180º
6	0, 0625∠-135º	14	0, 0625∠-135º
7	0, 0625∠-90º	15	0, 0625∠-90º
8	0, 0625∠-45º	16	0, 0625∠-45º

A Figura 3.2 mostra o diagrama de radiação para um conjunto retangular de antenas com os pesos calculados pelo método convencional de modo que o lóbulo principal esteja direcionado para $(\theta_0, \phi_0) = (60º, 30º)$. A Tabela 3.2 apresenta as fases de cada elemento do conjunto que gerou esse diagrama. Neste caso, o diagrama de radiação foi obtido a partir do fator de conjunto dado pela equação (2.9), em que a corrente em cada elemento tem amplitude igual a 0, 0625 (1/16) e fases de acordo com a Tabela 3.2.

O conjunto circular de antenas também pode ser utilizado quando se deseja especificar o lóbulo do diagrama de radiação nos planos de azimute e de elevação. A Figura 3.3 ilustra o diagrama de radiação para um conjunto circular de 16 elementos isotrópicos com os pesos calculados pelo método convencional tal que o lóbulo principal esteja direcionado para $(\theta_0, \phi_0) = (60º, 30º)$. A Tabela 3.3 exibe os pesos de cada elemento do conjunto que gera esse diagrama. Esse diagrama de radiação foi determinado a partir do fator de conjunto dado pela equação (2.12).

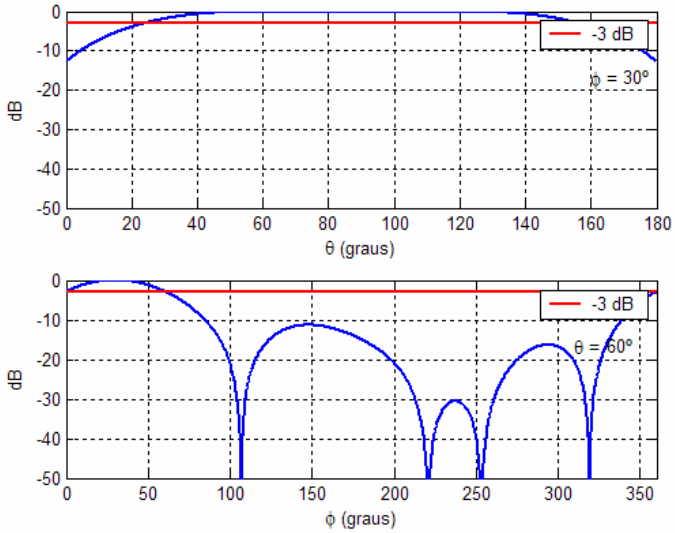


Figura 3.2 Diagrama de radiação para um conjunto retangular com 16 elementos (4x4) no plano *x*-*y* e distância entre elementos adjacentes de λ/4, tanto na direção *x* quanto na direção *y*.

Tabela 3.2 Fases de cada elemento do conjunto retangular que gerou o diagrama da Figura 3.2.

	$l_x = 1$	$l_x = 2$	$l_x = 3$	$l_x = 4$
$l_y = 1$	0º	67º	135º	-157º
$l_y = 2$	39º	106º	174º	-118º
$l_y = 3$	78º	145º	-147º	-80º
$l_y = 4$	117º	-175º	-108º	-41º

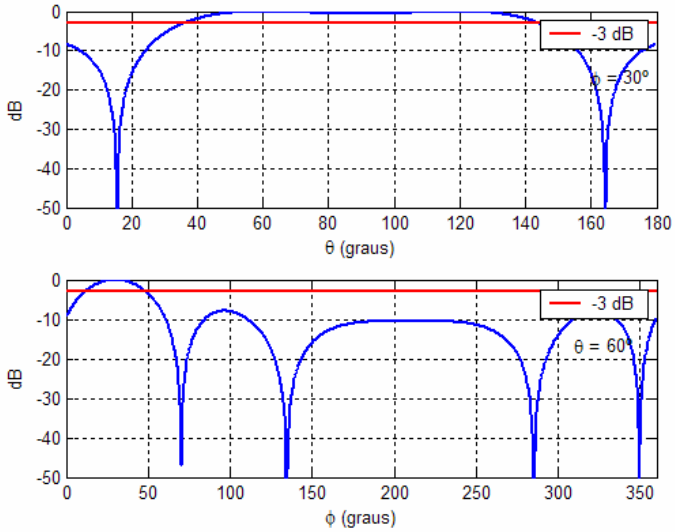


Figura 3.3 Diagrama de radiação para um conjunto circular com 16 elementos isotrópicos e raio de 0,6407 λ (distância entre os elementos de 0,25 λ).

Tabela 3.3 Pesos que geram o diagrama da Figura 3.3.

Elemento	Peso	Elemento	Peso
1	0,0625∠-162º	9	0,0625∠162º
2	0, 0625∠-167º	10	0, 0625∠167º
3	0, 0625∠158º	11	0, 0625∠-158º
4	0, 0625∠100º	12	0, 0625∠-100º
5	0, 0625∠26º	13	0, 0625∠-26º
6	0, 0625∠-52º	14	0, 0625∠52º
7	0, 0625∠-122º	15	0, 0625∠122º
8	0, 0625∠-173º	16	0, 0625∠173º

Dos três conjuntos analisados, o que apresenta o tratamento matemático mais simples é o linear, além de ser o mais simples de construir. Porém, traz como grande desvantagem o fato de que só é possível especificar o lóbulo principal em um plano, o de elevação. Já com os conjuntos circulares e retangulares, é possível especificar tanto o ângulo de elevação quanto o ângulo de azimute. Devido à simetria desses últimos, o diagrama de radiação para $\theta < 90º$ é idêntico para ao diagrama para $\theta > 90º$. Para sistemas celulares este fato não é um problema, pois normalmente os usuários estão abaixo do nível da antena.

Quanto à resolução do lóbulo principal, observa-se que o lóbulo formado pelo conjunto linear possui a menor largura de feixe (cerca de 20º na Figura 3.1). O conjunto retangular e circular apresentou largura de feixe de cerca de, respectivamente, 60º (Figura 3.2) e 40º (Figura 3.3) nos exemplos apresentados. Pode-se demonstrar que a largura de feixe de conjuntos retangulares é sempre maior que a largura de feixe de conjuntos circulares [9].

Outra diferença entre os conjuntos retangulares e circulares é que, diferentemente do conjunto retangular, o formato do diagrama do conjunto circular não varia significantemente quando se deseja somente direcionar o lóbulo principal, sendo possível, dessa forma, girar o diagrama eletronicamente, bastando para isso alterar os pesos dos elementos [9]. Para ilustrar essa característica, a Figura 3.4 e a Figura 3.5 exibe, para um conjunto retangular e circular, o diagrama em ϕ para as situações de máximo no plano de azimute em 0º, 45º, 90º e 135º. Como pode ser observado para um conjunto retangular, podem ser visualizadas duas formas de diagrama: o diagrama para ϕ máximo em 0º possui o mesmo formato que o diagrama para ϕ máximo em 90º e o diagrama para ϕ máximo em 45º possui a mesma forma que o diagrama

para ϕ máximo em 135º. Já para o conjunto circular, o formato do diagrama é o mesmo em todos os casos.

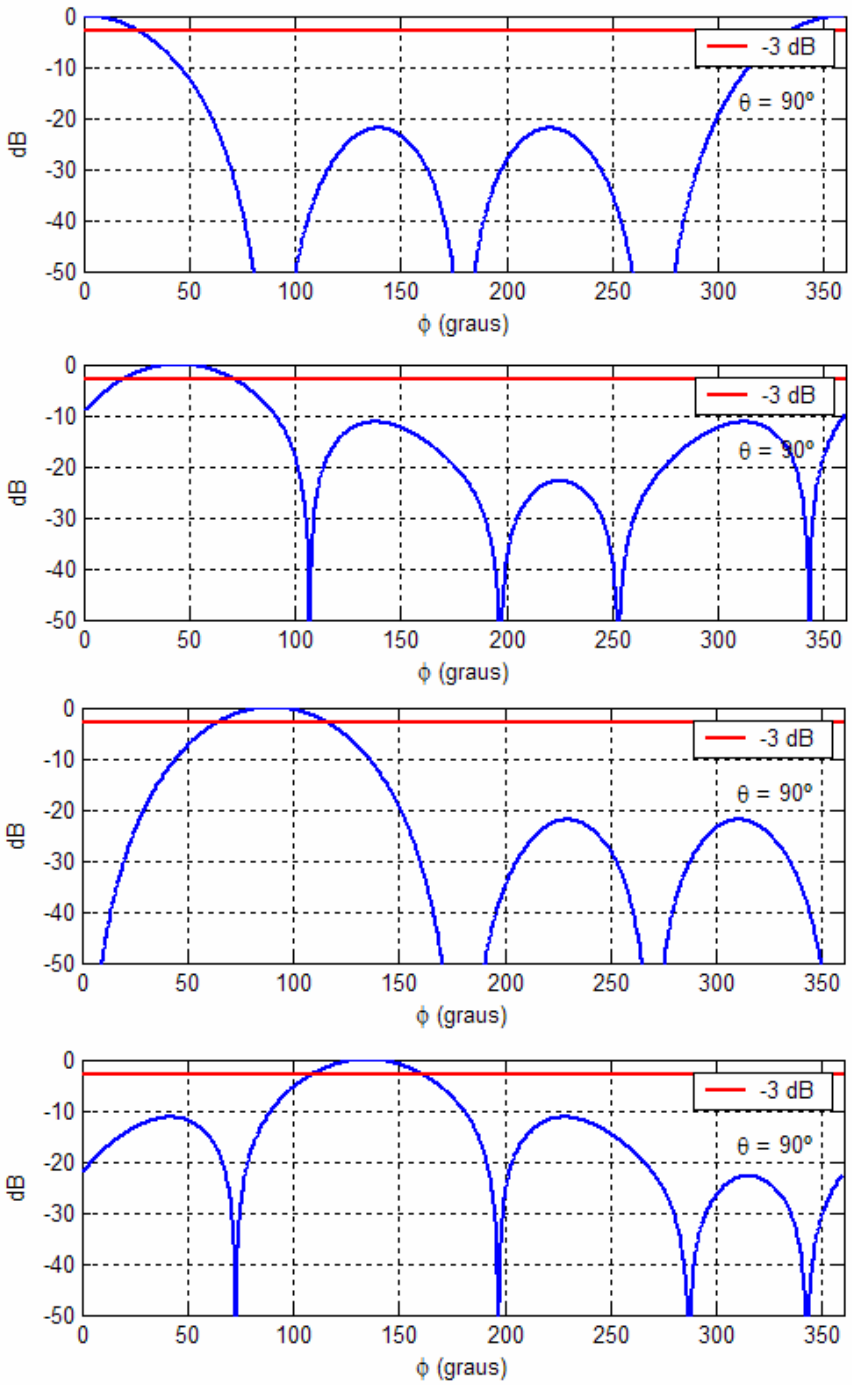


Figura 3.4 Diagrama de radiação no plano de azimute, para um conjunto retangular, com máximos neste plano de 0º, 45º, 90º e 135º.

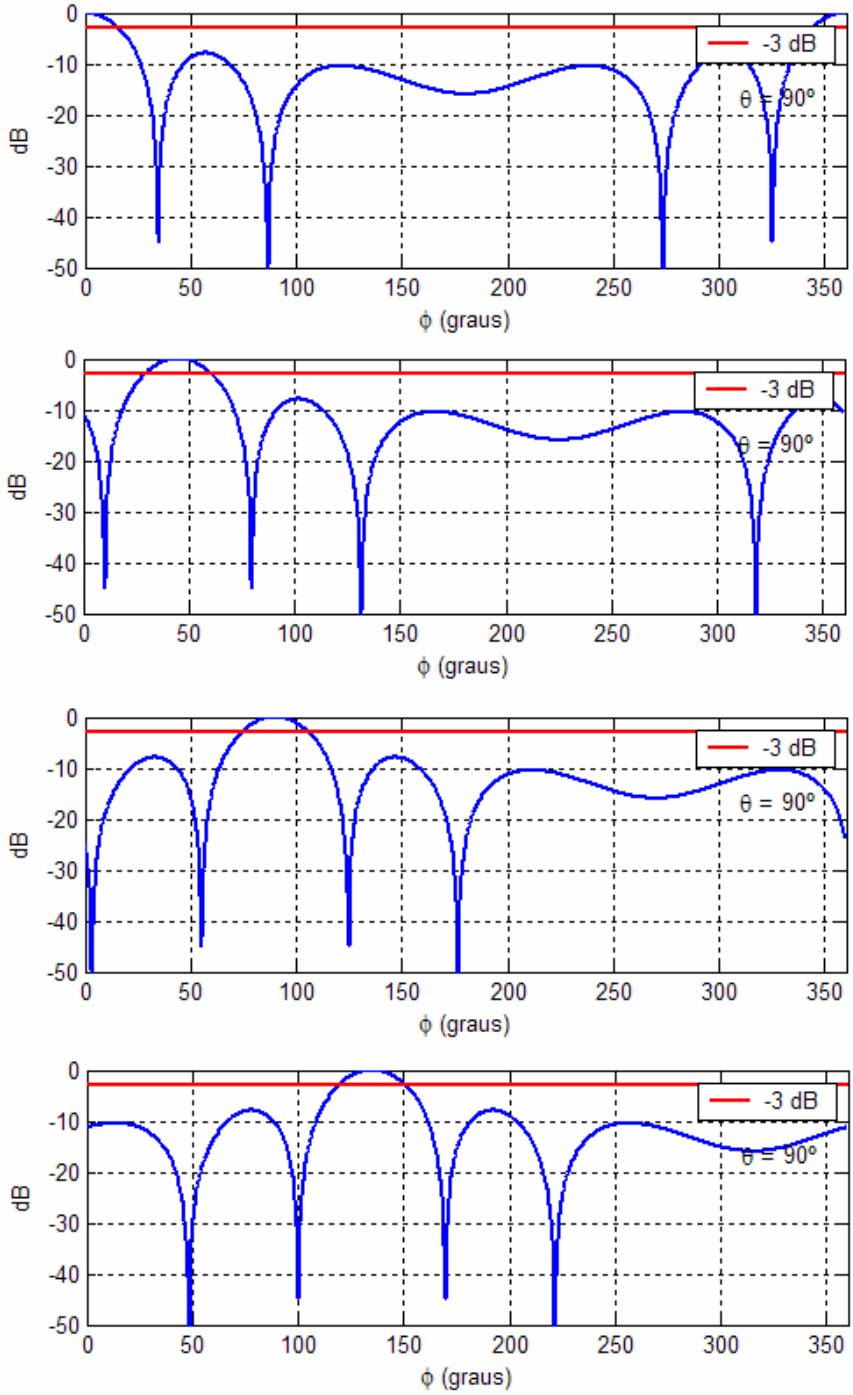


Figura 3.5 Diagrama de radiação no plano de azimute, para um conjunto circular, com máximos neste plano de 0º, 45º, 90º e 135º.

3.2 Método de cancelamento de sinais

No método convencional de formação de lóbulos, o objetivo é direcionar o lóbulo principal do diagrama de radiação para uma direção. No método de cancelamento de sinais, o objetivo é gerar nulos no diagrama de radiação em determinadas direções.

O princípio de funcionamento deste método é semelhante ao do método convencional. Os pesos de cada elemento são ajustados de forma que os sinais transmitidos ou recebidos em determinadas direções, quando combinados, gerem nulos. Para se anular os sinais recebidos de k direções, é necessário gerar nulos no diagrama de radiação em todas essas direções. Uma segunda condição imposta é que o diagrama de radiação seja unitário na direção (θ_0, ϕ_0). Os pesos são calculados resolvendo o sistema de equações [8]

$$\begin{aligned} AF(\theta_i,\phi_i) &= \overline{w}^H \overline{s}_i(\theta_i,\phi_i) = 0, \qquad i = 1,2,...k \\ AF(\theta_0,\phi_0) &= \overline{w}^H \overline{s}_0(\theta_0,\phi_0) = 1 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Para um conjunto de antenas com L elementos, o grau de liberdade é $L - 1$, o que indica que $L - 1$ nulos podem ser especificados em seu diagrama de radiação, ou seja, o valor máximo de k em (3.2) é $L - 1$. Caso o valor de k seja $L - 1$, o diagrama terá $L - 1$ nulos e valor unitário na direção (θ_0, ϕ_0). A forma do diagrama de radiação é inteiramente definida pelos nulos. A condição de valor unitário define a amplitude de todos os pesos, de tal forma que o diagrama de radiação é multiplicado por um fator tal que ele seja unitário em uma dada direção. Diferentemente do método convencional, esse valor unitário, no método de cancelamento de sinais, não significa que o diagrama tenha um máximo nessa direção.

Em notação matricial, o sistema de equações (3.2) pode ser reescrito na forma:

$$\begin{aligned} &\overline{w}^H \overline{A} = e_1^T \\ &\overline{A} = \left[\overline{s}_0 \quad .... \quad \overline{s}_k\right] \\ &\overline{e}_1 = \left[1 \quad 0 \quad .... \quad 0\right] \end{aligned} \tag{3.3}$$

Quando $k = L - 1$, a matriz $\overline{A}$ é quadrada, de dimensão L, e os pesos podem ser calculados pelo sistema em (3.3). Caso a matriz $\overline{A}$ não seja quadrada, os pesos são calculados substituindo $\overline{A}$ por sua pseudo-inversa

$$\overline{w}^H = e_1^T \overline{A}^{-1} \tag{3.4}$$
$$\overline{w}^H = e_1^T \overline{A}^H \left(\overline{A}\ \overline{A}^H \right)^{-1}$$

A Figura 3.6 exemplifica um diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 2 elementos isotrópicos no eixo *z* e distância entre os elementos igual a λ/4. Os pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais, com diagrama unitário em θ = 45º e nulo em θ = 120º.

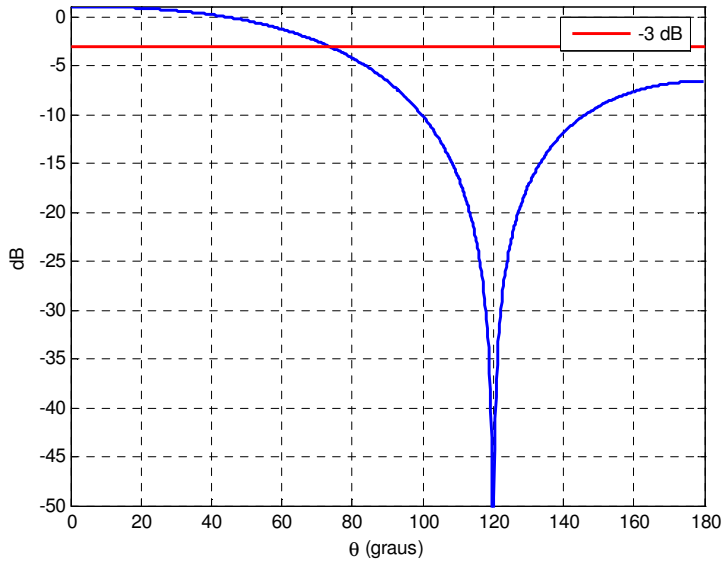
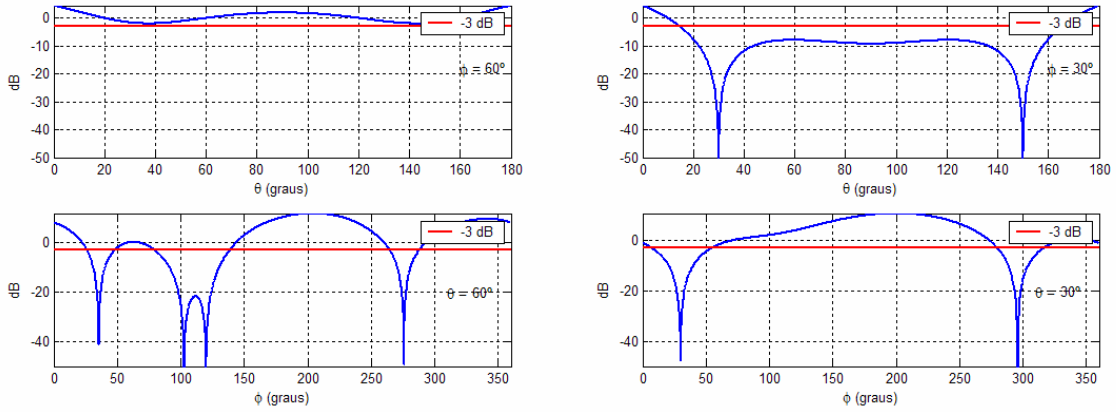


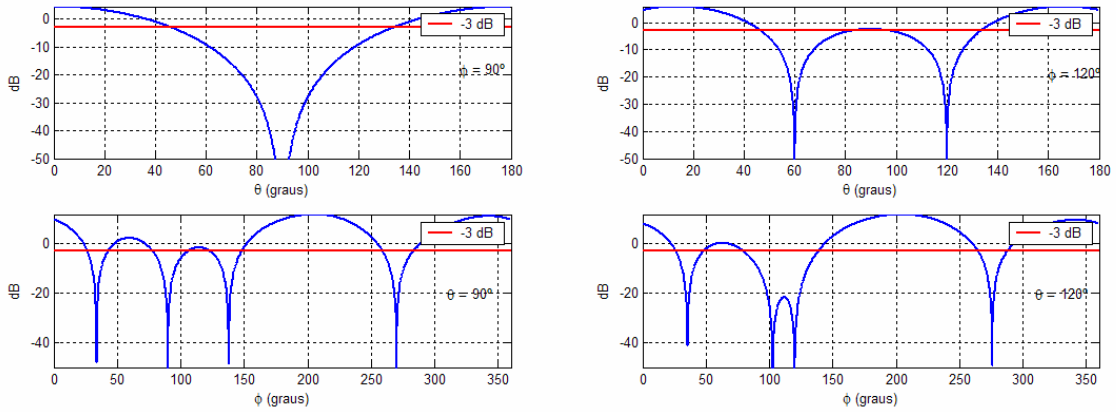
Figura 3.6 Diagrama de radiação para dois elementos isotrópicos separados de λ/4; pesos calculados pelo método de cancelamento de sinal nulo em 120º e valor unitário para θ = 45º.

A Figura 3.7 ilustra os diagramas de radiação para um conjunto retangular de antenas o plano *xy* com 2 linhas e 2 colunas e distância entre elementos adjacentes igual a λ/2 nas direções *x* e *y*. Os pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais com condição de diagrama unitário em (θ, ϕ) = (60º, 60º) e nulos em (θ, ϕ) = (30º, 30º), (θ, ϕ) = (90º, 90º) e (θ, ϕ) = (120º, 120º). A Figura 3.8 exibe os diagramas para um conjunto circular de antenas, com 4 elementos isotrópicos distância linear entre os elementos igual a λ/2. Os pesos foram calculados para se obter fator de conjunto unitário e nulos nas mesmas coordenadas que o exemplo da Figura 3.7.



(a)

(b)



(c)

(d)

Figura 3.7 Diagrama de radiação de um conjunto retangular com 4 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para condição de diagrama unitário em (θ, ϕ) = (60º, 60º) e nulos em (θ, ϕ) = (30º, 30º), (θ, ϕ) = (90º, 90º) e (θ, ϕ) = (120º, 120º).

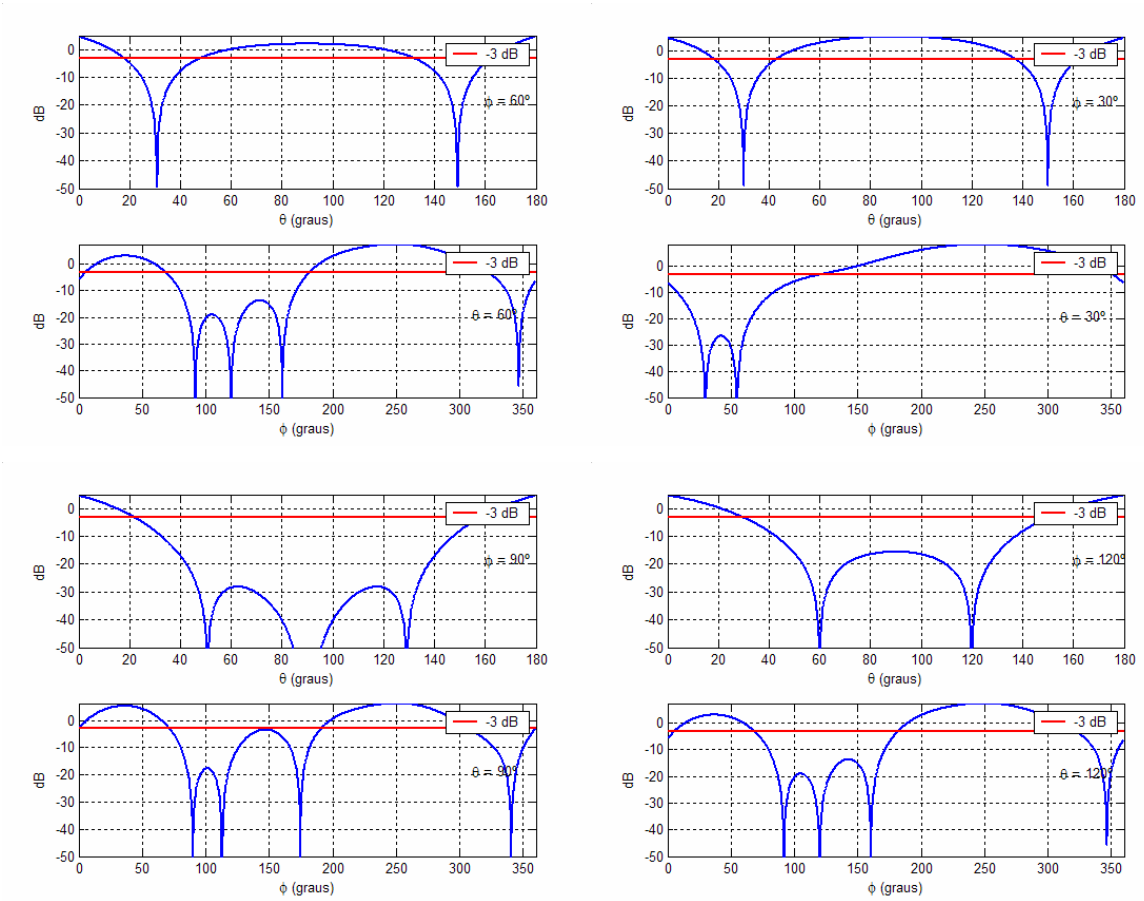
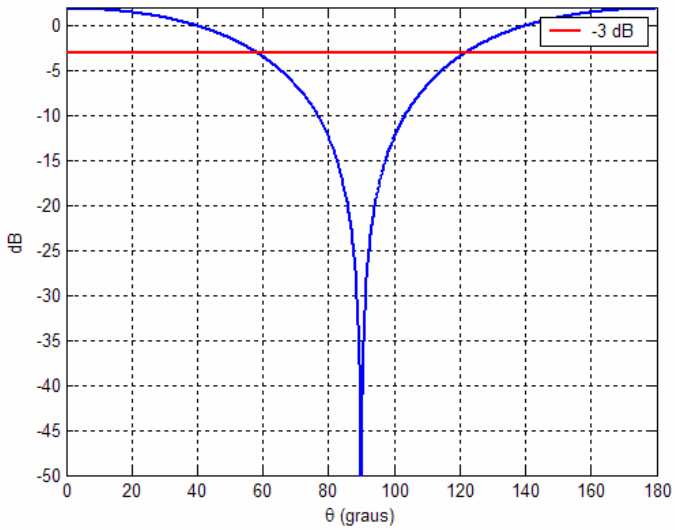
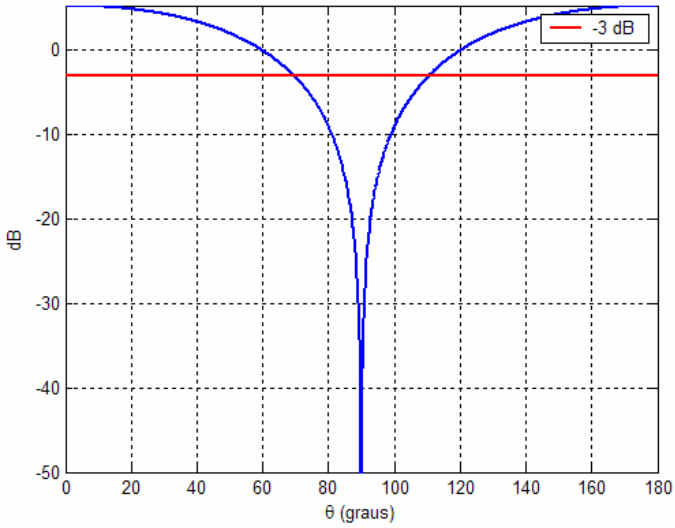


Figura 3.8 Diagrama de radiação de um conjunto circular com 4 elementos isotrópicos, cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para condição de diagrama unitário em (θ, ϕ) = (60º, 60º) e nulos em (θ, ϕ) = (30º, 30º), (θ, ϕ) = (90º, 90º) e (θ, ϕ) = (120º, 120º).

Para exemplificar que a condição de diagrama unitário com a condição de fator unitário não implica na forma do diagrama, A Figura 3.9 ilustra o diagrama para um conjunto linear com 2 elementos isotrópicos, nulo em 90º e condição unitária em (a) 40º e (b) 60º. Como pode ser observado, o formato do diagrama não é alterado. A condição unitária implica que o peso de cada elemento do conjunto será multiplicado por um fator de forma que esta condição seja satisfeita.



(a)



(b)

Figura 3.9 Diagrama de radiação para um conjunto linear com 2 elementos isotrópicos. (a) Valor unitário em 40º e nulo em 90º. (b) Valor unitário em 60º e nulo em 90º.

3.3 Método de formação ótima de lóbulos

O método de cancelamento de sinais insere nulos no diagrama de radiação na direção dos sinais interferentes. Esse método assume o conhecimento prévio da direção dos interferentes. O método também utiliza a condição de diagrama unitário na direção desejada, porém não leva em consideração a relação sinal-ruído (SNR). Tal fato se torna importante, para um conjunto com L elementos, na medida em que a quantidade de sinais interferentes ultrapassa $L - 1$, pois não é possível escolher mais que $L - 1$ nulos no diagrama de radiação. O método de formação ótima de lóbulos tenta maximizar a SNR na direção desejada. Assim, com uma quantidade de interferentes maior do que $L - 1$, o método prioriza por diminuir mais a influência de um sinal de maior potência do que um sinal de potência mais baixa [8].

De forma a minimizar a potência do sinal de saída, mantendo-se a restrição do diagrama ser unitário na direção desejada, o cálculo dos pesos é realizado pela equação [8]

$$\overline{w} = \frac{\overline{R}^{-1}\overline{s}_0}{\overline{s}_0^H \overline{R}^{-1}\overline{s}_0} \tag{3.5}$$

em que $\overline{R}$ é a matriz de correlação do conjunto, obtida pela equação (2.28).

A equação (3.5) fornece os pesos de forma que a relação entre o sinal desejado e o interferente mais ruído (SINR – *signal to interference plus noise rate*) seja maximizada. Para exemplificar, a Tabela 3.4 ilustra uma configuração dos sinais que estão incidindo sobre um conjunto linear de antenas, com 8 elementos isotrópicos ao longo do eixo z e distância entre elementos adjacentes de $\lambda/4$. Considerando o sinal 0 como o sinal desejado, os pesos obtidos com o uso de (3.5) estão apresentados na Tabela 3.5 e o diagrama de radiação gerado é mostrado na Figura 3.10. A Tabela 3.6 mostra o módulo do fator de conjunto nas direções de todos os sinais presentes. Como pode ser observado, o módulo do fator de conjunto, em geral, é maior quanto menor a potência, e vice-versa. Esta simulação foi realizada considerando que a matriz de correlação é completamente conhecida. Para isto, foi utilizada a equação (2.31) para simular a matriz de correlação. Nesta situação, foi considerada a ausência de ruído.

Tabela 3.4 Sinais presentes no conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos.

Sinal	Potência relativa ao sinal desejado (p_i/p_0)	Direção (θ)
0	1	60º
1	2	0º
2	1,5	30º
3	0,7	45º
4	1,6	80º
5	1,9	90º
6	0,2	150º
7	1,3	120º
8	1,1	100º
9	1,1	20º

Tabela 3.5 Pesos obtidos com a equação (3.5) para a situação da Tabela 3.4.

Elemento	Peso
1	1,9300∠ -6º
2	6,0735∠ -163º
3	11,6630∠ 39º
4	15,4895∠ -122º
5	15,4895∠ 78º
6	11,6630∠ -84º
7	6,0735∠ 118º
8	1,9300∠ -39º

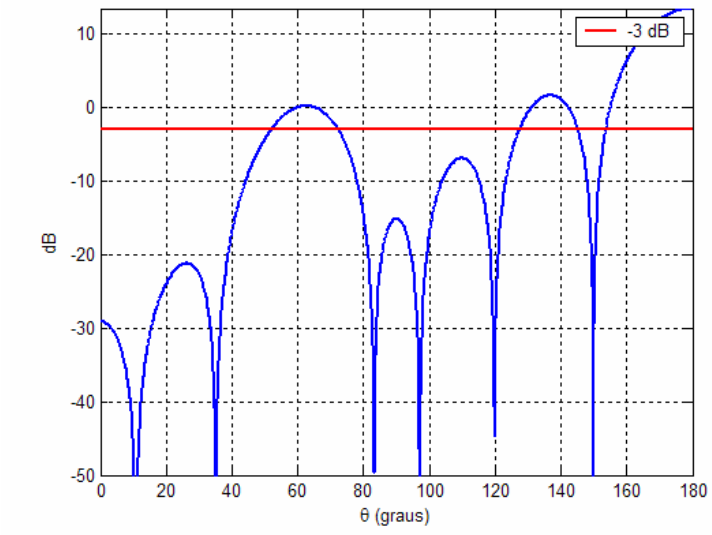


Figura 3.10 Diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de formação ótima.

Tabela 3.6 Fator de conjunto do diagrama da Figura 3.10 nas direções das fontes.

Direção (θ)	|AF(θ)|	Direção (θ)	|AF(θ)|
60º	1	90º	0,1750
0º	0,0350	150º	0,0125
30º	0,0735	120º	0,0160
45º	0,3540	100º	0,1352
80º	0,1894	20º	0,0633

Observa-se na Figura 3.10 a existência de somente 6 nulos, sendo que nenhum deles está na direção dos sinais interferentes. Este método não insere nulos na direção dos interferentes, e sim maximiza a SINR. Quando o número de interferentes é maior que $L - 1$, nem sempre os nulos coincidirão com os interferentes, pois isto não significa que a SINR será maximizada. No exemplo em questão, a SINR é de 23,56 dB. Caso sejam inseridos nulos na direção dos 7 maiores interferentes, o fator de conjunto será dado pelo método de cancelamento de sinais e a SINR será de -27,13 dB. A Figura 3.14 mostra o diagrama de radiação quando para os 7 maiores interferentes anulados e a Tabela 3.7 mostra o fator de conjunto na direção dos interferentes não anulados.

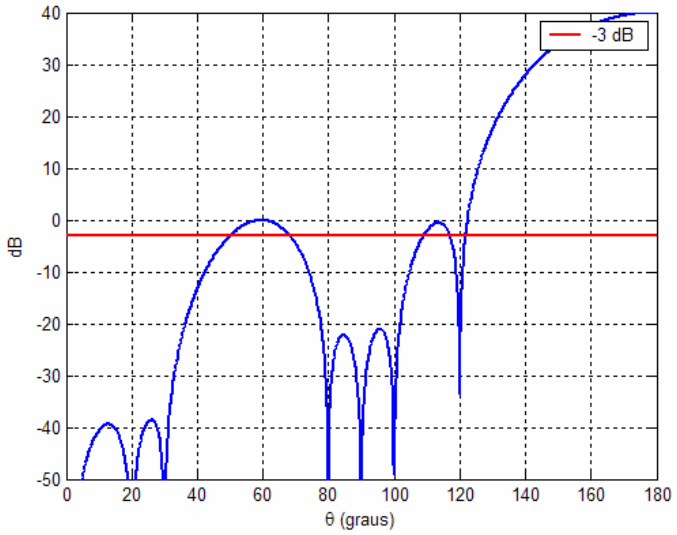


Figura 3.11 Diagrama de radiação para um conjunto linear de antenas com 8 elementos isotrópicos cujos pesos foram calculados pelo método de cancelamento de sinais para inserir nulos nos 7 maiores interferentes da Tabela 3.4.

Tabela 3.7 Fator de conjunto nas direções que não foram anuladas.

Direção (θ)	|AF(θ)|
45º	0,4506
150º	50,8195

As simulações acima foram realizadas considerando que a matriz de correlação do conjunto – $\overline{R}$ – é conhecida, porém, na prática, ela não está disponível. Uma estimativa dessa matriz no instante de tempo *n* pode ser feita com os dados recebidos pelo conjunto de antenas em *N* instantes de tempo, conforme equação (2.32).

À medida que os dados são coletados pelo conjunto de antenas, a estimativa de $\overline{R}$ deve ser atualizada. A equação (2.32) pode ser usada para essa atualização toda vez que novos dados são coletados. Esse processo é computacionalmente caro, pois exige $n+1$ multiplicações entre vetores e adições a cada atualização. É mais coerente atualizar a matriz no instante $n+1$ com base no valor da matriz no instante *n*, conforme a equação

$$\overline{R}(n+1) = \frac{n\,\overline{R}(n) + \overline{x}(n+1)\,\overline{x}^{H}(n+1)}{n+1} \tag{3.6}$$

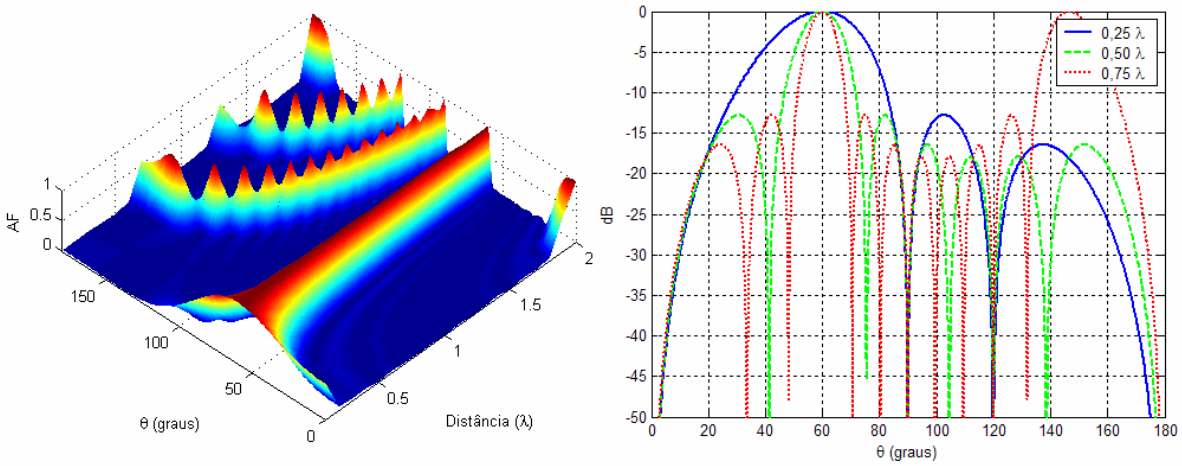
Na prática, a estimativa de $\overline{R}$ dada pela equação (3.6) deve ser utilizada para calcular os pesos do conjunto de antenas segundo o método ótimo de formação do diagrama de radiação por meio da equação (3.5). À medida que o número de amostras tende para infinito, a estimativa de $\overline{R}$ tende ao seu valor correto, equação (2.31), e os pesos calculados utilizando a estimativa aproximam-se dos pesos calculados por (3.5).

3.4 Influência da distância entre os elementos para a geração do diagrama

Os diagramas de radiação apresentados anteriormente foram gerados com a distância entre os elementos menor ou igual a $\lambda/2$. Aumentando-se a distância entre os elementos, a largura de feixe do lóbulo principal diminui, porém aumenta o nível de alguns lóbulos secundários. Dependendo da distância entre esses elementos, alguns lóbulos secundários

passam a ter o mesmo nível de potência do lóbulo principal, o que é um comportamento indesejado.

A Figura 3.12 (a) ilustra, em escala linear, como o fator de conjunto varia com o ângulo θ e a distância entre os elementos. Nessa situação, considerou-se um conjunto linear de 8 elementos isotrópicos ao longo do eixo z cujos pesos foram gerados usando o método de formação convencional de lóbulos para um ângulo máximo igual a 60º. Como pode ser observado, a partir de determinada distância entre elementos, aparecem lóbulos com o mesmo nível de potência do lóbulo principal. A Figura 3.12 (b) mostra a variação no fator de conjunto para três distâncias entre os elementos da antena.



(a) (b)

Figura 3.12 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando os pesos são calculados pelo método de formação convencional de lóbulos. (a) Variação do fator de conjunto com a distância no intervalo de 0,1λ a 2λ (b) Fator de conjunto para distâncias iguais a 0,25λ, 0,50λ e 0,75λ.

Usando o método de cancelamento de sinais, obtêm-se resultados semelhantes. A partir de determinada distância entre os elementos surgem nulos no diagrama que não existiam. A Figura 3.13 ilustra o fator de conjunto para distâncias iguais a 0,25λ, 0,50λ e 0,75λ para uma situação em que os pesos de um conjunto linear de 2 antenas foi gerado usando o método de cancelamento de sinais para nulo em 120º e fator de conjunto unitário em 45º. Observa-se que,

para distância entre os elementos de 0,75λ, além do nulo no diagrama em 120º, é inserido um outro nulo em torno de 32º.

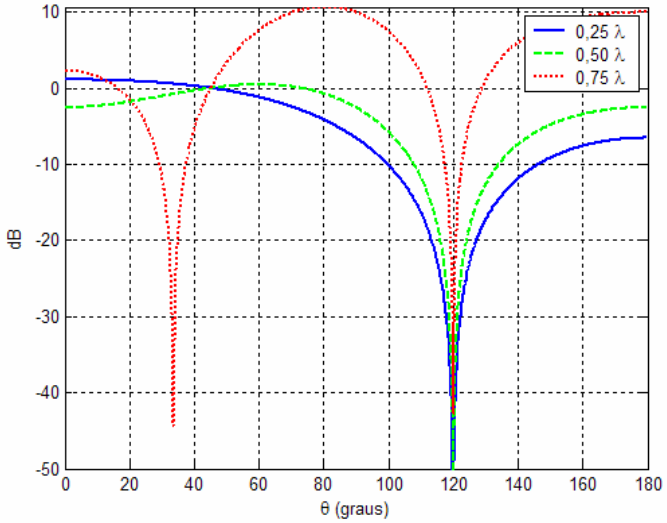


Figura 3.13 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando os pesos são calculados pelo método de cancelamento de sinais.

A Figura 3.14 mostra o fator de conjunto para antena linear com 8 elementos isotrópicos ao longo do eixo *z*, cujos pesos foram calculados segundo o método de formação ótima de lóbulos. Considera-se que os sinais existentes no meio são gerados conforme a Tabela 3.4 e os resultados são obtidos para distâncias entre os elementos adjacentes iguais a 0,25λ, 0,50λ e 0,75λ.

A partir dos resultados apresentados nesta seção, pode-se concluir que, para conjuntos lineares e distância entre elementos maior que λ/2, aparecem nulos e máximos indevidos no diagrama. Isto é explicado pelo fato de que, para um conjunto linear uniforme, a partir de distância entre elementos maior que λ/2, o vetor espacial se repete para diferentes ângulos, ou seja, a resposta do conjunto é a mesma em direções diferentes. Por exemplo, para o conjunto linear as fases do vetor espacial são da forma

$$\psi = (l-1)kd\cos\theta = (l-1)\,2\pi\; y\cos\theta \tag{3.7}$$

em que $d = y$ comprimentos de onda.

A distância entre os elementos deve ser tal que, para quaisquer θ_0 e θ_1, as fases do vetor espacial referente a esses ângulos, ψ_0 e ψ_1, sejam sempre diferentes. Como θ_0 e θ_1 são diferentes e a imagem do coseno no intervalo [0º, 180º] é unívoca, os vetores espaciais relacionados a esses ângulos serão iguais caso a ψ_1, seja igual a $-(\pi + \psi_0)$. Para que isso não ocorra, é necessário ter $d < \lambda/2$.

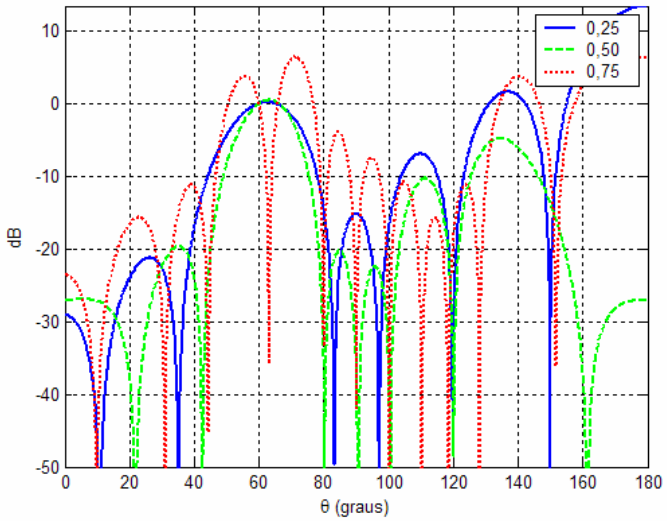


Figura 3.14 Influência da distância entre os elementos no fator de conjunto quando os pesos são calculados pelo método de formação ótima de lóbulos.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, apresentaram-se métodos empregados para a formação do diagrama de radiação de antenas. Apesar de somente alguns métodos terem sido expostos, existem vários outros métodos como, por exemplo, a formação adaptativa de lóbulos usando filtros de Kalman [10], o método do gradiente [11] e o algoritmo LMS [12], [13], [14]. A escolha dos três métodos apresentados deveu-se ao fato de que esses foram os métodos utilizados no capítulo de aplicações de antenas inteligentes para aplicação desses conceitos em sistemas práticos.

O objetivo do método convencional de formação de lóbulos é direcionar o lóbulo principal para determinada direção. Com esse procedimento, é possível realizar uma varredura espacial usando o lóbulo principal. Apesar deste método não levar em consideração a direção dos sinais interferentes, ele aumenta a SNR quando comparado à uma antena omnidirecional.

Caso existam menos interferentes do que o número de antenas, o método de cancelamento de sinais pode ser utilizado para maximizar a SNR. Quando o número de interferentes é maior ou igual ao número de elementos, cancelar o efeito dos maiores interferentes não implica em maximizar a SNR, como foi exemplificado nas seções anteriores deste capítulo.

Para maximizar a SNR deve-se utilizar o método de formação ótimo de lóbulos. Neste método, independente da quantidade de interferentes, a SNR é maximizada.

A influência da distância entre os elementos do conjunto de antenas foi analisada. Para um conjunto linear uniforme, os elementos devem ter um espaçamento menor ou igual a $\lambda/2$.

Neste capítulo, considerou-se sinais banda estreita e não-correlacionados. Para sinais banda larga, é desejado que o diagrama de radiação gerado seja o mesmo dentro da faixa de freqüências utilizada. Para se obter esse resultado, uma das formas é usar estruturas TDL (*Tapped-Delay Line*) [15]. Essa estrutura possibilita o uso de vários pesos em diferentes freqüências, de forma que seja possível ter uma resposta aproximadamente uniforme em determinada faixa de freqüência.

Quando são utilizados sinais correlacionados é necessária uma forma de diminuir a correlação entre os sinais. Um dos métodos propostos com esse objetivo é o método da suavização espacial [15]. Nesse método são utilizados elementos adicionais no conjunto de antenas, sendo que, combinando esses sinais, é possível diminuir a correlação entre os sinais. Pode-se demonstrar que, quanto maior a quantidade de elementos utilizados, mais suavizado é o efeito da correlação entre as fontes [15].

4 Estimação do ângulo de chegada

No capítulo anterior, mostrou-se como gerar dinamicamente o diagrama de radiação de um conjunto de antenas para que determinada fonte seja privilegiada ou descartada. Para isso as posições das fontes foram consideradas conhecidas. Neste capítulo, serão apresentados alguns métodos para encontrar a posição das fontes, que são conhecidos, na literatura, como métodos de estimação de ângulo de chegada (DOA – *Direction of Arrival*).

Os métodos de estimação de ângulo de chegada podem utilizar duas técnicas principais: análise espectral e paramétrica. Na análise espectral, o espectro de uma função do parâmetro de interesse (DOA) é considerado. As localizações dos picos no espectro representam as estimativas do ângulo de chegada. Já as técnicas paramétricas realizam uma busca em todos os parâmetros de interesse e fornecem um melhor resultado, porém apresentam maior complexidade computacional [16].

Os métodos apresentados neste capítulo foram simulados para a situação de fontes não-correlacionadas de banda estreita. Algoritmos específicos usando o Matlab foram desenvolvidos para permitir uma análise comparativa entre os métodos considerados.

4.1 Estimação do DOA com base na análise espectral

A estimação do ângulo de chegada por meio da técnica de análise espectral se divide em métodos baseados na formação de lóbulos e métodos baseados em subespaços. No primeiro caso, a idéia é direcionar o lóbulo do diagrama de radiação em uma direção e medir a potência. As direções que resultam em máximo da potência são as estimativas dos ângulos de chegada. Neste trabalho serão considerados os métodos de Bartlett, Capon e da predição linear. Nos métodos baseados em subespaços, a idéia é decompor a matriz de correlação em autovalores e autovetores e estimar os ângulos de chegada com base nessa decomposição. Nesta categoria inclui-se o MUSIC.

4.1.1 Método de Bartlett

No método de Bartlett, uma das mais simples estratégias usadas para a estimação dos ângulos de chegada, os pesos de cada elemento do conjunto são alterados de forma a variar continuamente a direção do lóbulo principal do diagrama de radiação da antena. A potência recebida é calculada para todos os ângulos e os possíveis ângulos de chegada são estimados em função dos valores máximos da potência. Esse mecanismo é equivalente a se alterar mecanicamente a posição do conjunto de antenas de modo a variar o diagrama de radiação e calcular a potência recebida em várias direções [8].

A estratégia desse algoritmo consiste em maximizar a potência de saída do conjunto para um dado sinal de entrada. O problema de maximizar a potência de saída é definido como

$$\max_{\bar{w}} E\left[\bar{w}^H \bar{x}(t)\, \bar{x}^H(t) \bar{w}\right] \tag{4.1}$$

Os pesos que satisfazem a equação (4.1) são aqueles calculados por meio da expressão (3.1), ou seja, usando o método convencional de formação de lóbulos. Substituindo esses na equação (2.27), tem-se que a potência média de saída se resume a

$$\left\langle P(\theta) \right\rangle = \frac{\bar{s}_\theta^H \bar{R}\, \bar{s}_\theta}{L^2} \tag{4.2}$$

A partir da equação (4.2), pode-se calcular a potência de saída para todos os possíveis ângulos θ. Os picos da potência representam a direção da fonte. A Figura 4.1 exibe o gráfico de (4.2) para um conjunto linear de antenas com 10 elementos isotrópicos, espaçamento igual a $\lambda/2$ e 2 fontes posicionadas nos ângulos de 80º e 100º. Para obter esse gráfico, foram gerados 2 sinais com 200 amostras. Os dois sinais são misturados e incidem em cada elemento do conjunto. Os sinais recebidos pelos L elementos do conjunto são utilizados para o cálculo de $\bar{R}$, através da equação (2.32). O vetor espacial projetado é o mesmo da equação (2.20), para diferentes ângulos e a potência é calculada usando a equação (4.2).

Um dos problemas desse método é que as fontes precisam estar separadas a uma distância angular maior que a largura de meia potência do lóbulo principal [16]. A Figura 4.2 ilustra o espectro calculado por (4.2) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos,

espaçamento de λ/2 e 2 fontes posicionadas a 80º e 90º. Observa-se que, neste caso, as duas fontes não foram identificadas. Para esta configuração, tem-se que a largura do lóbulo principal é de cerca de 10º, daí o problema na identificação das fontes.

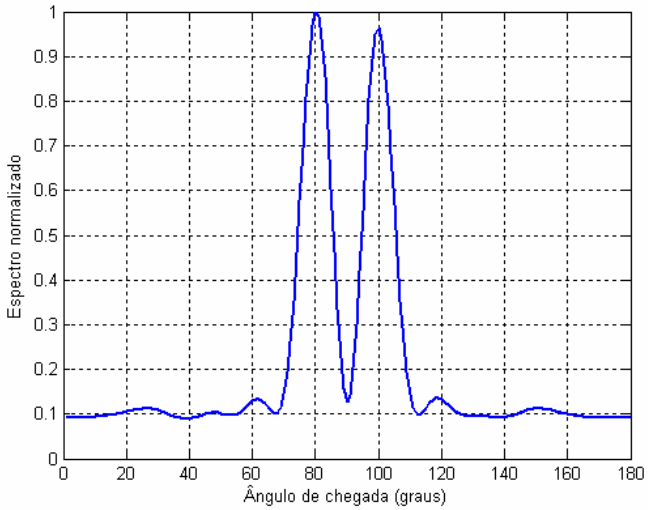


Figura 4.1 Gráfico normalizado de (4.2) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.

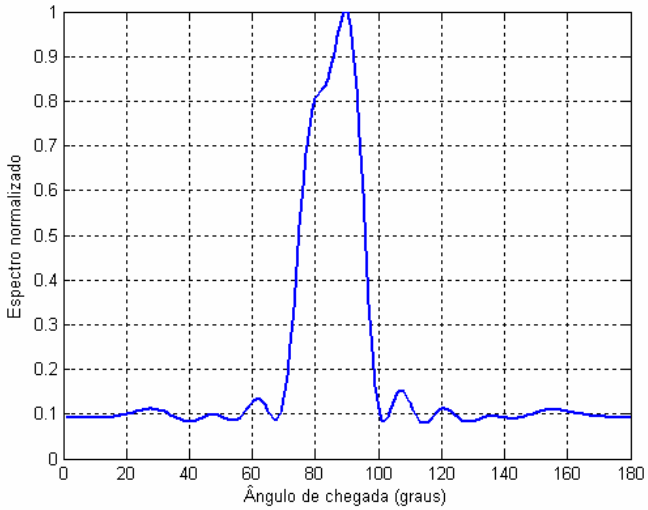


Figura 4.2 Gráfico normalizado de (4.2) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.

4.1.2 Método de Capon

O método de Capon foi proposto para resolver a limitação do método de Bartlett em relação à distância entre as fontes. Para isso, os pesos são calculados de forma a maximizar a relação sinal-ruído na direção especificada, impondo-se a restrição de o diagrama de radiação ser unitário nessa direção [17]. O problema de maximização é

$$\begin{aligned} &\min_{\overline{w}} P(\overline{w}), \\ &\text{sujeito a } \overline{w}^H \overline{s}(\theta) = 1 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Os pesos do conjunto de antenas que resolvem esse problema de otimização, para determinada direção θ, são calculados segundo a equação

$$\overline{w} = \frac{\overline{R}^{-1}\overline{s}_\theta}{\overline{s}_\theta^H \overline{R}^{-1}\overline{s}_\theta} \tag{4.4}$$

Tendo-se os pesos de cada elemento, é realizada uma varredura no espaço, em busca de máximos de potência. Esses máximos, assim como no método de Bartlett, são os ângulos de chegada dos sinais. Os pesos calculados por (4.4) produzem um diagrama de radiação que maximiza a relação sinal-ruído, mantendo a restrição do diagrama na direção θ ser unitário.

Substituindo a equação (4.4) na equação (2.27), a potência média de saída será calculada por

$$\langle P(\theta) \rangle = \frac{1}{\overline{s}_\theta^H \overline{R}^{-1}\overline{s}_\theta} \tag{4.5}$$

Pontos de máximo na equação (4.5) fornecem a direção dos sinais de chegada. A Figura 4.3 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.1 e a Figura 4.4 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.2. Como pode ser observado, o método de Capon possui melhor resolução que o método de Bartlett. A explicação para tal fato é que o método de Bartlett simplesmente guia o lóbulo para certa direção, enquanto que o método de Capon usa todos os graus de liberdade do conjunto para concentrar a energia recebida naquela direção enquanto minimiza outros sinais. Os gráficos foram obtidos da mesma forma que no método anterior, porém com a potência calculada usando a equação (4.5).

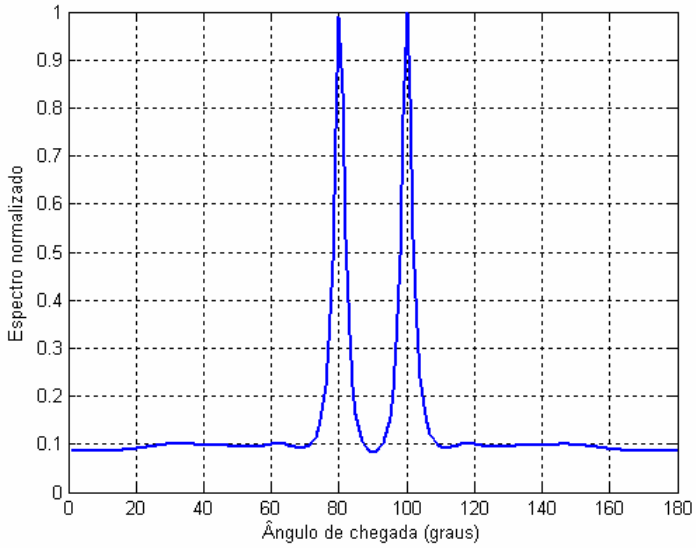


Figura 4.3 Gráfico normalizado de (4.5) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.

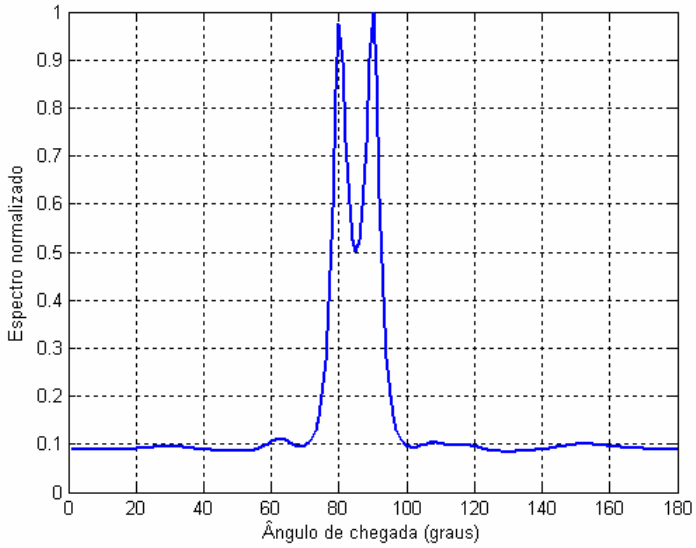


Figura 4.4 Gráfico normalizado de (4.5) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.

Assim como o método de Bartlett, para este método é necessário a inversa da matriz de correlação, que é um processo computacionalmente caro.

4.1.3 Método da predição linear

Este método possui funcionamento semelhante aos métodos de Bartlett e de Capon, no entanto, neste caso, os pesos de cada elemento da antena são calculados de forma a minimizar a potência média de saída do conjunto, sujeito à restrição do peso em um dos elementos do conjunto ser unitário. Nesse caso, os pesos são dados por [15]

$$\overline{w} = \frac{\overline{R}^{-1}\overline{u}_1}{\overline{u}_1^{H}\overline{R}^{-1}\overline{u}_1} \tag{4.6}$$

em que $\overline{u}_1$ é um vetor coluna com um elemento unitário e os outros elementos são nulos.

A posição do elemento unitário no vetor $\overline{u}_1$ corresponde à posição do elemento na antena que possui peso unitário e não há restrição de qual elemento possui o peso unitário. Como nos métodos anteriores, os ângulos de chegada correspondem aos máximos de potência. A potência média de saída é obtida por

$$\left\langle P\left(\theta\right)\right\rangle = \frac{\overline{u}_1^{H}\overline{R}^{-1}\overline{u}_1}{\left|\overline{u}_1^{H}\overline{R}^{-1}\overline{s}\left(\theta\right)\right|^2} \tag{4.7}$$

Pontos de máximo na equação (4.7) fornecem a direção dos sinais de chegada. A Figura 4.5 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.1 e a Figura 4.6 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.2. Como pode ser observado, o método da predição linear apresenta uma resolução melhor que o método de Capon. Os gráficos foram obtidos da mesma forma que no método anterior, porém com a potência calculada usando a equação (4.7).

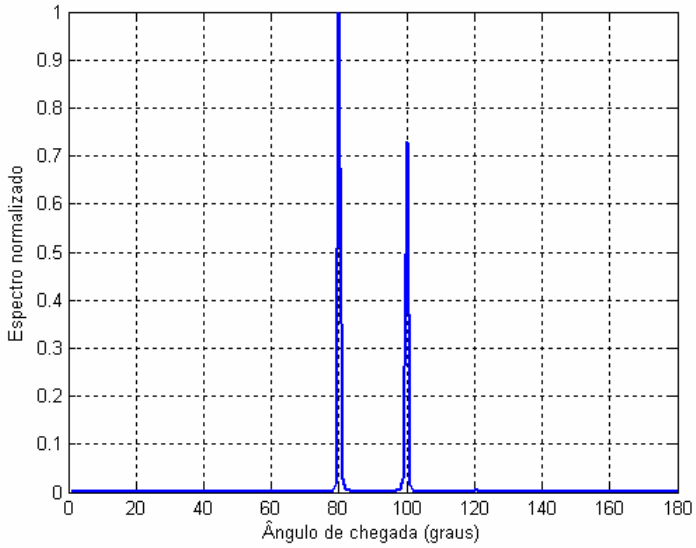


Figura 4.5 Gráfico normalizado de (4.7) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.

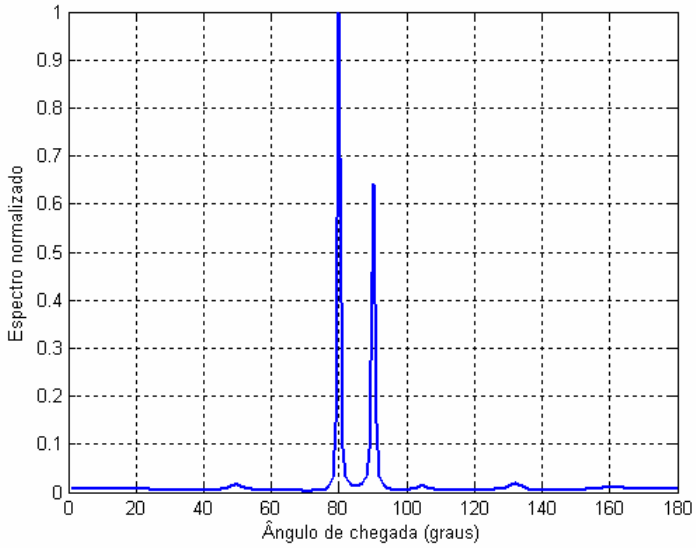


Figura 4.6 Gráfico normalizado de (4.7) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.

4.1.4 Espectral MUltiple SIgnal Classification (MUSIC)

A matriz de correlação $\overline{R}$ pode ser expressa em termos dos seus autovalores e autovetores. Considerando que existem *M* fontes não-correlacionadas incidindo no conjunto de antenas, a matriz de correlação possui *M* autovalores referentes aos *M* sinais incidindo e *L* – *M* autovalores referentes ao ruído, cujos valores são iguais ao da variância do ruído [15]. A matriz de correlação pode ser expressa em termos de seus autovalores e autovetores conforme a expressão

$$\overline{R} = \overline{Q}\,\overline{\Lambda}\,\overline{Q}^{H} \tag{4.8}$$

em que $\overline{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1,...,\lambda_L\}$, $\overline{Q} = \left[\overline{U}_1 \quad ... \quad \overline{U}_L\right]$, λ_i são os autovalores da matriz, ordenados de forma que $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq ... \geq \lambda_M \geq \lambda_{M+1} = ... = \lambda_L = \sigma^2$, σ^2 é a variância do ruído e $\overline{U}_i$ são os autovetores associados ao autovalores λ_i.

Como os autovetores formam um conjunto ortogonal, a matriz de correlação pode ser escrita como

$$\overline{R} = \sum_{i=1}^{M} \lambda_i \overline{U}_i \overline{U}_i^{H} + \sigma^2 \bar{I} \tag{4.9}$$

onde $\bar{I}$ é a matriz identidade de ordem *L x L*.

As equações (4.8) e (4.9) indicam que a matriz de correlação possui posto *M* — a quantidade de sinais — e *L* autovalores. Os *M* maiores autovalores da matriz se referem aos sinais, enquanto os $L-M$ menores autovalores se referem ao ruído. Além disso, estes $L-M$ autovalores possuem valor igual à variância do ruído. Na prática, a matriz de correlação calculada não é exata, e sim uma aproximação obtida pela equação (2.32). Nesse caso, os $L-M$ autovalores não são iguais ao valor da variância do ruído, mas próximos a ele.

Como os autovetores formam um conjunto ortogonal, a projeção de um vetor espacial associado a uma direção onde exista uma fonte em qualquer autovetor associado ao ruído deve ser zero, então

$$\overline{U}_i^H \overline{s}(\theta) = 0,$$

$$i = M + 1 .... L \tag{4.10}$$

$$\theta = \{\theta_1, ..., \theta_M\}$$

Considerando esse fato, o MUSIC agrupa todos os autovalores associados ao ruído em um subespaço de tamanho *L x M* referente também ao ruído

$$\overline{U}_N = \left[\overline{U}_{M+1} \quad .... \quad \overline{U}_L\right] \tag{4.11}$$

O MUSIC faz uma busca por vetores espaciais que são perpendiculares ao subespaço de ruído, ou seja, vetores espaciais que não possuem projeção no subespaço de ruído. O "espectro" do MUSIC é definido como [18]

$$P(\theta) = \frac{1}{\left|\overline{s}^H(\theta)\overline{U}_N\right|^2} \tag{4.12}$$

Apesar do nome espectro associado à equação (4.12), esta equação representa a distância entre dois subespaços, o de ruído e o do vetor espacial. Ela não é um espectro real de potência, embora normalmente essa expressão seja utilizada.

Pontos de máximo na equação (4.12) fornecem a direção dos sinais de chegada. A Figura 4.7 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.1 e a Figura 4.6 ilustra o mesmo cenário da Figura 4.8. Para obter os gráficos, o cálculo da matriz de correlação foi realizado conforme os métodos anteriores. Após a obtenção da matriz de correlação foi feita a sua decomposição e os autovetores relativos ao ruído foram separados, criando a matriz $\overline{U}_N$, conforme equação (4.11). Feito isso, a potência é calculada usando a equação (4.12).

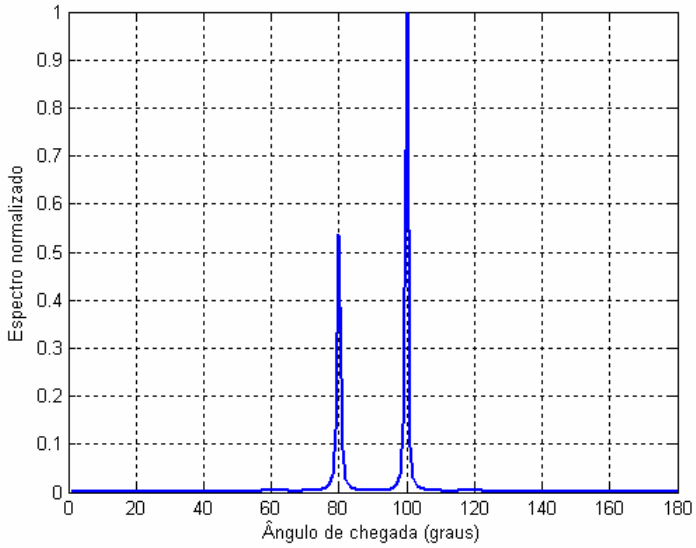


Figura 4.7 Gráfico normalizado de (4.12) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 100º.

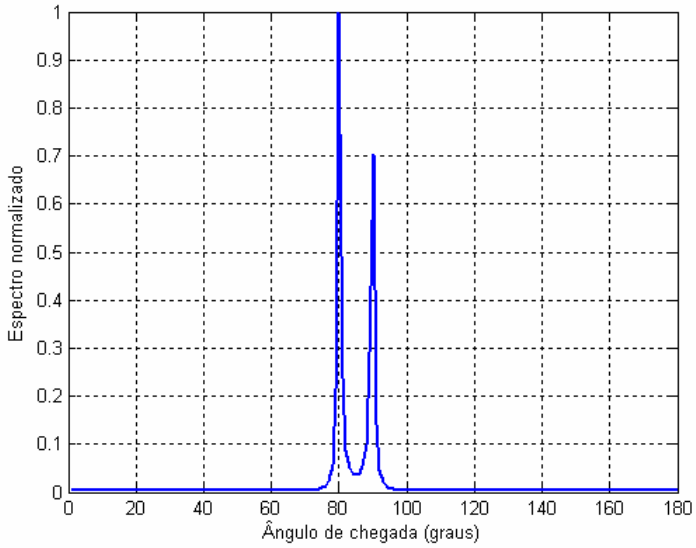


Figura 4.8 Gráfico normalizado de (4.12) para um conjunto linear com 10 elementos isotrópicos e fontes posicionadas em 80º e 90º.

4.2 Estimação do DOA com base em técnicas paramétricas

Técnicas paramétricas requerem uma busca simultânea de todos os parâmetros de interesse, que, neste caso, é a própria estimativa do DOA. Diferentemente das técnicas baseadas na análise espectral, as técnicas paramétricas não fazem uma busca por máximos de uma certa função, elas exploram intensivamente o modelo do sinal [16].

4.2.1 Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)

O método ESPRIT usa dois conjuntos idênticos de elementos, de modo que cada elemento do primeiro conjunto tenha um correspondente no segundo conjunto. Além disso, o vetor deslocamento que separa elementos correspondentes nos dois conjuntos deve ser único para todos os pares de elementos considerados. A Figura 4.9 ilustra esse processo. Cada elemento de um conjunto tem um correspondente no segundo conjunto e todos os pares são separados pelo mesmo vetor deslocamento.

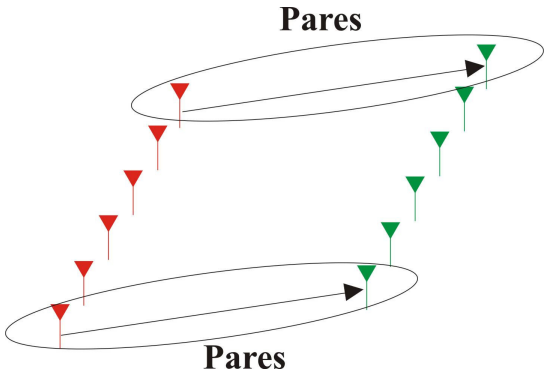


Figura 4.9 Conjuntos de elementos usados no ESPRIT.

Convém observar que não é necessária a existência de dois conjuntos de elementos separados. A divisão em mais de um conjunto é uma divisão lógica. Por exemplo, um conjunto linear uniformemente espaçado com L elementos pode ser divido em 2 conjuntos com $L - 1$

elementos, Figura 4.10. Nessa estrutura, o primeiro conjunto contém os elementos de índice 1 a $L - 1$, e o segundo conjunto contém os elementos de índice 2 a L, ou seja, os elementos de índice 2 a $L - 1$ estão presentes nos dois conjuntos.

Figura 4.10 Divisão lógica de um conjunto linear em 2 conjuntos

Supondo que uma fonte esteja incidindo no conjunto linear de antenas fazendo um ângulo θ com o eixo do conjunto, o sinal induzido no primeiro elemento do primeiro conjunto – conjunto x – está relacionado com o sinal induzido no primeiro elemento do segundo conjunto – conjunto y – pela equação

$$y_1(t) = x_1(t) e^{j2\pi\Delta\cos\theta} \tag{4.13}$$

em que $x_1(t)$ é o sinal induzido no primeiro elemento do primeiro conjunto, $y_1(t)$ é o sinal induzido no primeiro elemento do segundo conjunto e Δ é a magnitude do vetor deslocamento, é medido em comprimentos de onda

Usando (4.13), o sinal recebido nos dois conjuntos é

$$\begin{aligned} \bar{x}(t) &= \overline{A}\,\bar{s}(t) + \bar{n}_x(t) \\ \bar{y}(t) &= \overline{A}\,\overline{\Phi}\,\bar{s}(t) + \bar{n}_y(t) \end{aligned} \tag{4.14}$$

em que $\overline{A}$ é uma matriz de ordem K x M, $K = L - 1$ e M é a quantidade de fontes incidindo no conjunto. A m-'ésima coluna da matriz $\overline{A}$ é o vetor espacial associado à m-ésima fonte. $\overline{\Phi}$ é uma matriz diagonal formada pelos elementos $\left\{ e^{j2\pi\Delta\cos\theta_1} \quad \ldots \quad e^{j2\pi\Delta\cos\theta_M} \right\}$, $\bar{n}_x(t)$ e $\bar{n}_y(t)$ são vetores de ruído no primeiro e no segundo conjunto, respectivamente, e $\bar{s}(t)$ é o vetor correspondente aos M sinais induzidos no elemento de referência.

A matriz de correlação do conjunto x – $\overline{R}_{xx}$ – e do conjunto y – $\overline{R}_{yy}$ – podem ser escritas em função dos seus autovalores e autovetores. Denominando de $\overline{U}_x$ o espaço formado pelos M autovetores da matriz $\overline{R}_{xx}$ correspondente aos M maiores autovalores da matriz, e $\overline{U}_y$ o espaço formado pelos M autovetores da matriz $\overline{R}_{yy}$ correspondente aos M maiores autovalores da matriz, tem-se que $\overline{U}_x$ e $\overline{U}_y$ estão relacionados por uma matriz de transformação $\overline{\Psi}$ tal que

$$\overline{U}_x \overline{\Psi} = \overline{U}_y \tag{4.15}$$

De (4.14), sabe-se que a matriz de vetores espaciais do conjunto x é igual a $\overline{A}$ e a matriz de vetores espaciais do conjunto y é igual a $\overline{A}\,\overline{\Phi}$. O espaço formado pelos M maiores autovetores de $\overline{R}_{xx}$ e $\overline{R}_{yy}$ está relacionado com a matriz de vetores espaciais por meio de uma matriz de transformação $\overline{\mathrm{T}}$

$$\begin{aligned} \overline{U}_x &= \overline{A}\,\overline{\mathrm{T}} \\ \overline{U}_y &= \overline{A}\,\overline{\Phi}\,\overline{\mathrm{T}} \end{aligned} \tag{4.16}$$

Substituindo (4.16) em (4.15), tem-se que as matrizes de transformação $\overline{\Psi}$ e $\overline{\mathrm{T}}$ estão relacionadas por

$$\overline{\mathrm{T}}\,\overline{\Psi}\,\overline{\mathrm{T}}^{-1} = \overline{\Phi} \tag{4.17}$$

De acordo com (4.17), os autovalores de $\overline{\Psi}$ são iguais aos elementos da diagonal de $\overline{\Phi}$ e as colunas de $\overline{\mathrm{T}}$ são os autovetores de $\overline{\Psi}$. O método de funcionamento de ESPRIT é a estimação da matriz $\overline{\Psi}$ a partir de medidas nos conjuntos x e y. Conhecendo a matriz $\overline{\Psi}$ e igualando seus autovalores à matriz $\overline{\Phi}$, consegue-se a estimativa dos ângulos de chegada [19]

$$\theta = \cos^{-1}\left[\frac{\arg\left(\text{autovalores}\left(\overline{\Psi}\right)\right)}{kd}\right] \tag{4.18}$$

A forma como a matriz $\overline{\Psi}$ é estimada dá origem a várias versões do método ESPRIT.

4.2.2 Total Least Square-ESPRIT (TLS-ESPRIT)

Na prática, com um conjunto limitado de medições, não é possível encontrar uma matriz $\overline{\Psi}$ tal que a equação (4.15) seja verdadeira. O que se faz é diminuir a diferença entre $\overline{U}_x\overline{\Psi}$ e $\overline{U}_y$ usando algum método.

O método TLS-ESPRIT minimiza o erro médio quadrático entre $\overline{U}_x\overline{\Psi}$ e $\overline{U}_y$. A forma como o algoritmo TLS-ESPRIT estima a matriz $\overline{\Psi}$ pode ser resumida como [19]

1. Estime a matriz de correlação do conjunto $\overline{R}$ a partir de medições do sinal recebido;
2. Realize a decomposição $\overline{R} = \overline{E}\,\overline{\Lambda}\,\overline{E}$ em que $\overline{E}$ são os autovetores de $\overline{R}$ e $\overline{\Lambda}$ é uma matriz diagonal com os autovalores de $\overline{R}$;
3. Usando algum algoritmo de estimação de quantidade de fontes, estime *M*;
4. Obtenha o subespaço de sinais $\overline{E}_S = \left[\overline{E}_1 \quad ... \quad \overline{E}_M\right]$ e decomponha $\overline{E}_S$ para se obter $\overline{E}_S = \left[\overline{E}_x \quad \overline{E}_y\right]^T$;
5. Faça a decomposição $\overline{E}_{xy}^H\overline{E}_{xy} = \left[\overline{E}_x^* \quad \overline{E}_y^*\right]^T\left[\overline{E}_x \mid \overline{E}_y\right] = \overline{E}\,\overline{\Lambda}\,\overline{E}^*$;
6. Particione a matriz $\overline{E}$ em $\overline{E} = \begin{bmatrix} \overline{E}_{11} & \overline{E}_{12} \\ \overline{E}_{21} & \overline{E}_{22} \end{bmatrix}$;
7. A matriz $\overline{\Psi}$ será tal que $\overline{\Psi} = -\overline{E}_{12}\overline{E}_{22}^{-1}$

Com o valor de $\overline{\Psi}$ estimado, para se obter a estimativa dos ângulos de chegada, basta usar a equação (4.18).

Como a identificação dos ângulos de chegada identificados por este método é através da resolução de uma equação, seu funcionamento será exemplificado na próxima seção, que realiza a comparação dos resultados de cada um dos métodos apresentados.

4.3 Estudo comparativo dos métodos de estimação de chegada

Nesta seção, serão analisados os métodos apresentados quanto à eficiência para detectar a direção de chegada dos sinais presentes no ambiente da antena de recepção. Para efeito de comparação, serão considerados os seguintes parâmetros: relação sinal-ruído (SNR), distância entre os elementos da antena e distância relativa entre as fontes.

Para o estudo comparativo entre os métodos de estimação de ângulos de chegada, foram realizadas algumas simulações utilizando-se um conjunto linear com 12 elementos isotrópicos. Inicialmente, será realizada a análise do comportamento dos algoritmos em função da distância entre os elementos do conjunto. Nas avaliações seguintes, essa distância será fixada em $\lambda/2$. Os resultados a seguir mostram uma média de várias simulações [20].

4.3.1 Análise do efeito da distância entre os elementos no conjunto de antenas

O objetivo desta simulação é analisar a resposta dos algoritmos de estimação de ângulos de chegada em função da variação da distância entre os elementos do conjunto de antenas. Isso permite escolher a menor dimensão possível da antena, sem prejudicar o desempenho do sistema. Na situação considerada, existem cinco sinais incidindo na antena, com ângulos de chegada de 20º, 50º, 70º, 140º e 160º. A Figura 4.11 mostra a potência média obtida pelos métodos de Bartlett, Capon, predição linear e MUSIC, onde o espaçamento entre os elementos é variado continuamente de 0,10λ a 1,00λ.

Para a simulação dos métodos de Bartlett, Capon, predição linear e MUSIC, foram realizados os mesmos procedimentos na simulação na apresentação desses métodos, porém variando a distância entre os elementos para montar o gráfico da Figura 4.11. Já para a apresentação do resultado do método ESPRIT, o algoritmo apresentado na seção 4.2.2 foi implementado.

Pode-se observar da Figura 4.11 que, para distâncias pouco maiores que 0,50λ, são identificados ângulos de chegada não-existentes no ambiente da antena para todos os

algoritmos simulados. Nota-se que, quando $d > \lambda/2$, aparecem máximos em direções onde não existem sinais. Isso acontece porque, para um conjunto linear uniforme, há perda de informação na amostragem espacial quando $d > \lambda/2$. Além disso, pela figura, observa-se que, para distâncias $d < 0{,}25\lambda$, os algoritmos não apresentam uma boa resolução. Assim, para um bom funcionamento desses métodos, o espaçamento entre os elementos do conjunto linear de antenas considerado deve estar no intervalo $0{,}25\lambda \leq d \leq 0{,}50\lambda$.

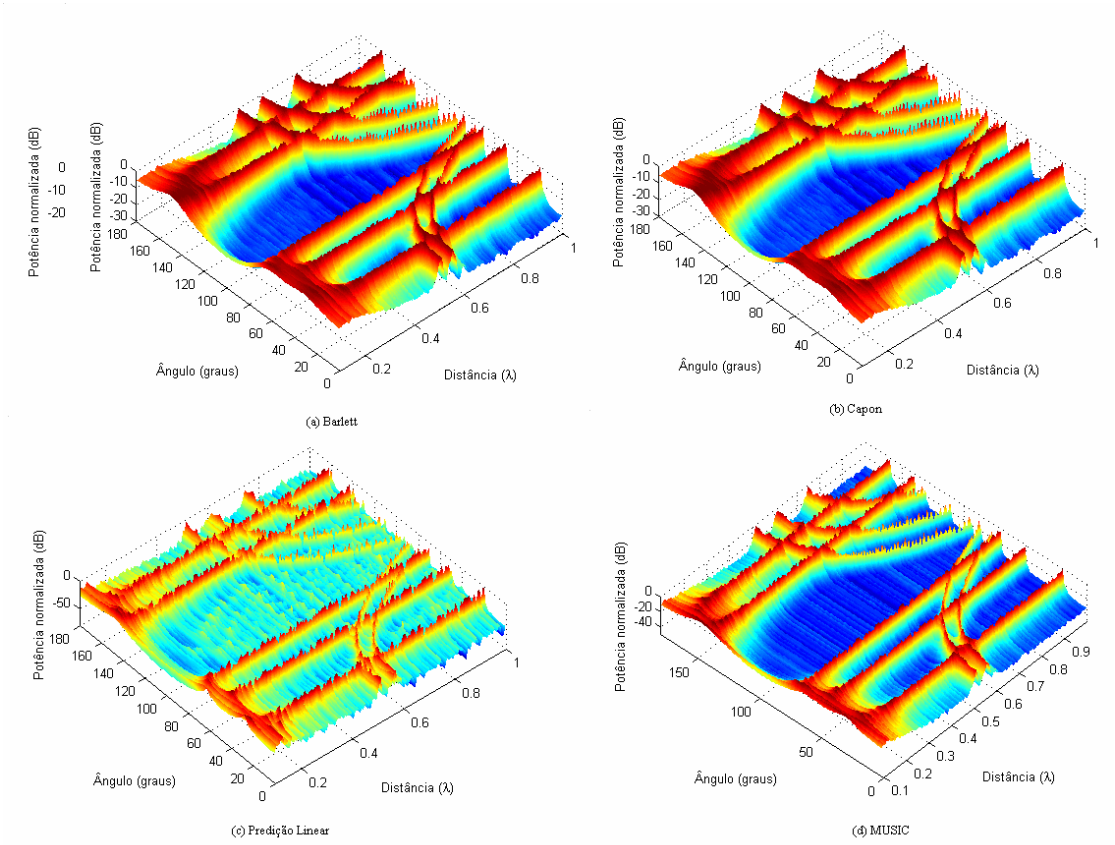


Figura 4.11 Espectro de potência média obtida pelos métodos de estimação de chegada em função do espaçamento entre os elementos do conjunto.

A Tabela 4.1 mostra os ângulos encontrados pelos métodos analisados para três distâncias entre os elementos do conjunto. Como foi analisado no capítulo anterior, quando a distância entre os elementos é maior que $\lambda/2$, existem vetores espaciais iguais para diferentes ângulos. Dessa forma, para $d > \lambda/2$, acontece de um vetor espacial correspondente a um ângulo de chegada referente a um sinal que não existe ser igual a um vetor espacial

correspondente a um ângulo de chegada de um sinal real, sendo identificado 2 ângulos de chegada. Esse efeito é chamado de *aliasing*. Esse é o motivo de, para $d > \lambda/2$, existirem mais ângulos de chegada do que o real na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 Ângulos encontrados em função da variação do espaçamento entre os elementos do conjunto de antenas.

Método	0,10λ	0,50λ	1,00λ
Bartlett	46º, 149º	50º, 70º, 122º, 136º, 176º	20º, 50º, 70º, 76º, 87º, 93º, 111º, 131º, 140º, 160º
Capon	33º, 161º, 149º	20º, 50º, 70º, 140º, 160º	20º, 50º, 70º, 111º, 131º, 140º, 160º
Predição Linear	25º, 65º, 145º	20º, 50º, 70º, 140º, 160º	20º, 50º, 70º, 111º, 140º, 131º, 160º
MUSIC	31º, 62º, 138º, 155º	20º, 50º, 70º, 140º, 160º	20º, 50º, 70º, 111º, 131º, 140º, 160º
ESPRIT	34º, 61º, 134º, 159º	20º, 50º, 70º, 140º, 160º	70º, 76º, 86º, 93º, 110º

4.3.2 Variação da distância relativa entre duas fontes

Outra questão importante está relacionada ao desempenho dos métodos em função da distância relativa entre as fontes presentes. Foi realizada uma simulação para analisar a que distância duas fontes devem estar posicionadas para que os métodos comecem a falhar.

Na simulação, são consideradas duas fontes incidindo sobre o conjunto linear de antenas. Uma delas é mantida em 90º com relação ao eixo do conjunto, enquanto a segunda fonte se move de 80º a 100º. A cada variação da segunda fonte é calculada a quantidade de fontes encontradas pelos métodos estudados. O ideal é que sejam encontradas sempre duas fontes, porém, à medida que as fontes vão se aproximando, os métodos não conseguem encontrar as duas fontes. Nessa simulação, a SNR adotada foi de 10 dB.

A Figura 4.12 mostra o resultado encontrado. O método de Bartlett apresenta o pior resultado, enquanto que o ESPRIT tem o melhor desempenho, seguido pelo MUSIC, predição linear e Capon. Neste critério, o método da predição linear oferece um resultado bem próximo

ao MUSIC. A simulação foi realizada de forma semelhante que nos exemplos anteriores. Foram gerados 2 sinais com 200 amostras cada e inserido ruído de forma que a SNR seja de 10 dB. Os sinais são embaralhados e incidem no conjunto. O sinal incidente no conjunto é coletado nos *L* elementos do conjunto e a matriz de correlação é calculada a partir da equação (2.32). Além disso, o resultado apresentado mostra uma média de 20 simulações, por isso o gráfico exibe números não inteiros de fontes encontradas. Além disso, a fonte foi considerada detectada corretamente caso o valor fornecido seja diferente do valor real de no máximo um grau.

Observa-se que, na condição apresentada (conjunto linear com 12 elementos, SNR de 10 dB e $d = \lambda/2$), é necessária uma distância maior que 10º para que seja identificada as fontes através do método de Bartlett, 5º para o método de Capon e predição linear, 4º para o MUSIC e 2º para o ESPRIT. Para outras configurações o resultado será diferente, porém o desempenho relativo entre esses métodos será o mesmo. É importante ressaltar que essa simulação foi realizada considerando condições ideais, na prática o resultado será um pouco diferente.

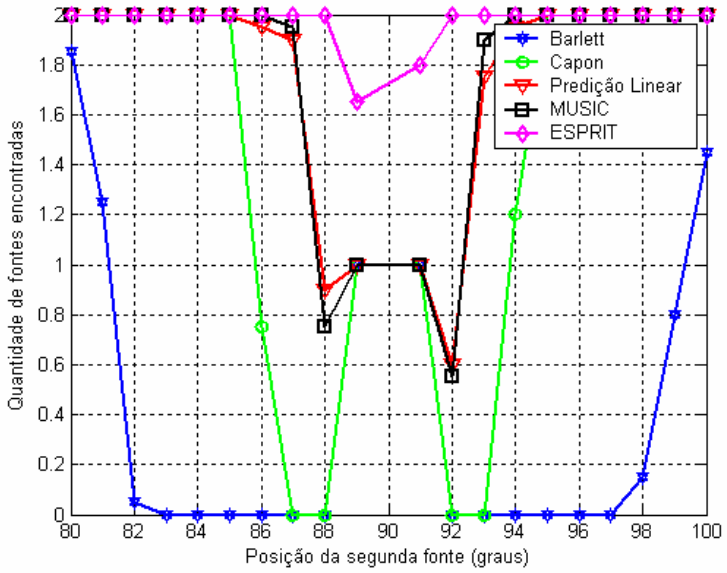


Figura 4.12 Quantidade de fontes encontradas em função da variação da posição de uma das fontes

4.3.3 Quantidade de fontes encontradas em função da relação sinal ruído

Um ponto que deve sempre ser observado é quanto à questão da SNR. Nesta simulação, pretende-se observar a resposta dos métodos em função da SNR. Foi realizada uma simulação em que existem onze fontes incidindo sobre o conjunto linear de antenas. As fontes estão separadas de 12º, assim, a primeira fonte está situada a 32º em relação ao eixo do conjunto, a segunda a 44º até a décima primeira, que está situada a 152º. Variou-se a SNR de 0 dB a 20 dB. A cada valor de SNR é calculada a quantidade de fontes corretamente detectada por cada método. Nesta simulação, como no caso anterior, foi realizada várias simulações (200), e o resultado apresentado mostra uma média.

A Figura 4.13 mostra o resultado encontrado. Observa-se que o método de Bartlett não consegue identificar as fontes em nenhuma situação. O método de Capon identifica as fontes para uma SNR maior que 14 dB. O método da predição linear e o MUSIC possuem comportamento semelhante: a partir de uma SNR maior que 10 dB, praticamente todas as fontes presentes são encontradas. O ESPRIT possui um bom resultado desde uma SNR igual a 5 dB. Quanto ao resultado do método de Bartlett, não foi possível identificar corretamente todas as fontes em nenhum dos casos devido à resolução do algoritmo, conforme discutido na seção 4.1.1.

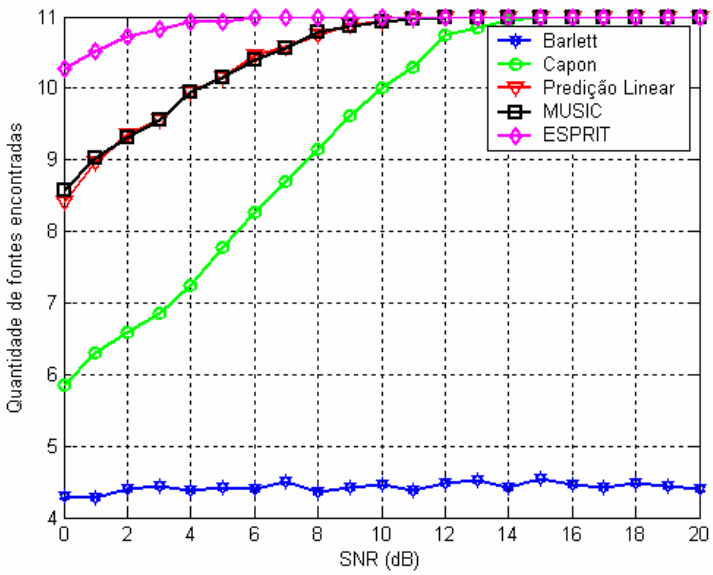


Figura 4.13 Quantidade de fontes encontradas *vs* SNR.

Em relação ao resultado apresentado, as simulações foram realizadas considerando um espaçamento constante entre as fontes, além de condições ideais. Mesmo assim, em condições reais o desempenho relativo entre os métodos é o mesmo, ou seja, o método de Bartlett não encontrará nenhuma fonte, e os outros métodos funcionarão, dependendo da SNR.

4.3.4 Compensação do efeito do acoplamento mútuo

Desconsiderando o efeito do acoplamento mútuo, o sinal recebido pelo conjunto é

$$\bar{x}(t) = \sum_{i=1}^{M} \bar{s}(\theta_i)\, m_i(t) + \bar{n}(t) \tag{4.19}$$

Na prática, o acoplamento entre os elementos do conjunto existe e não pode ser descartado. Para incluir este efeito na equação (4.19) é necessário incluir a matriz de acoplamento mútuo no modelo, modificando (4.19) para [21]

$$\bar{x}(t) = \sum_{i=1}^{M} \overline{C}\ \bar{s}(\theta_i)\, m_i(t) + \bar{n}(t) = \sum_{i=1}^{M} \bar{s}_M(\theta_i)\, m_i(t) + \bar{n}(t) \tag{4.20}$$

em que $\bar{s}_M = \overline{C}\ \bar{s}$ é o vetor espacial modificado e $\overline{C}$ é a matriz de acoplamento mútuo e é igual a

$$\overline{C} = (Z_A + Z_T)(\overline{Z} + Z_T \bar{I})^{-1} \tag{4.21}$$

em que Z_A é a impedância de cada elemento (para um dipolo de meio comprimento de onda, $Z_A = 73 + j42{,}5\ \Omega$), Z_T é a impedância no receptor (normalmente escolhida como o complexo conjugado de Z_A para máxima transferência de potência), $\bar{I}$ é a identidade de ordem L e $\overline{Z}$ é a matriz de impedância mútua do conjunto, que depende do tipo de elemento utilizado e da forma do conjunto.

Como pode ser visto na equação (4.20), o acoplamento mútuo altera a formato do vetor espacial. Sendo assim, para compensar o efeito do acoplamento mútuo nos algoritmos de estimação de ângulos de chegada, é necessário utilizar o vetor espacial modificado e não mais

o vetor espacial. Por exemplo, para compensar o efeito do acoplamento no MUSIC, a potência média será dada por

$$P(\theta) = \frac{1}{\left| \overline{s}^{H}(\theta) \overline{\mathrm{C}}\, \overline{U}_{N} \right|^{2}} \tag{4.22}$$

4.4 Conclusões

Este capítulo apresentou cinco métodos de estimação de ângulo de chegada e como eles são classificados. Na literatura, outros são encontrados, como Root-MUSIC, Cyclic MUSIC, LS-ESPRIT, Min-Norm, CLOSEST etc [16], [15] e [22]. Como é impossível cobrir todos os métodos existentes, foram escolhidos cinco onde métodos de diferentes categorias.

A partir dos resultados apresentados, pode-se concluir que, quanto à resolução dos algoritmos considerados, o método de Bartlett tem o pior desempenho, sendo indicado somente para os casos em que poucas fontes estão presentes e, mesmo assim, desde que elas não estejam muito próximas uma das outras.

O método de Capon possui um desempenho superior ao método de Bartlett, porém, também não apresenta bons resultados se as fontes estiverem muito próximas uma das outras. Além disso, para um número grande de fontes, o algoritmo falha.

Os métodos de predição linear e MUSIC têm resultados semelhantes. Ambos apresentam bons resultados para baixos valores da relação sinal-ruído (maior que 10 dB), e também para a situação em que as fontes estão próximas uma das outras.

O método ESPRIT, entre os cinco estudados, é o que apresentou um melhor desempenho. Neste método, os cálculos realizados para se obter os ângulos de chegada não são computacionalmente intensos, pois não é necessário pesquisar todo o espaço de busca. Possui bons resultados para baixos valores da relação sinal-ruído e, também, para a situação em que as fontes estão próximas uma das outras.

Neste capítulo todos os métodos foram simulados para fontes não-correlacionadas. Para fontes correlacionadas, o método de predição linear continuaria funcionando e, para os

outros métodos, seria necessário utilizar alguma forma de diminuir o efeito da correlação entre as fontes, como o método de suavização espacial [15].

Um fator crítico no uso de antenas inteligentes é em relação à calibração do conjunto de antenas. Na prática, podem ocorrer erros entre o vetor espacial real e o obtido na formulação apresentada neste trabalho. Um dos motivos desses erros é devido ao posicionamento incorreto dos elementos no conjunto de antenas, o que produz erro na fase dos elementos do vetor espacial. Em relação a este quesito, o método ESPRIT é o que possui melhor resultado, pois não depende de calibração do conjunto de antenas.

5 Sistemas de comunicação móvel com múltiplas antenas transmissoras e receptoras

Em sistemas de comunicação móvel, o sinal sofre múltiplas reflexões, refrações e difrações no caminho entre transmissor e receptor, o que causa desvanecimento, um efeito inerente do canal em comunicações sem fio. O sinal recebido é a somatória de todas essas reflexões, refrações e difrações que o sinal sofre durante o percurso de transmissão. Por isso, ocorrem variações na intensidade do sinal na recepção, o referido desvanecimento, que pode limitar o sistema de comunicação [23].

Esquemas que utilizam múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras (MIMO – *Multiple Input Multiple Output*) podem ser utilizados para tirar proveito do efeito do desvanecimento, melhorando a confiabilidade da comunicação ou(e) a taxa de transmissão [24]. O aumento da confiabilidade é denominado ganho de diversidade e o aumento da taxa de transmissão é denominado ganho de multiplexação.

Em um sistema MIMO, o transmissor e o receptor estão equipados com um conjunto de antenas. A idéia é combinar os sinais transmitidos no receptor de forma a se ter ganhos de diversidade e(ou) multiplexação. Para isso, sistemas MIMO utilizam processamento de sinais no espaço e no tempo.

O objetivo deste capítulo é introduzir o conceito de sistema MIMO e analisar como se pode obter ganhos de diversidade e de multiplexação utilizando esse sistema. A análise a seguir considera a transmissão em um canal Rayleigh de banda estreita.

5.1 Modelo do canal

A Figura 5.1 ilustra o cenário em que a tecnologia MIMO é aplicada. Existem N antenas transmissoras e M receptoras, sendo que N pode ou não ser igual a M. Cada antena receptora recebe o sinal emitido por todas as antenas transmissoras. Os sinais recebidos nas M antenas de recepção são dadas por

$$
\begin{aligned}
r_1 &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + ... + h_{1N}s_N + n_1 \\
r_2 &= h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + ... + h_{2N}s_N + n_2 \\
&.... \\
r_{\mathrm{M}} &= h_{M1}s_1 + h_{M2}s_2 + ... + h_{MN}s_N + n_M
\end{aligned}
\tag{5.1}
$$

em que r_m é o sinal recebido na *m*-ésima antena, h_{mn} é a função de transferência do enlace entre a *n*-ésima antena transmissora e a *m*-ésima antena receptora, s_n é o sinal transmitido pela *n*-ésima antena e n_m é o ruído presente na *m*-ésima antena receptora.

A equação (5.1) pode ser escrita em forma matricial como

$$
\bar{r} = \overline{H}\ \bar{s} + \bar{n} \tag{5.2}
$$

em que $\bar{r}$ é um vetor coluna de ordem M e representa o sinal recebido, $\overline{H}$ é uma matriz de ordem M x N e representa o canal, $\bar{s}$ é um vetor coluna de ordem N e representa os sinais transmitidos e $\bar{n}$ é um vetor coluna de ordem M e representa o ruído na recepção.

Figura 5.1 Sistema de comunicação com múltiplas antenas transmissoras e receptoras (MIMO)

Pelo fato de sistemas MIMO aproveitarem efeitos multipercurso, esses sistemas devem ser utilizados em ambientes onde multipercursos sejam abundantes. Neste caso, os desvanecimentos percebidos nas M antenas receptoras devem ser não-correlacionados. Para locais de baixas altitudes, onde existem vários obstáculos como construções, ocorre maior espalhamento do sinal e, nesse caso, a distância entre as antenas deve ser da ordem de 0,4λ a 0,6λ. Já para antenas situadas a grandes altitudes (em topo de prédios), é necessária uma distância maior entre as antenas, da ordem de 10λ [25].

5.2 Capacidade de um sistema MIMO

A capacidade máxima de um sistema que utiliza uma antena transmissora e uma antena receptora (sistema SISO) é dada pelo limite de Shannon [24]

$$C_{\text{SISO}} = \log_2\left(1+\rho|h|^2\right) \quad \text{bits/s/Hz} \tag{5.3}$$

em que ρ é a SNR na antena receptora e h é a função de transferência do canal.

Para um sistema com *M* antenas receptoras e uma antena transmissora (sistema SIMO), a capacidade máxima é [24]

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2\left(1+\rho\sum_{i=1}^{M}|h_i|^2\right) \quad \text{bits/s/Hz} \tag{5.4}$$

em que h_i são os diversos canais entre a antena transmissora e as receptoras.

Em (5.4) nota-se que um aumento na quantidade de antenas receptoras produz um aumento logarítmico na capacidade do sistema. Para um sistema com *N* antenas transmissoras e uma antena receptora (MISO), a capacidade máxima é [24]

$$C_{\text{MISO}} = \log_2\left(1+\frac{\rho}{N}\sum_{i=1}^{N}|h_i|^2\right) \quad \text{bits/s/Hz} \tag{5.5}$$

em que h_i são os diversos canais entre as antenas transmissoras e a receptora, e a divisão por *N* indica que a potência total transmitida pelo sistema é igual a potência total transmitida no caso de uma única antena.

De (5.5) observa-se que um aumento da quantidade de antenas transmissoras produz um aumento logarítmico na capacidade do sistema. Para um sistema MIMO, a capacidade máxima é [24]

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2\left[\det\left(\bar{I}_M+\frac{\rho}{N}\overline{HH}^H\right)\right] \quad \text{bits/s/Hz} \tag{5.6}$$

em que $\bar{I}_M$ é a matriz identidade de ordem *M*.

Diferentemente dos sistemas SIMO e MISO, a capacidade de um sistema MIMO aumenta linearmente com min(M, N).

Os esquemas de transmissão em sistema MIMO visam aumentar a taxa de transmissão (ganho de multiplexação) ou a confiabilidade do canal (ganho de diversidade). O aumento da taxa de transmissão é obtido por meio de esquemas de multiplexação espacial em que vários sinais não-correlacionados são enviados simultaneamente na mesma faixa de freqüência e ao mesmo tempo. O aumento da confiabilidade do canal é conseguido usando-se codificação dos sinais no tempo e no espaço, ou seja, utilizando códigos espaço-temporais [26].

5.3 Ganho de diversidade espacial

Esquemas de diversidade têm sido utilizados, em canais sem fio, como uma forma de combater o efeito do desvanecimento. Esses esquemas consistem em enviar informações adicionais do sinal, para que o receptor consiga recuperar parte do sinal eventualmente perdida.

Um dos tipos de ganho que um sistema MIMO oferece é o ganho de diversidade espacial. Para um sistema MIMO com M antenas transmissoras e N antenas receptoras, existem, a princípio, MN enlaces independentes entre o sistema transmissor e o receptor. Dessa forma, a mesma informação pode trafegar por vários caminhos diferentes, aumentando a confiabilidade do sistema.

Ganho de diversidade espacial é obtido por meio de códigos espaço-temporais (STC), que usam técnicas de codificação do canal combinadas com o uso de múltiplas antenas, além de introduzirem diversidade espacial e temporal nos sinais transmitidos pelas diferentes antenas. Duas técnicas são utilizadas: códigos de bloco espaço-temporais (STBC) e códigos em treliça espaço-temporais (STTC) [27]. A técnica STBC provê ganhos de codificação menores que a técnica STTC, porém é mais utilizada, pois a decodificação é realizada utilizando um simples processamento linear. Na técnica STTC, a complexidade de decodificação aumenta exponencialmente em função da taxa de transmissão [26]-[27].

5.3.1 Maximal-Ratio Receive Combining (MRRC)

Nesse cenário, o sistema possui uma antena transmissora e várias antenas receptoras, conforme exemplo da Figura 5.2. O esquema consiste em combinar o sinal recebido pelas diversas antenas receptoras de forma a melhorar a confiabilidade do canal (taxa de erro de símbolo) [28]. Como existe somente uma antena transmissora, trata-se de um sistema SIMO e não MIMO. O MRRC é uma forma de combinar os sinais em vários receptores, sendo que a informação não é codificada no espaço-tempo, ou seja, o MRRC não é um STC.

Para o cenário com duas antenas receptoras da Figura 5.2, considere que, em determinando instante de tempo o sinal s_0 seja enviado. O sinal recebido é uma cópia atenuada e defasada do sinal original, s_0, mais ruído. O modelo dos enlaces entre as antenas receptoras e a transmissora é

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \tag{5.7}$$

em que α representa a envoltória do canal, e θ, um defasamento.

O sinal recebido é

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \tag{5.8}$$

Caso o modelo do canal seja conhecido, os sinais em (5.8) podem ser combinados de forma a reforçar o sinal recebido. As características do canal podem ser obtidas utilizando-se uma seqüência de treinamento antes de iniciar a transmissão. O sinal transmitido será reforçado caso os sinais recebidos sejam combinados conforme a equação

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 = \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2\right) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \tag{5.9}$$

A equação (5.9) mostra que, combinando-se os sinais recebidos nas duas antenas, é possível estimar o sinal enviado com maior precisão. Caso o sinal enviado sofra grande atenuação em um dos percursos, a informação ainda pode ser extraída do sinal do outro percurso, aumentando a confiabilidade do sistema.

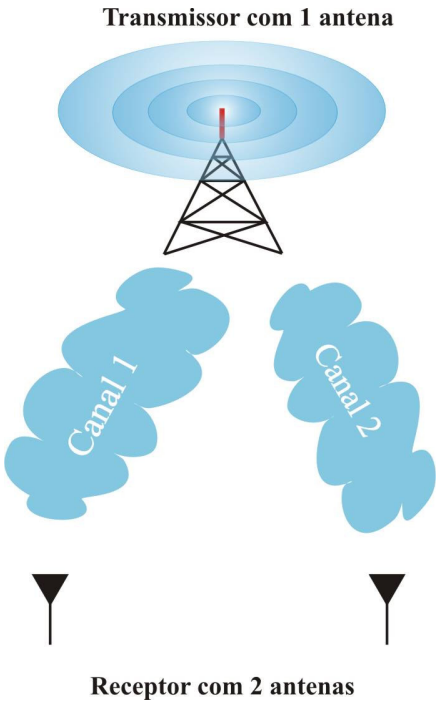


Figura 5.2 Exemplo de sistema MRRC.

5.3.2 Código de Alamouti

Enquanto o esquema MRRC usa uma antena transmissora e várias antenas receptoras, o código de Alamouti [28] usa duas antenas transmissoras e uma antena receptora, sendo, portanto, um sistema MISO, Figura 5.3. Nesse esquema de transmissão, o sinal é codificado tanto no espaço quanto no tempo.

Para o exemplo da Figura 5.3, durante um período de símbolo, dois sinais são transmitidos simultaneamente, um em cada antena (s_0 é transmitido pela antena 0 e s_1 é transmitido na antena 1). No próximo período de símbolo, o sinal $-s_1^*$ é enviado pela antena 0 e o sinal s_0^* é enviado pela antena 1, conforme Tabela 5.1. Como são transmitidos sempre blocos de 2 símbolos, o código de Alamouti é um STBC.

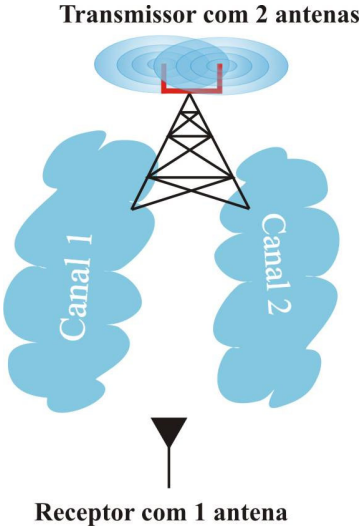


Figura 5.3 Modelo do canal para uso do código de Alamouti.

Tabela 5.1 Seqüência de transmissão dos sinais usada no código de Alamouti

	Antena 0	Antena 1
t	s_0	s_1
$t+T$	$-s_1^*$	s_0^*

Nesse esquema, é necessário que os receptores conheçam o modelo do canal, que pode ser obtido por meio de uma seqüência de treinamento. Além disso, o canal é considerado estacionário durante dois períodos de símbolos consecutivos, e é modelado por

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \tag{5.10}$$

O sinal que é recebido na antena receptora nos instantes t e $t + T$ é

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \tag{5.11}$$

O receptor deve esperar pelos sinais enviados no período t e $t + T$ antes de iniciar o processamento. A partir desses sinais e conhecendo-se o modelo do canal, o receptor recupera os sinais enviados combinando os sinais recebidos. A combinação é realizada de acordo com

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* = \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2\right) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \tag{5.12}$$
$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* = \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2\right) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0$$

Assim como o esquema MRRC, a codificação de Alamouti também aumenta a confiabilidade do sistema de comunicação. A equação (5.12) mostra que, combinando-se os sinais transmitidos pelas duas antenas, é possível estimar o sinal enviado com maior precisão. Caso o sinal enviado sofra grande atenuação em um dos percursos, a informação enviada ainda pode ser extraída do sinal no outro percurso. Para exemplificar o ganho que o termo $\left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2\right)$ traz no sistema, a Figura 5.4 mostra a envoltória da função de transferência quando é utilizado um canal e quando são utilizados dois canais. Na figura, o eixo horizontal representa amostras e o eixo vertical o valor da envoltória, em dB. Observa-se que o desvanecimento pode ser combatido quando é utilizado mais de um canal.

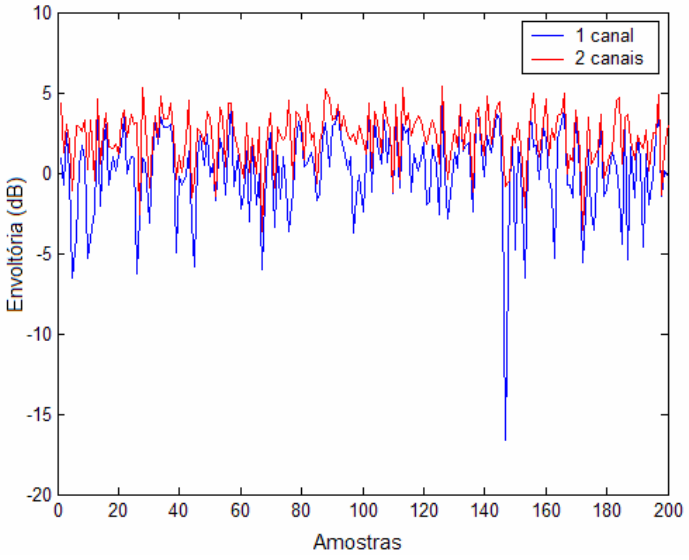


Figura 5.4 Envoltória do canal.

O código de Alamouti pode ser utilizado com mais de um receptor (sistema MIMO). Nesse caso, o mecanismo de transmissão continua o mesmo, obedecendo a seqüência de transmissão de símbolos da Tabela 5.1. O mecanismo de recepção varia de acordo com a quantidade de antenas receptoras. Para 2 antenas receptoras, a Tabela 5.2 exibe a definição do canal e a Tabela 5.3 mostra o sinal recebido nos instantes t e $t + T$.

Tabela 5.2 Canal entre transmissores e receptores no esquema de Alamouti.

	Antena Rx 0	Antena Rx 1
Antena Tx 0	h_0	h_2
Antena Tx 1	h_1	h_3

Tabela 5.3 Sinal recebido nas antenas receptoras no esquema de Alamouti.

	Antena Rx 0	Antena Rx 1
t	r_0	r_2
$t + T$	r_1	r_3

Com as definições apresentadas na Tabela 5.2 e na Tabela 5.3, pode-se escrever as expressões para os sinais recebidos nas duas antenas como

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\ r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\ r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3 \end{aligned} \tag{5.13}$$

No receptor, os sinais são combinados para recuperar os sinais enviados conforme as equações

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_2^* r_2 - h_3 r_3^* \end{aligned} \tag{5.14}$$

Assim, os sinais transmitidos são dados por

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2\right) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= \left(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2\right) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2 \end{aligned} \tag{5.15}$$

A equação (5.15) mostra como recuperar os sinais recebidos quando o sistema utiliza 2 antenas receptoras. Tal procedimento pode ser generalizado para M antenas receptoras.

Normalmente, o processo de codificação na técnica STBC é representado por uma matriz onde as colunas mostram como o sinal é inserido nas antenas transmissoras e as linhas mostram como o sinal é transmitido em determinado período de símbolo. A representação

matricial do código de Alamouti é dada pela matriz em (5.16). A primeira linha da matriz informa os símbolos que serão transmitidos no instante inicial e a segunda linha, os símbolos que serão transmitidos no instante seguinte. A primeira coluna mostra os símbolos que serão transmitidos na primeira antena transmissora e a segunda coluna, os símbolos que serão transmitidos na segunda antena transmissora.

$$S = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix} \tag{5.16}$$

O código de Alamouti transmite 2 símbolos em 2 períodos consecutivos, sendo, portanto, um código de taxa 1 (taxa igual a 1). Pode-se mostrar que esse código é o único, para símbolos complexos, de taxa 1. Para um número arbitrário de antenas transmissoras, a taxa máxima que se pode obter é 1/2, ou seja, cada bloco com n símbolos é transmitido em $2n$ períodos de símbolos. No caso específico de 2, 3 ou 4 antenas transmissoras, pode-se obter taxas de até 3/4, ou seja, cada bloco com $3n$ símbolos são transmitidos em $4n$ períodos de símbolos. Taxas unitárias só podem ser conseguidas para qualquer número de antenas transmissoras quando os símbolos utilizados são reais [29].

5.3.3 Outros códigos em bloco

O código de Alamouti é o único, para símbolos complexos, com taxa unitária. Vários outros códigos em bloco podem ser utilizados na codificação dos sinais na transmissão e eles se diferem do código de Alamouti nos seguintes aspectos:

- A matriz de transmissão nem sempre é quadrada;
- A taxa do código é sempre menor que um;
- A ortogonalidade na matriz de transmissão existe somente na dimensão temporal, e não mais na dimensão espacial.

O nome desses códigos é formado por uma letra e um número. A letra especifica qual a taxa do código e o número a quantidade de antenas transmissoras utilizadas. Para códigos de

taxa 1 (Alamouti), 1/2 e 3/4, as letras utilizadas são, respectivamente, S, G e H. Dessa forma, o código S é um código de taxa 1, G_3 possui taxa 1/2 com 3 antenas transmissoras, H_4 é um código de taxa 3/4 com 4 antenas transmissoras e assim por diante. Os códigos G_3, G_4, H_3 e H_4 são dados, respectivamente, por [30]

$$\mathrm{G}_3 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{pmatrix} \tag{5.17}$$

$$\mathrm{G}_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \tag{5.18}$$

$$\mathrm{H}_3 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3/\sqrt{2} \\ -s_2^* & s_1^* & s_3/\sqrt{2} \\ s_3^*/\sqrt{2} & s_3^*/\sqrt{2} & \left(-s_1 - s_1^* + s_2 + s_2^*\right)/2 \\ s_3^*/\sqrt{2} & -s_3^*/\sqrt{2} & \left(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*\right)/2 \end{pmatrix} \tag{5.19}$$

$$\mathrm{H}_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3/\sqrt{2} & s_3/\sqrt{2} \\ -s_2^* & s_1^* & s_3/\sqrt{2} & -s_3/\sqrt{2} \\ s_3^*/\sqrt{2} & s_3^*/\sqrt{2} & \left(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*\right)/2 & \left(-s_2 - s_2^* + s_1 - s_1^*\right)/2 \\ s_3^*/\sqrt{2} & -s_3^*/\sqrt{2} & \left(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*\right)/2 & -\left(s_1 + s_1^* + s_2 - s_2^*\right)/2 \end{pmatrix} \tag{5.20}$$

Para exemplificar o mecanismo de detecção do sinal, será considerado o uso do código G_3. A aplicação de qualquer outro código é automática. Inicialmente, será considerada somente uma antena receptora. Para a transmissão do sinal pelo código G_3 são necessárias 3

antenas transmissoras. Considerando somente uma antena receptora, existem 3 canais entre os transmissores e o receptor, dado pela Tabela 5.4.

Tabela 5.4 Canal entre transmissores e receptor no código G_3.

	Antena Rx 1
Antena Tx 1	$h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$
Antena Tx 2	$h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}$
Antena Tx 3	$h_3 = \alpha_3 e^{j\theta_3}$

Após a transmissão, os sinais recebidos nos 8 instantes de tempo é, em forma matricial

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5^* \\ r_6^* \\ r_7^* \\ r_8^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3^* & 0 & -h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{pmatrix} \tag{5.21}$$

Em notação matricial, a equação (5.21) é escrita como

$$\overline{R} = \overline{H}\,\overline{S} + \overline{N} \tag{5.22}$$

em que $\overline{R}$ é uma matriz de ordem 8 x 1, $\overline{H}$ é de ordem 8 x 4, $\overline{S}$ é de ordem 4 x 1 e $\overline{N}$ é de ordem 8 x 1.

Multiplicando os dois lados pela transposta conjugada de $\overline{H}$

$$\overline{Y} = \overline{H}^H \overline{R} = 2\left(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2\right)\overline{I}\,\overline{S} + \overline{H}^H \overline{N} \tag{5.23}$$

em que $\overline{Y}$ é uma matriz de ordem 4 x 1 e $\overline{I}$ é identidade de ordem 4.

Desenvolvendo a equação (5.23)

$$\overline{Y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = 2\left(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2\right) \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} + \overline{H}^H \overline{N} \tag{5.24}$$

De (5.24), pode-se perceber que y_i são os sinais enviados, adicionados ao ruído e multiplicados por um fator que representa o ganho dos canais. Dessa forma, através de uma operação linear (multiplicação de matrizes), os sinais enviados podem ser recuperados. Caso o nível do sinal sofra fortes quedas em um determinado caminho, ele ainda pode ser recuperado dos outros dois caminhos disponível, como indica o termo $2\left(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2\right)$. A lógica de decisão para encontrar o símbolo transmitido é aplicada a equação (5.24),

O esquema de detecção apresentado funciona para uma antena receptora. Para mais de uma antena receptora a extensão é imediata. Cada antena receptora do conjunto realizará o mesmo processamento do sinal recebido, como se fosse a única antena que estivesse recebendo. O sinal recebido e tratado por todas as antenas receptoras é somado e a lógica de decisão é aplicada.

5.3.4 Aplicações para ganho de diversidade

O ganho de diversidade é dependente de vários parâmetros, entre eles o esquema de modulação do sinal. A Figura 5.5 mostra a taxa de erro de símbolo (SER) para os diversos esquemas de diversidade apresentados quando é utilizada a modulação BPSK. A potência total transmitida foi considerada a mesma em todos os casos. Dessa forma, supondo que seja transmitida 1 unidade de potência nos casos em que existe somente uma antena transmissora, será transmitida 0,5 unidades de potência em cada antena nos casos em que existem 2 antenas transmissoras. A simulação foi realizada considerando a transmissão de $2\text{x}10^5$ símbolos em cada canal de comunicação. Na recepção, os sinais foram tratados conforme a descrição nas seções anteriores. Após esse processo, a taxa de erro de símbolo foi calculada.

O desempenho do código de Alamouti com uma antena receptora é inferior em 3 dB em comparação ao MRRC com 2 antenas receptoras. Isso se deve ao fato de que cada antena, no código de Alamouti, transmite somente metade da potência que uma única antena transmite no MRRC [28]. É importante observar a melhora significativa que o código de Alamouti fornece em relação a um sistema SISO. Para o esquema de modulação BPSK, para se conseguir uma BER de cerca de 10^{-3} é necessário uma SNR de 15 dB quando é utilizado o código de Alamouti com uma antena receptora e de 24 dB em um sistema SISO. Observa-se que o código G_3, quando é utilizada uma única antena receptora, fornece SER semelhante ao código de Alamouti com duas antenas receptoras, para SNR de até 18 dB. Apesar disso, é importante lembrar que o esquema de transmissão G_3 possui taxa 1/2, enquanto que a transmissão pelo código de Alamouti apresenta taxa 1.

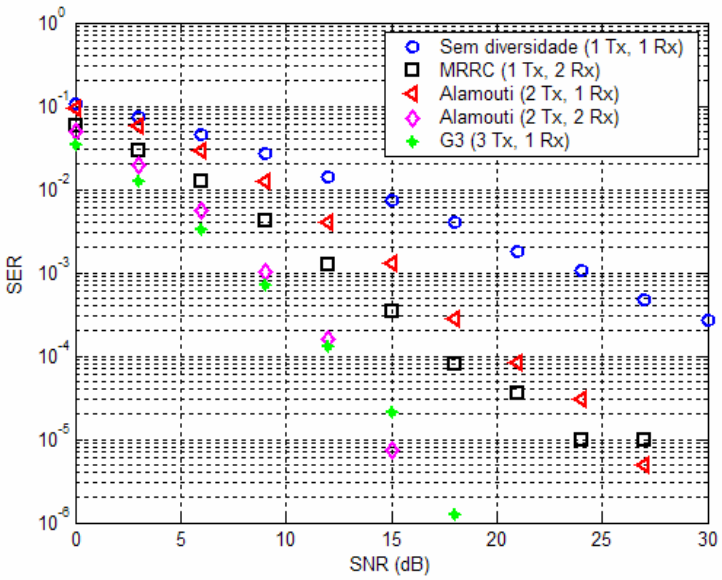
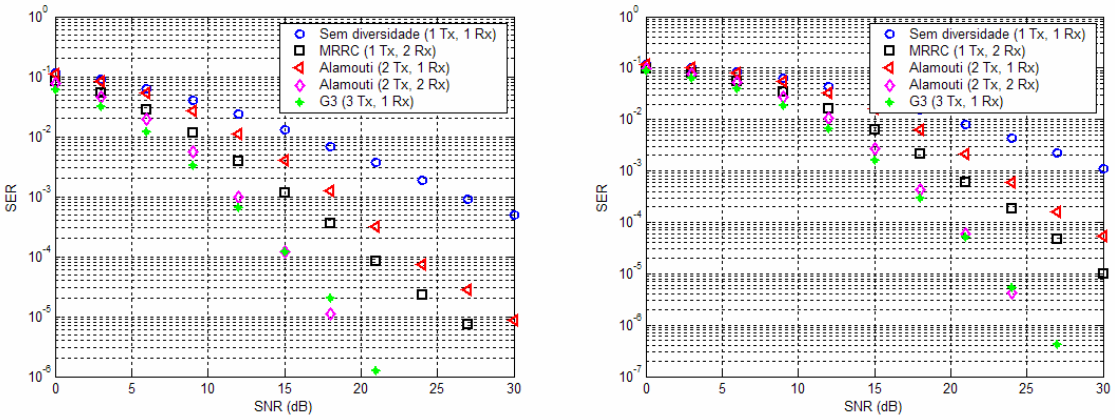


Figura 5.5 SER para diversos esquemas de diversidade com os símbolos modulados em BPSK.

Aumentando a ordem de modulação do PSK, as curvas apresentadas na Figura 5.5 se deslocam para a direita. Isso se deve ao fato de que, na constelação do M-PSK, quanto maior o valor de M mais próximos os símbolos ficam um do outro. A Figura 5.6 mostra a SER para os mesmos esquemas de diversidade apresentados na Figura 5.5, mas com os símbolos modulados em QPSK e 8-PSK.



(a) (b)

Figura 5.6 SER para diversos esquemas de diversidade.

símbolos modulados em QPSK e (b) símbolos modulados em 8-PSK.

5.4 Ganho de multiplexação espacial

Além do ganho de diversidade, a tecnologia MIMO também proporciona ganho de multiplexação, permitindo aumentar a taxa de transmissão do sistema ou diminuir a banda necessária para a transmissão do sinal. O funcionamento da multiplexação espacial em sistemas MIMO consiste em transmitir *N* fluxos independentes de dados usando as *N* antenas transmissoras.

5.4.1 Arquitetura BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time)

Na arquitetura BLAST (ou D-BLAST) o número de antenas receptoras (*n*) é igual ao número de antenas transmissoras (*n*). Um fluxo de dados inicialmente é demultiplexado em *n* fluxos de mesma taxa de transmissão e cada fluxo é transmitido por uma antena. Após τ segundos, cada fluxo sofre um deslocamento e é transmitido pela antena seguinte, tal que, após $n \times \tau$ segundos ocorre um ciclo completo. Isso garante que nenhum dos *n* fluxos percorra o pior caminho até a recepção durante todo o tempo. Como os *n* fluxos são transmitidos na

mesma faixa de freqüência, com a mesma taxa de transmissão, a capacidade do sistema aumenta por um fator de até n [31]. A Figura 5.7 ilustra esse processo.

Para exemplificar, suponha um exemplo com 6 antenas transmissoras e receptoras transmitindo continuamente a seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0$... $a_ib_ic_id_ie_if_i$, onde cada letra representa um símbolo ou um conjunto de símbolos [31]. No intervalo de tempo [0, τ), a_0 é transmitido pela antena 1, b_0 é transmitido pela antena 2 e assim sucessivamente. No intervalo de tempo [τ, 2τ), o a_1 é transmitido pela antena 6, b_1 é transmitido pela antena 1, c_1 pela antena 2 e assim sucessivamente. No intervalo de tempo [2τ, 3τ), a_2 é transmitido pela antena 5, b_2 pela antena 6, c_2 pela antena 1 e assim por diante. A Figura 5.8 ilustra a transmissão dessa seqüência.

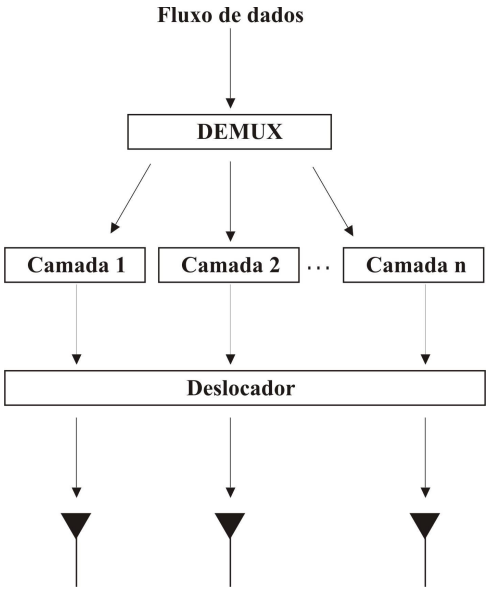


Figura 5.7 Transmissão na arquitetura BLAST.

Na recepção, cada antena recebe o sinal enviado por todas as antenas transmissoras. É necessária uma forma de desembaralhar o sinal e identificar qual foi o sinal enviado. Para isso, considera-se que a matriz que representa o canal é conhecida. Essa matriz pode ser determinada por meio de uma seqüência de treinamento.

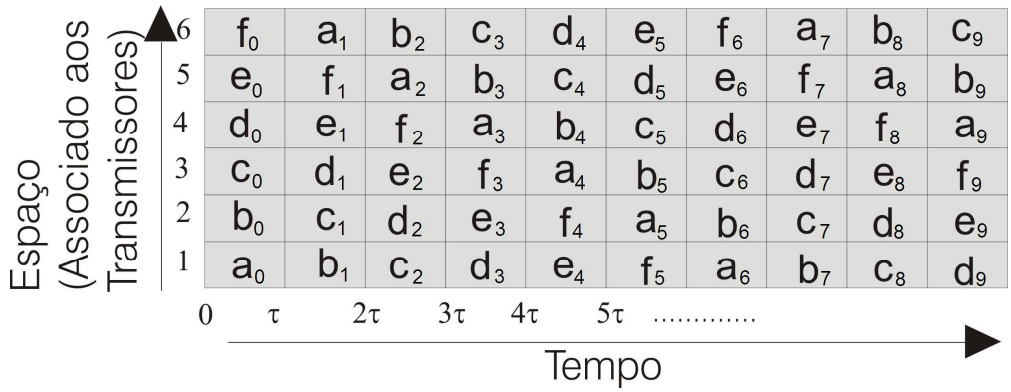


Figura 5.8 Transmissão da seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0... a_ib_ic_id_ie_if_i$ na arquitetura BLAST para 6 antenas receptoras e transmissoras.

Para ilustrar o funcionamento da recepção na arquitetura BLAST, considere o mesmo exemplo da transmissão da seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0... a_ib_ic_id_ie_if_i$. Suponha que os sinais que estão sendo detectados são os formados pela seqüência $a_0a_1... a_i$, a qual forma uma diagonal como mostra a Figura 5.9. Suponha ainda que os símbolos abaixo dessa diagonal já foram detectados.

A detecção do símbolo é feita em duas partes. A primeira tem por objetivo remover os símbolos já conhecidos do vetor de sinais recebidos durante a detecção do símbolo enviado pela antena k. Como foi considerado que os símbolos enviados pelas antenas 0 ... k-1 já são conhecidos, basta subtrair do vetor de sinais recebidos esses símbolos. Para detectar corretamente o símbolo, também é necessário remover a interferência dos símbolos transmitidos pelas antenas k+1 ... n do vetor de sinais recebidos. Isso é conseguido projetando o vetor de sinais recebidos no maior subespaço ortogonal ao subespaço formado pelos sinais recebidos dos transmissores k+1 ... n, ou seja, projetando o vetor de sinais recebidos em [31].

$$\overline{H}_{.[k+1,n]}^{\perp} \tag{5.25}$$

em que $\overline{H}_{.[k+1,n]}$ é a matriz formada pelas colunas k+1...n de $\overline{H}$ e o símbolo $\perp$ indica o subespaço ortogonal a $\overline{H}_{.[k+1,n]}$.

Usando essa forma de codificação e decodificação do sinal, a arquitetura BLAST consegue enviar *n* fluxos de dados simultâneos utilizando a mesma faixa de freqüência, aumentando consideravelmente a capacidade do canal de comunicação.

Figura 5.9 Recepção da seqüência $a_0b_0c_0d_0e_0f_0... \; a_ib_ic_id_ie_if_i$ na arquitetura BLAST para 6 antenas receptoras e transmissoras.

5.4.2 Arquitetura V–BLAST (Vertical – Bell Laboratories Layered Space-Time)

A arquitetura V-BLAST é uma simplificação da arquitetura D-BLAST. Nessa nova arquitetura, o número de antenas receptoras, *N*, pode ser diferente do número de antenas transmissoras, *M*. Na transmissão, um fluxo de dados é dividido em *M* fluxos e cada um desses fluxos alimenta uma antena transmissora. Diferentemente da arquitetura D-BLAST, a transmissão na arquitetura V-BLAST não faz o deslocamento dos fluxos entre as antenas transmissoras [32].

Nessa arquitetura, cada transmissor opera ao mesmo tempo e na mesma freqüência, e, cada um deles, é um transmissor QAM. A potência transmitida em cada uma das antenas transmissoras é proporcional a 1/*M*, de forma que a potência total radiada é independente da quantidade de transmissores.

Supondo que foi transmitida a seqüência de símbolos $\overline{a} = (a_1 \quad a_2 \quad ... \quad a_M)^T$, o sinal recebido é dado por

$$\overline{r} = \overline{\overline{H}}\ \overline{a} + \overline{n} \tag{5.26}$$

A detecção dos *M* fluxos enviados é feita considerando que, para cada fluxo, ele é o fluxo desejado e os outros *M*-1 são interferentes. Uma das formas de se conseguir isso é usando técnicas de antenas inteligentes, gerando nulos nas direções dos sinais interferentes. Como foram enviados *M* fluxos, *M* pesos devem ser escolhidos de forma a separar os *M* sinais enviados. Os pesos para ajudar na detecção no *i*-ésimo fluxo enviado são tais que

$$\overline{w}_i^T \overline{H}_j = \delta_{ij} \tag{5.27}$$

onde $\overline{H}_j$ é a *j*-ésima coluna da matriz que representa o canal e δ_{ij} é o delta de Kronecker.

Escolhendo os pesos segundo a equação (5.27), o sinal recebido será

$$y_i = \overline{w}_i^T \overline{r} \tag{5.28}$$

O sinal y_i está pronto para ser decodificado por um decodificador QAM. No primeiro fluxo, isso é exatamente o que é feito. Já no segundo fluxo, como o símbolo relativo ao primeiro fluxo já foi identificado, este símbolo é subtraído do sinal recebido (5.26) de forma a se obter um sinal recebido modificado que não possui mais a influência desse símbolo. A partir daí, os pesos da antena são calculados segundo a equação (5.27) e a decodificação do sinal enviado no segundo fluxo é feito usando y_2. Na detecção do *m*-ésimo fluxo, inicialmente são retirados do sinal recebido os *m*-1 símbolos já detectados. Os pesos do conjunto são calculados e o novo símbolo é detectado.

Assim como na arquitetura D-BLAST, essa arquitetura permite enviar *M* sinais simultâneos na mesma faixa de freqüência, aumentando a capacidade do canal em até *M* vezes.

5.5 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se a tecnologia MIMO, que aproveita os efeitos multipercursos para diminuir drasticamente a SER usando codificação do sinal no espaço-tempo. Foi apresentado o conceito de código espaço-temporal, que são divididos em dois tipos: em treliça e em bloco. Códigos em treliça apresentam ganho superior aos códigos em bloco, porém a complexidade computacional na sua implementação aumenta exponencialmente em função da taxa de transmissão. Já com a utilização de códigos em bloco, a detecção do sinal é realizada usando operações lineares. Mesmo com ganho inferior aos códigos em treliça, a codificação em bloco apresenta ótimos resultados, diminuindo a taxa de erro de símbolo significantemente.

Além de apresentar bons resultados, o código de Alamouti é o único código que possui taxa unitária. Essa característica pode fazer com que seja preferível usar este código à outro que possua melhor resultado na SER.

Este capítulo também apresentou dois esquemas de transmissão do sinais que permitem o envio de vários sinais simultaneamente, o que permite aumentar a taxa de transmissão e(ou) a eficiência de banda do sistema.

Toda a análise apresentada foi para canais banda estreita. Para a transmissão de sinais com faixa de freqüência maior que a banda de coerência do canal, é necessário o uso de técnicas auxiliares como OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [27].

6 Aplicações de antenas inteligentes e sistemas MIMO

Nos capítulos anteriores, foram detalhados como funcionam as antenas inteligentes e a tecnologia MIMO. Na fase atual de desenvolvimento, a aplicação desses conceitos a sistemas de comunicação nem sempre é possível ou ainda não se mostra economicamente viável. Neste capítulo, o objetivo é indicar como esses conceitos poderiam ser aplicados em sistemas que estão em uso atualmente, como IS-136, IS-95 e GSM. Pretende-se, também, apresentar o uso desses conceitos em sistemas celulares de terceira geração, como o IS-2000.

6.1 Sistemas FDMA, TDMA e DS-CDMA

A primeira geração de sistemas celulares emprega a divisão na freqüência como forma de múltiplo acesso. Nesse caso, uma faixa de freqüência específica é alocada para somente um usuário do sistema. No padrão AMPS [33], característico da primeira geração de sistemas celulares, é utilizada uma faixa de 50 MHz, com duplexação na freqüência (FDD), sendo 25 MHz para o enlace de subida e 25 MHz para o de decida. Cada uma das faixas de 25 MHz é dividida em 666 canais de 30 kHz, de modo que um usuário ocupa um canal.

Outra forma de múltiplo acesso é por divisão no tempo. Nesse esquema, a divisão do canal entre os vários usuários do sistema é feita dividindo-se o tempo em vários *slots* e alocando um *slot* para o usuário. A comunicação entre a estação base (BTS) e determinado terminal móvel (TM) acontece somente durante o intervalo de tempo associado ao TM.

Nos sistemas IS-136 e GSM, a forma de múltiplo acesso utilizada é FDMA/TDMA [33] [34]. Neles, a faixa de freqüência disponível é dividida em canais de 30 kHz (IS-136) e 200 kHz (GSM) e cada canal é compartilhado no tempo por 3 (IS-136) e 8 (GSM) usuários.

Devido à importância desses padrões no sistema móvel celular, eles serão considerados como estudos de caso para o uso de antenas inteligentes e MIMO.

Em sistemas CDMA, vários usuários compartilham a mesma faixa de freqüência ao mesmo tempo. Ao sinal transmitido a determinado usuário é associado um código, e o receptor, conhecendo este código, consegue separar o sinal desejado de todos os outros.

Para que a separação entre os diversos sinais seja possível, é necessário ortogonalidade entre os sinais. No caso do CDMA, essa ortogonalidade é feita pelo código associado ao sinal, sendo que este código é multiplicado ao sinal original [38]. O tempo de bit do código (*chip*) é muito menor que o do sinal original, ocasionando o espalhamento espectral do sinal.

Devido aos benefícios trazidos por esta técnica de múltiplo acesso, ela está sendo adotada na maioria dos padrões de terceira geração de telefonia móvel celular.

6.2 Uso de antenas inteligentes em sistemas FDMA/TDMA/FDD no enlace de subida

Nesta seção, mostra-se uma arquitetura desenvolvida na Universidade de Uppsala e que teve por objetivo a criação de um sistema de antenas inteligentes com 2 TM alocados no mesmo *timeslot* e na mesma freqüência. O sistema utilizado foi o DCS-1800 (GSM) e considerou-se somente a transmissão no enlace de subida. Um conjunto circular de antenas, com elementos espaçados a 0,56 λ foi empregado na BTS [35].

No sistema DCS-1800, a separação entre as freqüências dos enlaces de descida e do enlace de subida é 95 MHz, ou seja, é muito grande e, por isso, o canal móvel não pode ser considerado o mesmo nos dois enlaces. Uma das formas de se contornar esse problema é fazer com que a BTS envie informações a respeito do canal para o TM, porém essa situação não foi considerada. Além disso, caso os sistemas fossem por duplexação no tempo (TDD), essa abordagem funcionaria tanto para o enlace de subida quanto para o de descida.

Para diferenciar os dois TM, são usadas seqüências de treinamento distintas. Terminais que estiverem na mesma freqüência, no mesmo *timeslot* e possuírem a mesma seqüência de treinamento interferirão entre si. Neste exemplo, os 2 TM transmitem canais de tráfego na mesma freqüência, ao mesmo tempo, porém com seqüências de treinamento distintas. No sistema GSM, essa seqüência possui tamanho de 26 bits.

Na arquitetura considerada, o sinal recebido pelo conjunto de antenas é enviado para dois módulos de formação de lóbulos do diagrama de radiação, que processarão o sinal recebido de forma a privilegiar o primeiro ou o segundo usuário, Figura 6.1. Os pesos de cada módulo são calculados segundo o método de formação ótima de lóbulos, equação (3.5). No primeiro módulo, os pesos calculados maximizam a SNR na direção do primeiro TM anulando a interferência do segundo TM e, no segundo módulo, os pesos fazem o inverso.

Para os cálculos do peso de acordo com o método de formação ótima de lóbulos, são necessárias informações sobre a matriz de correlação e o vetor espacial na direção do usuário. A matriz de correlação é estimada utilizando-se amostras da seqüência de treinamento e é obtida a partir da equação (2.32). O vetor espacial na direção do sinal desejado também é calculado com base na seqüência de treinamento conforme a equação

$$\bar{s} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \bar{x}_i r_i^* \tag{6.1}$$

onde $\bar{x}_i$ é o sinal recebido no instante i e r_i^* é o complexo conjugado do i-ésimo sinal de referência.

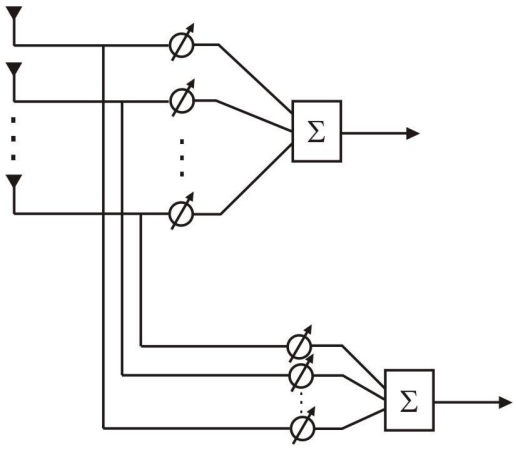


Figura 6.1 Arquitetura utilizada na BTS.

Os resultados da implementação desse sistema mostraram aumento mínimo de 17 dB na relação entre a potência da portadora e a potência dos sinais interferentes (C/I), conforme Tabela 6.1 [35].

Vale ressaltar que esse sistema também poderia funcionar no enlace de descida caso o vetor espacial, ao invés de ser calculado pela equação (6.1), fosse determinado usando sua forma analítica para um conjunto circular de antenas dada pela equação (2.22). Nesse caso, a direção de chegada do ângulo de cada usuário poderia ser obtida utilizando algum método de estimação de ângulo de chegada.

Tabela 6.1 Relação C/I [35]

Separação entre as fontes	Aumento na relação C/I
180º	32
135º	34
90º	34
45º	34
10º	31
5º	17
2,5º	18

6.3 Uso de antenas inteligentes em sistemas TDMA/FDD

Outra abordagem no uso de antenas inteligentes em sistemas TDMA/FDD é aproveitar os efeitos multipercursos, somando em fase as múltiplas cópias do sinal recebido [36].

A Figura 6.2 ilustra a arquitetura desse sistema para a recepção. O esquema considera o modo de operação TDMA/FDD e a existência de D sinais relativos aos efeitos multipercurso (m_1, m_2, ..., m_D) incidindo sobre um conjunto de antenas com L elementos, em que considera-se $L \leq D$. O sistema é capaz de tratar K sinais relativos aos efeitos multipercurso, possuindo, portanto, K vetores de pesos no módulo de formação de lóbulos.

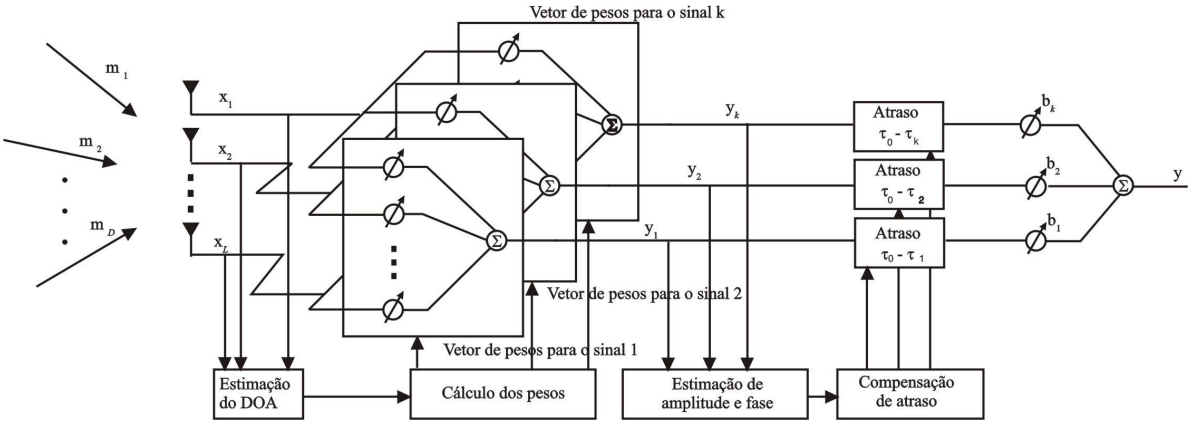


Figura 6.2 Sistema de antenas inteligentes para compensação dos efeitos multipercursos na recepção.

Nesse sistema, o sinal recebido em cada antena do conjunto – o somatório de *D* sinais – é enviado para um módulo de estimação de ângulo de chegada, que identifica a direção de chegada dos *D* sinais incidentes. Este módulo pode executar qualquer algoritmo visto no capítulo 4. As estimativas dos ângulos incidentes são enviadas para o módulo de formação de lóbulos, que tem o objetivo de isolar *K* sinais multipercursos. Por isso, são calculados *K* vetores de pesos usando o método de formação ótima de lóbulos, equação (3.5). A saída desse módulo é uma estimativa de *K* dos *D* sinais incidentes no conjunto. Esses sinais são inseridos em um módulo de estimação de amplitude e fase do canal, cuja saída é utilizada em um módulo de compensação de fase de cada um dos *K* sinais estimados. Com a fase corrigida, esses sinais são ponderados e somados para se obter uma versão do sinal incidente melhor do que qualquer um dos sinais multipercursos amostrados.

Para a estimação dos ângulos de chegada, e também para uso no módulo de formação de lóbulos, é necessário o conhecimento da matriz de correlação do sinal. Essa matriz é obtida por meio de amostras de uma seqüência de treinamento.

O esquema de transmissão é praticamente o inverso do esquema de recepção. O sinal a ser transmitido para o usuário é dividido em *K* sinais, cada um deles defasado de forma a compensar a defasagem que ocorre no ambiente de propagação. Os sinais defasados passam para um módulo de formação de lóbulos, onde os pesos são calculados com o método de

formação ótima de lóbulos, e transmitidos. Dessa forma, são transmitidas *K* cópias do sinal de modo que nenhuma cópia interfere em outra. A Figura 6.3 ilustra esse processo.

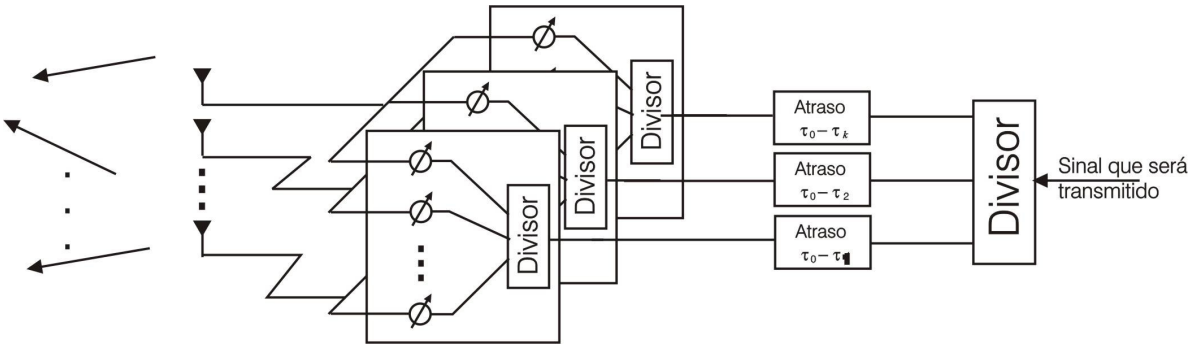


Figura 6.3 Sistema de antenas inteligentes para compensação dos efeitos multipercursos na transmissão.

Essa arquitetura foi simulada considerando um conjunto circular de antenas com 4 elementos espaçados a 0,4λ [36]. Assumiu-se que a existência de 2 sinais provenientes de multipercursos com atrasos de 0 e 2T com direções de chegada de 0° e 90°. Cada rajada era constituída de 120 símbolos, sendo 15 símbolos para treinamento e 105 símbolos para dados. O sinal foi modulado usando QPSK.

A Tabela 6.2 mostra a ordem de grandeza da taxa de erro de bit (BER) no enlace de subida em três situações: com o uso de uma única antena omnidirecional, com o uso dessa arquitetura com um único lóbulo para resolver um multipercurso e com o uso dessa arquitetura com dois lóbulos para resolver dois multipercursos. Pode-se verificar que a BER diminui significativamente quando são utilizados dois lóbulos. Isso ocorre porque os dois caminhos multipercursos são independentes e, por isso, há ganho de diversidade espacial quando é utilizado informações sobre os dois caminhos.

Tabela 6.2 BER no enlace de subida [36].

	BER (ordem de grandeza)		
SNR (dB)	Uma antena (omnidirecional)	Um conjuno de pesos (um lóbulo)	Dois conjuntos de pesos (dois lóbulos)
0	0,5	10^{-1}	10^{-2}
5	0,5	10^{-2}	10^{-2}
10	0,5	10^{-2}	10^{-3}
15	0,5	10^{-3}	10^{-4}
20	0,5	10^{-3}	10^{-5}
25	0,5	10^{-4}	10^{-6}
30	0,5	10^{-4}	10^{-7}

6.4 Uso de antenas inteligentes e código de Alamouti em sistemas GSM

Este exemplo utiliza o código de Alamouti e algumas técnicas de formação de lóbulo para se obter ganho de diversidade em sistemas GSM. Nesse modelo, são usadas células hexagonais com 3 ou 6 setores, sendo que as BTS estão situadas nos vértices dos hexágonos. Cada BTS está equipada com um conjunto de antenas e cada TM está equipado com 2 antenas. A comunicação com os terminais móveis se dá pelas 2 BTS mais próximas [37]. A Figura 6.4 mostra um desenho esquemático desse modelo.

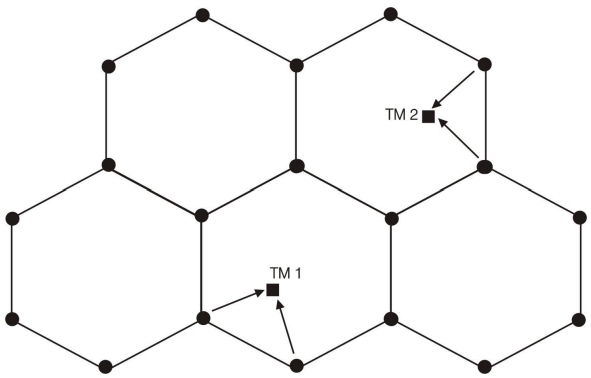


Figura 6.4 Estrutura das células com as BTS em sistemas GSM.

Na transmissão da BTS para o TM, inicialmente, o fluxo de dados que será transmitido é demultiplexado em 2 fluxos. Em seguida, esses 2 fluxos são codificados usando-se o código de Alamouti, conforme equação (5.12). Cada um dos fluxos é enviado para uma BTS. Antes de iniciar a transmissão, cada fluxo passa por um módulo de formação de lóbulos de forma a direcionar o sinal para o usuário. A Figura 6.5 ilustra esse processo.

A Figura 6.6 ilustra o processo de transmissão do TM para a BTS. O fluxo de dados também é codificado segundo o código de Alamouti antes de ser transmitido e, pelo fato do móvel possuir somente 2 antenas, não há módulo de formação de lóbulos.

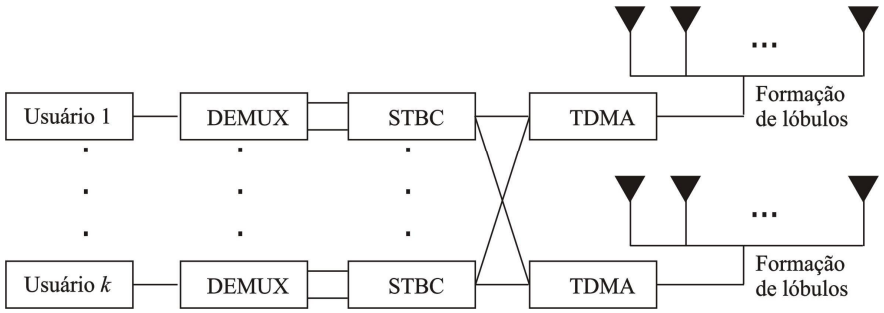


Figura 6.5 Transmissão da BTS para o TM usando codificação de Alamouti.

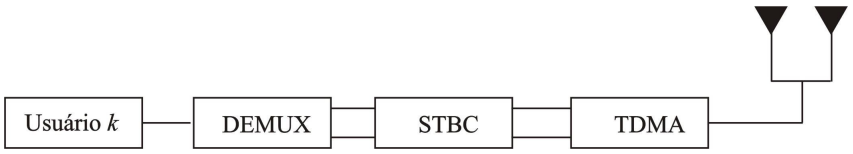


Figura 6.6 Transmissão do TM para a BTS usando codificação de Alamouti.

Para a utilização do código de Alamouti, são necessárias informações sobre o canal, que podem ser obtidas por meio da seqüência de treinamento do GSM. Além disso, o módulo de formação de lóbulos requer o conhecimento do vetor espacial na direção do usuário. Esse vetor também pode ser obtido com o auxílio da seqüência de treinamento, usando-se a equação (6.1).

Essa arquitetura foi analisada e simulada, e a BER é apresentada em [37]. Considerou-se que cada célula possui raio de 750 m e que os terminais móveis estavam aleatoriamente distribuídos. Como modelo de propagação foi utilizado o modelo *path loss*, com expoente de perda igual a $n = 3,5$. Utilizou-se conjunto de antenas do tipo circular com 8 elementos e foi considerado somente 7 usuários em cada célula. A Tabela 6.3 mostra a BER nessa arquitetura em função da relação de potência entre portadora e interferentes. Como pode ser observado, o uso de métodos de formação de lóbulos e codificação no espaço-tempo melhora consideravelmente o desempenho do sistema.

Tabela 6.3 BER no enlace de subida [37]

	BER (ordem de grandeza)	
C/I (dB)	GSM comum	GSM melhorado
0	10^{-1}	10^{-1}
2	10^{-1}	10^{-2}
4	10^{-2}	10^{-3}
6	10^{-3}	10^{-5}
8	10^{-3}	10^{-7}

Algumas alterações poderiam ser feitas nesse modelo para torná-lo mais prático. Uma delas é retirar o módulo de formação de lóbulos e utilizar somente o código de Alamouti, o que torna o projeto mais simples de ser implementado e, como foi visto no capítulo anterior, haverá ainda altos ganhos na taxa de erro de bit. Com a retirada do módulo de formação de lóbulos, não é necessário mais um conjunto de antenas na BTS e sim somente 2 antenas para a transmissão dos dados codificados usando o código de Alamouti. As duas BTS se comunicando com o TM garante que não haja correlação entre os 2 fluxos transmitidos.

Pode-se utilizar somente uma BTS para transmitir os dados. Com apenas 2 antenas na BTS, é possível manter uma distância entre elas de 10 comprimentos de onda na freqüência de operação do GSM, garantindo baixa correlação dos dois fluxos enviados.

Considerando que, em comunicações de dados, normalmente a quantidade de dados é assimétrica (o TM recebe muito mais dados que envia), pode-se descartar também o uso de duas antenas no TM. Caso seja necessário diminuir a taxa de erro no enlace de subida, o esquema MRRC poderia ser utilizado.

6.5 O padrão IS-95

O padrão IS-95, também conhecido como cdmaOne, é um sistema móvel celular de segunda geração. Utiliza duplexação na freqüência com distância de 45 MHz e possui separação entre as portadoras de 1,25 MHz. No enlace de descida, esse padrão suporta quatro tipos diferentes de canais: de tráfego, de sincronização, de *paging* e piloto.

O canal piloto, transmitido por cada portadora CDMA, é utilizado pelo TM para identificar a BTS, e também para sincronização. O canal de sincronização permite ao móvel fazer a sincronização com a rede. O canal de *paging* é utilizado para enviar um aviso para o TM de uma chamada recebida, além de trafegar informações gerais sobre a rede e outros tipos de mensagens. Os canais de tráfego são alocados para o usuário e carrega tráfego de voz/dados a uma taxa de 9,6 kbps. Os canais piloto, de sincronização e de *paging* são canais *broadcast*, ou seja, enviam informações que são recebidas por todos os móveis da célula. Já o canal de tráfego é um canal dedicado, sendo utilizado por um TM em particular.

A cada um desses canais do enlace de descida é atribuído um código Walsh de 64 bits. Cada um desses códigos são ortogonais entre si e são utilizados no receptor para separar cada um dos canais [34]. Existem 64 códigos Walsh de 64 bits. O código Walsh 0 é utilizado pelo canal piloto, o código 32 pelo canal de sincronização, os códigos de 1 a 7 pelo canal de *paging* e os códigos de 1 a 63 pelos canais de tráfego.

No enlace de subida, o sistema IS-95 suporta dois tipos de canais: de acesso e de tráfego. O canal de acesso é utilizado pelo móvel para acessar a rede quando for iniciar uma chamada ou responder a uma mensagem. O canal de tráfego serve para o tráfego de voz/dados na taxa de 9,6 kbps. O TM não transmite um sinal piloto, pois isso diminuiria a capacidade do enlace.

6.5.1 Receptor RAKE com filtro espacial no enlace de subida

Em um receptor RAKE convencional, cada *finger* resolve um caminho multipercurso diferente. Um receptor RAKE com filtro espacial pode ser criado com o uso de sistemas inteligentes. A Figura 6.7 ilustra esse receptor. Cada *finger* está ligado a um conjunto de pesos, sendo que cada conjunto maximiza o diagrama de radiação na direção de determinado multipercurso e minimiza nas outras direções [22].

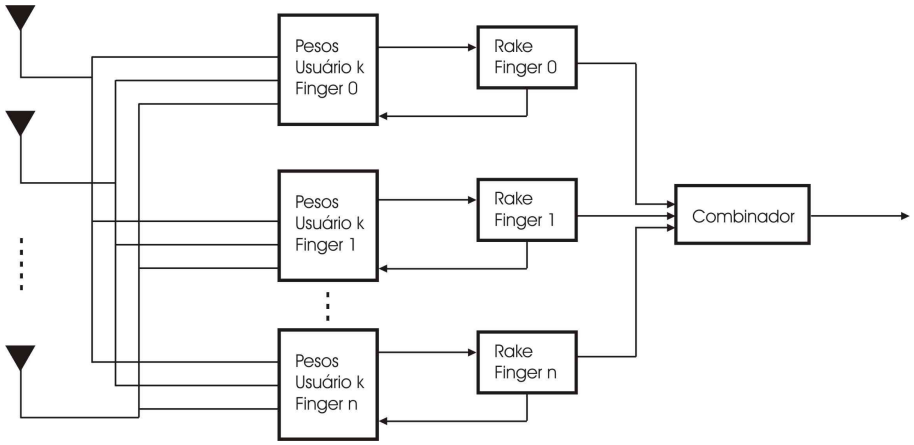


Figura 6.7 Receptor RAKE com filtro espacial.

6.5.2 Uso de antenas inteligentes no enlace de descida no padrão IS-95

A estrutura do canal no enlace de descida no padrão IS-95 requer que os canais piloto, de sincronização e *paging* sejam enviados para toda a célula, caso contrário, o serviço móvel celular não estará disponível. Uma alternativa para esse problema é enviar esses canais utilizando um lóbulo que atenda toda a célula e enviar os canais de tráfego usando técnicas de formação de lóbulos na direção dos usuários [22], conforme ilustra a Figura 6.8.

O problema da formação de lóbulos com essa técnica é que os canais de tráfego no sistema IS-95 são modulados em fase com o sinal piloto. Se o lóbulo do canal de tráfego é diferente do lóbulo do canal piloto, os sinais de tráfego e piloto não encontram o mesmo canal, ocorrendo diferença de fase entre o sinal piloto e o sinal de tráfego, dificultando ou até mesmo

impossibilitando a recuperação do sinal transmitido. Uma forma de resolver esse problema é com o uso de canais piloto auxiliares, mas isso não é utilizado pelo padrão IS-95. Em alguns padrões de terceira geração baseado na tecnologia CDMA, como IS-2000 (cdma2000) e WCDMA, existem esses canais pilotos auxiliares e tornam possível o uso de antenas inteligentes na sua arquitetura.

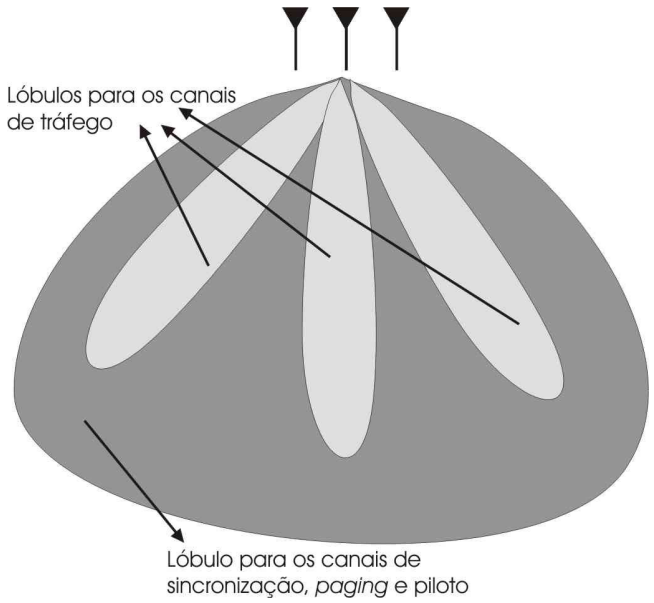


Figura 6.8 Formação de lóbulos no sistema IS-95.

6.6 Terceira geração de sistemas CDMA

Uma das contribuições da terceira geração de serviços móveis celulares é o aumento da capacidade no enlace de descida. Para que isso seja possível, sistemas como WCDMA e cdma2000 fazem uso de múltiplas antenas na estação base para obter ganhos de diversidade e aumento da capacidade do enlace [39]. Nesses sistemas, o conjunto de antenas também é utilizado para a geração dinâmica de lóbulos.

6.6.1 Uso do código de Alamouti e antenas inteligentes no padrão cdma2000

O padrão cdma2000 usa o código de Alamouti para obter ganho de diversidade. É necessária a utilização de duas antenas na BTS com um espaçamento da ordem de 10 comprimentos de onda. Através de um demultiplexador, o fluxo de dados é dividido em dois fluxos, par e ímpar. Esses fluxos são codificados usando o código de Alamouti, conforme discutido na seção 5.3.2, espalhados usando o código Walsh do canal (*W*) e transmitidos junto com o sinal piloto de cada antena (p_1 e p_2) [39]. Na recepção, o canal é estimado utilizando como referência os dois canais pilotos transmitidos. Diferentemente do padrão cdmaOne, o padrão cdma2000 possui mais de um canal piloto. A Figura 6.9 ilustra o processo de transmissão.

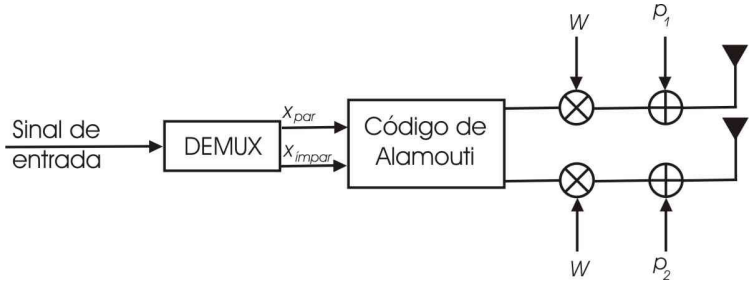


Figura 6.9 Transmissor usando o código de Alamouti no padrão cdma2000.

No código de Alamouti, cada bloco de 2 símbolos é transmitido em 2 períodos de símbolo, sendo que a ortogonalidade é inserida nas 2 épocas. Outra alternativa é utilizar uma época para transmitir os dados e inserir a ortogonalidade no código Walsh. Esta técnica é chamada de espalhamento no espaço-tempo. Os símbolos transmitidos pela primeira e segunda antena são [40]

$$\begin{aligned} s_1 &= x_{par} w_1 - x^*_{ímpar} w_2 \\ s_2 &= x^*_{par} w_2 - x_{ímpar} w_1 \end{aligned} \tag{6.2}$$

onde $w_1 = [w_i \quad w_i]$, $w_2 = [w_i \quad -w_i]$ e w_i é o código Walsh do *i*-ésimo usuário.

Os códigos w_1 e w_2 são ortogonais entre si e são derivados do código Walsh atribuído ao *i*-ésimo usuário. Codificando o sinal usando a equação (6.2), tanto o fluxo de dados par

quanto o ímpar experimentam dois caminhos distintos, ou seja, é inserida diversidade espacial na transmissão. Sendo assim, nenhuma outra forma de codificação é necessária.

Na recepção, o sinal recebido é decodificado e os fluxos par e ímpar são recuperados, no terminal móvel, usando a operação

$$\begin{aligned} \hat{x}_{par} &= rw_1 h_1^* + \left(rw_2 h_2^*\right)^* \\ \hat{x}_{ímpar} &= rw_1 h_2^* - \left(rw_2 h_1^*\right)^* \end{aligned} \tag{6.3}$$

onde h_i são as estimativas dos canais obtidas através dos canais piloto e *r* é o sinal recebido.

Com a estimativa dos dois fluxos, eles são reagrupados e o fluxo original é obtido. Dessa forma, usando ortogonalidade no código Walsh, o padrão cdma2000 consegue obter ganho de diversidade em um período de símbolo.

O padrão cdma2000 também suporta o uso de antenas inteligentes em conjunto com espalhamento no espaço-tempo. Nesse caso, são utilizados 2 conjuntos de antenas separados de distância da ordem de dez comprimentos de onda. A separação entre cada antena do conjunto é de meio comprimento de onda. Cada grupo de antenas transmite um fluxo de dados resultante da codificação de Alamouti.

Para obter os pesos do conjunto de antenas, é usado o método convencional de formação de lóbulos, porém calculado de outra forma. O padrão cdma2000 encontra o vetor espacial correlacionando o sinal piloto recebido no conjunto entre as diferentes antenas do conjunto [40].

Esses três métodos de transmissão foram simulados para diferentes velocidades do móvel e os resultados estão apresentados em [39]. Considerou-se que a estação base possui 2 antenas, a portadora é transmitida em 2 GHz, a taxa de bit é de 9600 bits/s, a taxa de chip é de 1,2288 Mchips/s, o código Walsh possui 128 chips. A Tabela 6.4 mostra a relação entre a energia de chip média (E_c) e a potência total transmitida (I_{OR}) para se obter taxa de erro de *frame* (FER) média de 1%.

O resultados dessas simulações mostram que é possível uma redução de aproximadamente 2 dB (em altas velocidades) a 6 dB (em baixas velocidades) na potência transmitida [39]-[40] para o enlace de subida.

Essas estratégias também provêem benefícios para o enlace de descida. Simulações mostram que, para manter uma FER de 1%, pode-se obter um aumento de até 2,2 dB na SNR quando o terminal móvel está a uma velocidade de 100 km/h.

Tabela 6.4 Relação E_c/I_{OR} (dB) para FER de 1 % no enlace de subida [39]

	E_c/I_{OR} (dB)			
Velocidade (km/h)	Sem diversidade	Diversidade espacial na transmissão	Espalhamento no espaço-tempo	Espalhamento no espaço-tempo com formação de lóbulo
1	-13,5	-17,5	-19	-23,5
10	-16	-18,5	-20,5	-22
100	-20	-21	-23	-18,5

6.7 Conclusões

Este capítulo apresentou algumas possíveis formas de se implementar técnicas de antenas inteligentes e MIMO em sistemas celulares utilizando FDMA/TDMA/CDMA. Nenhum padrão da segunda geração de sistemas celulares usa essas técnicas. Apesar de ser possível a utilização delas nesses sistemas, isso se torna inviável, considerando toda a infra-estrutura já existente.

A terceira geração de sistemas celulares aplica técnicas de formação de lóbulos e MIMO extensivamente para atingir as altas taxas de transmissão necessárias nesse padrão. Na realidade, grande parte dos sistemas de comunicação modernos usa essas técnicas. Por exemplo, o padrão WiMAX adota antenas inteligentes e codificação em bloco no espaço-tempo [41] e o padrão 802.11a e 802.11b (WLAN) adota algumas técnicas de MIMO [42] [43].

7 Conclusões

Este trabalho mostrou como conjuntos de antenas podem ser utilizados para melhorar os sistemas de comunicações móveis. O foco foi apresentar duas tecnologias que vem sendo aplicadas em sistemas de comunicações móveis modernos: antenas inteligentes e MIMO.

Embora essas duas tecnologias façam uso de conjunto de antenas, elas são distintas. Enquanto antenas inteligentes são usadas basicamente para direcionar ou capturar mais energia em determinada direção, sistemas MIMO usam a existência dos efeitos multipercursos típicos em um canal de comunicação móvel para diminuir o efeito do desvanecimento.

O uso de antenas inteligentes em um sistema de comunicação implica em determinar a direção de chegada dos sinais e calcular os pesos do conjunto de antenas para gerar dinamicamente o diagrama de radiação.

Apesar de existirem vários algoritmos para o cálculo da direção de chegada dos sinais, este trabalho apresentou apenas cinco: Método de Bartlett, Capon, Predição Linear, MUSIC e ESPRIT. O desempenho desses métodos foi analisado em algumas situações. Desses cinco métodos, o método de Bartlett produz o pior resultado, sendo indicado somente para os casos em que poucas fontes estão presentes e, mesmo assim, desde que elas não estejam muito próximas uma das outras.

O método de Capon produz resultado melhor que o método de Bartlett, mas também falha para um grande número de fontes. O método de predição linear e o MUSIC apresentam resultados semelhantes. Ambos apresentam resultados satisfatórios para valores relativamente baixos de relação sinal-ruído (10 dB). Dos cinco métodos apresentados, o que apresentou melhor desempenho foi o ESPRIT, possuindo bons resultados para baixos valores da relação sinal-ruído. Além disso, de todos os métodos apresentados, o ESPRIT é, computacionalmente, o menos intenso.

Três métodos de formação de lóbulos foram apresentados: convencional, cancelamento de sinais e ótimo. O objetivo do método convencional de formação de lóbulos é direcionar o lóbulo principal para determinada direção. Com esse procedimento, é possível realizar uma varredura espacial usando o lóbulo principal. Apesar deste método não levar em consideração

a direção dos sinais interferentes, ele aumenta a SNR quando comparado à uma antena omnidirecional.

Caso existam menos interferentes do que o número de antenas, o método de cancelamento de sinais pode ser utilizado para maximizar a SNR. Quando o número de interferentes é maior ou igual ao número de elementos, cancelar o efeito dos maiores interferentes não implica em maximizar a SNR, como foi exemplificado nas seções anteriores deste capítulo.

Para maximizar a SNR deve-se utilizar o método de formação ótimo de lóbulos. Neste método, independente da quantidade de interferentes, a SNR é maximizada.

A influência da distância entre os elementos do conjunto de antenas foi analisada. Em conjuntos lineares, para evitar que ocorram vetores espaciais idênticos para diferentes ângulos, é necessário que o espaçamento entre os elementos seja menor que $\lambda/2$.

Sistemas MIMO também utilizam conjuntos de antenas, porém, diferentemente de sistemas com antenas inteligentes, não utilizam para formação de lóbulos. MIMO faz uso de conjunto de antenas para inserir redundância espacial na comunicação, aumentando a confiabilidade e(ou) a taxa de transmissão do sistema.

Para que sistemas MIMO consigam inserir redundância espacial na comunicação, é necessário que os sinais que incidam em cada elemento do conjunto tenham percorrido caminhos distintos, não-correlacionados. Para que isso seja possível, é necessária que a distância dos elementos do conjunto de antenas seja da ordem de dez comprimentos de onda, na estação base, e da ordem de $0{,}4\lambda$ a $0{,}6\lambda$ no terminal móvel.

Como forma de diversidade espacial, foi analisada o código de Alamouti. Neste esquema de codificação, dois fluxos de dados são enviados por duas antenas simultaneamente e na mesma freqüência. Com essa codificação, pode-se obter redução da ordem de 100 vezes na SER para SNR de 27 dB e modulação BPSK. Para SNR de 15 dB, a redução na SER é da ordem de 10 vezes.

Apesar de distintas, antenas inteligentes e MIMO podem ser utilizados simultaneamente para aumentar o ganho que seria adicionado ao sistema com a utilização de

apenas uma dessas técnicas. Sistemas de grande projeção no cenário atual, como o cdma2000, adotam essas técnicas em conjunto.

Mesmo com modos de funcionamento distintos, ambas as técnicas têm por objetivo melhorar o desempenho do canal de comunicação. Guiando o lóbulo para uma direção específica, antenas inteligentes conseguem aumentar a diretividade do sistema, proporcionando uma diminuição na BER, na potência do sinal enviado e(ou) um aumento na capacidade de usuários do sistema. Já sistemas MIMO, levando em consideração o conhecimento do canal de propagação, proporcionam também uma diminuição na SER, na potência do sinal enviado e(ou) um aumento na capacidade de usuários do sistema.

Neste trabalho, com exceção do capítulo 6 que os resultados apresentados foram obtidos através de outros trabalhos, todos os resultados foram obtidos por meio de simulações computacionais. Como sugestão para trabalhos futuros, está a implementação desses algoritmos em um processador digital de sinais e a construção de alguns sistemas envolvendo as técnicas de antenas inteligentes e MIMO, como os apresentados no capítulo 6.

Referências Bibliográficas

[1] Carl B. Dietrich Jr., Warren L. Stutzman, Byung-Ki Kim and Kai Dietze, "Smart Antennas in Wireless Communications: Base-Station Diversity and Handset Beamforming". IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 42, No. 5, October 2000.

[2] Per H. Lehne and Magne Petterson, "An Overview of Smart Antennas Technology for Mobile Communications Systems", IEEE Communications – Fourth Quarter 1999, vol. 2, no. 4

[3] Adrian O. Boukalov and Sven-Gustav Häggman, "System Aspects of Smart-Antenna Technology in Cellular Wireless Communications – An Overview". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 6, June 2000.

[4] Hen I., "MIMO Architecture for Wireless Communications", Intel Technology Journal, Volume 10, Issue 2, 2006.

[5] Constantie. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design". John Wiley, 2nd edition, 1997.

[6] Warren L Stutzman, "Antenna Theory and Design". John Wiley, 2nd edition, 1998.

[7] LAL C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations", Proceedings of the IEEE, vol. 85, no. 7, july 1997

[8] LAL C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communcations, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", Proceedings of the IEEE, vol. 85, no. 8, august 1997

[9] Panayiotis Ioannides and Constantine A. Balanis, "Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications", IEEE Antennas and Wireless Communications Letters, Vol. 4, 2005.

[10] Yuan-HWang and Ching-Tai Chiang, “Adaptive Beamforming Using the Constrained Kalman Filter”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, n. 11, November 1993.

[11] LAL C. Godara, “Performance Analysis of Structured Gradient Algorithm”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 38, n. 7, July 1990.

[12] LAL C. Godara, “Improved LMS Algorithm for Adaptive Beamforming”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, n. 10, October 1990.

[13] E M Al-Ardi, R M Shubair and M E Al-Mualla, “Performance evaluation of the LMS Adaptive Beamforming Algorithm used in Smart Antenna Systems”, Proceedings of the 46th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, December, 2003.

[14] Xin Song, Jinkuan Wang and Han Wang, “Robust Constrained-LMS Adaptive Beamforming Algorithm”, TENCON 2004, IEEE Region 10 Conference, Vol. A, November 2004.

[15] LAL C. Godara, “Smart Antennas”, CRC Press, 2004.

[16] Hamid Krim and Mats Viberg, “Two Decades of Array Signal Processing Research”, IEEE Signal Processing Magazine, July 1996.

[17] J. Capon, “High Resolution Frequency Wavenumber Spectrum Analysis”, Proc. IEEE, August 1969.

[18] R. O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation”, IEEE Transactions on Acustic, Speech and Signal Processing, vol. 34, 1986.

[19] R. Roy, “ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques”, IEEE Transactions on Acustic, Speech and Signal Processing, vol. 37, no. 7, July 1989.

[20] Leandro Carísio Fernandes e Antônio José Martins Soares, “Investigação de métodos para estimação de ângulos de chegada usados em antenas adaptativas”, Anais de congresso – MOMAG 2006.

[21] S. Durrani and M. E. Bialkowski, “Effect of Mutual Coupling on the Interference Rejection Capabilities of Linear and Circular Arrays in CDMA Systems”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 52, pp. 1130-1134, 2004.

[22] Joseph C. Liberti Jr. And Theodore S. Rappaport, “Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”, Prentice Hall, 1999.

[23] Theodore S. Rappaport, “Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice Hall, 2001.

[24] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas”, Wireless Personal Communications, vol. 6, March 1998

[25] Helmut Bölcksei and Arogyaswani J. Paulraj, “The Communications Handbook”, CRC Press, 2002.

[26] David Gesbert, Mansoor Shafi, Da-shan Shiu, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 3, April 2003

[27] Freitas W. C. F. Jr, Cavalcante C. C. e Cavalcanti F. R. P., “Estratégias MIMO-OFDM para Sistemas de Comunicações Móveis”, XXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 04-08 de setembro de 2005.

[28] Alamouti S. M., “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Journal on Selecte Áreas in Communications, Vol. 16, n. 8, October 1998.

[29] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani and A. R. Calderbank, “Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 45, n. 5, July 1999.

[30] Simon Haykin, Michael Moher, “Modern Wireless Communications”, Pearson Pretence Hall, 2005.

[31] Gerard J. Foschini, “Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas”, Bell Labs Technical Journal, Autumn 1996.

[32] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel”, Proceedings of ISSSE-98, 1998.

[33] William C. Y. Lee, “Móbile Communications Engineering”, The McGraw-Hill, 1998.

[34] Raymond Steele, Chin-Chun Lee, Peter Gould, “GSM, cdmaOne and 3G Systems”, John Wiley & Sons, 2001.

[35] Jonal Strandell, Mattias Wennström, Anders Rydberg and Tommy Öberg, “Design and Evaluation of a Fully Adaptive Antenna for Telecommunication Systems”, Antenn 97, 1997.

[36] Yasutaka Ogawa, Yasuhiko Tanabe, Toshihiko Nishimura and Takeo Ohgane, “Basestation Adaptive Antennas for a High-speed FDD/TDMA System”, IEEE International Conference on Communications, June 2001

[37] Wei Li and T. Aaron Gulliver, “Smart Antennas and Transmit Diversity for GSM Systems”, IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, August 2003

[38] J. S. Blogh and L. S. Hanzo, “Third Generation Systems and Intelligent Wireless Networking”, John Wiley & Sons, 2002

[39] R. Thomas Derryberry, Steven D. Gray, D. Mihai Ionescu, Giridhar Mandyam and Balaji Raghothaman, “Transmit Diversity in 3G CDMA Systems”, IEEE Communications Magazine, April 2002.

[40] Robert A. Soni, R. Michael Buehrer and Roger D. Benning, “Intelligent Antenna System for cdma2000”, IEEE Signal Processing Magazine, July 2002.

[41] Atul Salvekar, Sumeet Sandhu, Qinghua Li, Minh-Anh Vuong, Xiaoshu Qian, “Multiple-Antenna Tehnology in WiMAX Systems”, Intel Technology Journal, vol 8, issue 3, August 2004.

[42] Mohinder Jankiraman, “Space-Time Codes and MIMO Systems”, Artech House, 2004.

[43] Matthew S. Gast, “802.11 Wireless Networks”, O’Reilly, 2002.

Livros Grátis

(http://www.livrosgratis.com.br)

Milhares de Livros para Download:

Baixar livros de Administração
Baixar livros de Agronomia
Baixar livros de Arquitetura
Baixar livros de Artes
Baixar livros de Astronomia
Baixar livros de Biologia Geral
Baixar livros de Ciência da Computação
Baixar livros de Ciência da Informação
Baixar livros de Ciência Política
Baixar livros de Ciências da Saúde
Baixar livros de Comunicação
Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE
Baixar livros de Defesa civil
Baixar livros de Direito
Baixar livros de Direitos humanos
Baixar livros de Economia
Baixar livros de Economia Doméstica
Baixar livros de Educação
Baixar livros de Educação - Trânsito
Baixar livros de Educação Física
Baixar livros de Engenharia Aeroespacial
Baixar livros de Farmácia
Baixar livros de Filosofia
Baixar livros de Física
Baixar livros de Geociências
Baixar livros de Geografia
Baixar livros de História
Baixar livros de Línguas

Baixar livros de Literatura
Baixar livros de Literatura de Cordel
Baixar livros de Literatura Infantil
Baixar livros de Matemática
Baixar livros de Medicina
Baixar livros de Medicina Veterinária
Baixar livros de Meio Ambiente
Baixar livros de Meteorologia
Baixar Monografias e TCC
Baixar livros Multidisciplinar
Baixar livros de Música
Baixar livros de Psicologia
Baixar livros de Química
Baixar livros de Saúde Coletiva
Baixar livros de Serviço Social
Baixar livros de Sociologia
Baixar livros de Teologia
Baixar livros de Trabalho
Baixar livros de Turismo