

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Coordenação de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Efeitos do Acoplamento Mútuo em Arranjos de Antenas
Adaptativos para Televisão Digital

Aluno: Manoel J. L. Alves

Orientador: Marcelo S. de Alencar, Ph.D.

Dezembro de 2008

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

A474e

2008

Alves, Manoel Jacinto Lopes.

Efeitos do acoplamento mútuo em arranjos de antenas adaptativos para televisão digital / Manoel Jacinto Lopes Alves. — Campina Grande, 2008. 103 f.: il.

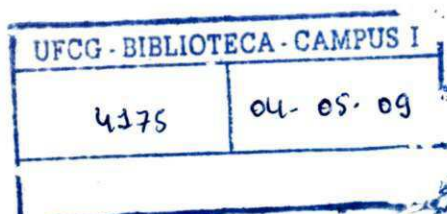
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Referências.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar.

1. Arranjo de Antenas. 2. Acoplamento Mútuo. 3. Televisão Digital. 4. Arranjos Adaptativos. 5. Antenas. I. Título.

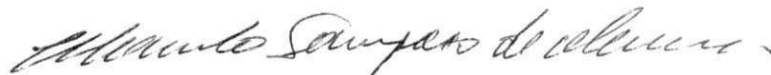
CDU – 621.397.23(043)



**EFEITOS DO ACOPLAMENTO MÚTUO EM ARRANJOS DE ANTENAS
ADAPTATIVOS PARA TELEVISÃO DIGITAL**

MANOEL JACINTO LOPES ALVES

Tese Aprovada em 05.12.2008



MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG
Orientador



JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO, Ph.D., UFPE
Componente da Banca



ANTONIO MARCOS DE LIMA ARAÚJO, Dr., IESAM
Componente da Banca



RUI SEARA, Dr., UFSC
Componente da Banca



WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFC
Componente da Banca

JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFCG (Ausência Justificada)
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
DEZEMBRO - 2008

Resumo

Os arranjos de antenas podem fornecer uma diretividade elevada e controlável, que é útil em sistemas de comunicações, por exemplo, sistema de radar, estação radiobase e enlaces ponto-a-ponto ou de satélite. A otimização do projeto do arranjo de antenas é uma tarefa usualmente difícil, devido à característica não-linear de múltiplos objetivos, requisitando o uso de ferramentas computacionais, tais como os algoritmos supervisionados (LMS e RLS). Nesse contexto, com o propósito de otimizar o controle eletrônico da resposta espacial de arranjos de antenas, por meio dos algoritmos LMS e RLS, foi desenvolvida uma ferramenta computacional capaz de posicionar o lóbulo principal e rejeitar interferências com direções de chegada conhecida levando em conta os efeitos do acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo. Para tanto, foram empregados conceitos de teoria de antenas e métodos de otimização, com ênfase nos algoritmos LMS e RLS. A resposta espacial de um arranjo adaptativo foi analisado para diferentes dimensões e espaçamentos, com a ajuda dos algoritmos LMS e RLS. Uma modelagem de um arranjo de antenas linear com quatro elementos de microfita de *patch* retangular para uso na banda de UHF com aplicação em televisão (TV) digital é projetado. O arranjo de microfita opera em uma frequência de 550 MHz. Essa antena de microfita é simulada utilizando o *software* profissional *CST Studio Suite* obtendo como resultados o coeficiente de reflexão de entrada e o ganho para a faixa de frequência escolhida.

Abstract

The antennas array can supply a high and controllable directivity, that is useful in communication systems, for instance, radar system, base radio station and connections point-to-point or satellite. The optimization of antennas array project is a task usually difficult, due to the no-linear characteristic of objective multiples, requesting the use of computational tools, such as the supervised algorithms (LMS and RLS). In that context, with the purpose of optimizing the electronic control of the space answer of antennas array, through the algorithms LMS and RLS, a computational tool was developed capable to position the main lobe and to reject interferences with known direction-of-arrival (DOA), taking into account, the effects of mutual coupling among the elements of the array. For so much, concepts of antennas theory and optimization methods were used, with emphasis in the LMS and RLS algorithms. The space answer of an adaptive array was analyzed for different dimensions and spacings, with the aid of LMS and RLS algorithms. A model of a linear array of antennas with four rectangular microstrip patch elements for use in the UHF band with applications in digital television (TV) is designed. The microstrip array operates at a frequency of 550 MHz. The microstrip array was simulated with the CST Studio Suite professional software, and results were obtained for the reflection coefficient and gain in the chosen frequency range.

Agradecimentos

- À Deus;
- À minha mãe Maria;
- À minha esposa Ruth Helena;
- Aos meus filhos Arthur e Graça;
- Ao meu Orientador Professor Dr. Marcelo Alencar pela amizade e confiança depositada, mesmo nas condições adversas sob as quais a pesquisa foi iniciada;
- Ao Professor Dr. José Ewerton Farias;
- Aos Professores do programa da Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande;
- Aos colegas do Iecom, em especial, ao Marcelo Portela e Ewerton Rômulo;
- À D. Suênia, a bibliotecária da Miniblio;
- À D. Ângela, secretária da Copele;
- Ao Professor Dr. Antônio Marcos de Lima Araujo;
- Ao Professor Dr. Raimundo Nazareno Cunha Alves (in memoriam);
- Ao IESAM-PA, Iecom e CNPq pela ajuda financeira no trabalho de tese.

Sumário

1	Introdução	2
1.1	Motivação	4
1.2	Objetivo	4
1.3	Organização da Tese	5
2	Revisão Bibliográfica	6
2.1	Introdução	6
2.2	Unidade Receptora de Sinais de Televisão Digital Terrestre	11
2.2.1	Especificações da Unidade Receptora	11
2.3	Contribuições da Tese	13
2.4	Conclusões	14
3	Arranjo de Antenas Adaptativo Linear e Efeitos do Acoplamento Mútuo	16
3.1	Introdução	16
3.2	Fundamentos de Antenas	16
3.2.1	Regiões de Campo	16
3.2.2	Densidade de Potência	17
3.2.3	Vetor de Poynting	18
3.2.4	Intensidade de Irradiação	20
3.2.5	Diagrama de Radiação da Antena	21
3.2.6	Largura de Feixe	23
3.2.7	Diretividade	23
3.2.8	Ângulo Sólido do Feixe	24
3.2.9	Ganho	24
3.2.10	Abertura Efetiva	24
3.2.11	Potencial Magnético Vetorial e o Campo Distante	25
3.3	Antenas Lineares	27
3.3.1	Dipolo Infinitesimal	27
3.3.2	Densidade de Potência e Intensidade de Irradiação	29

3.3.3	Diretividade	29
3.4	Dipolo de Comprimento Finito	29
3.4.1	Densidade de Potência e Intensidade de Irradiação	31
3.4.2	Diretividade	31
3.5	Arranjos de Antenas Lineares	31
3.5.1	Arranjo de Dois Elementos	31
3.5.2	Arranjo de Antenas Linear Uniforme de N Elementos	34
3.5.3	Arranjo Linear com Direcionamento de Feixe	38
3.5.4	Diretividade de um Arranjo Linear Uniforme com N Elementos	38
3.5.5	Ponderação do Arranjo	39
3.6	Arranjo de Antenas Adaptativo Linear	41
3.6.1	Máxima Razão Sinal-Interferência	42
3.6.2	Mínimo Erro Quadrático Médio	46
3.6.3	Conformação Adaptativa de Feixe	48
3.7	Acoplamento Mútuo	54
3.7.1	Modelagem de um Arranjo de Varredura	59
3.8	Resultados de Simulações	60
3.9	Conclusões	65
4	Arranjo de Antena de Microfita	67
4.1	Introdução	67
4.2	Projeto de uma Cavidade Ressonante Retangular	67
4.3	Antena de Microfita: Impedância de Entrada e Campos Irradiados	69
4.3.1	Campo Elétrico	69
4.3.2	Perdas no <i>Patch</i> Retangular	70
4.3.3	Campo Distante do <i>Patch</i> Retangular	71
4.3.4	Dimensões da Antena de Microfita de <i>Patch</i> Retangular Efetivas	73
4.4	Divisor de Potência em T	73
4.4.1	Níveis de Impedância	74
4.4.2	Matriz de Espalhamento	75
4.5	Análise do Transformador de Impedância	81
4.6	Projeto do Arranjo de Antena de Microfita	82
4.6.1	Antena de Microfita com Dois Elementos	84
4.6.2	Antena de Microfita com Quatro Elementos	86
4.6.3	Resultados das Simulações	88
4.7	Conclusões	89
5	Conclusões	91

Apêndice	93
1.1 Impedância de Entrada, Auto-acoplamento e Acoplamento Mútuo	93
1.2 Medição da Resposta Espacial de Irradiação	95
Bibliografia	97

Lista de Figuras

2.1	Configuração básica do receptor de televisão digital terrestre.	11
3.1	Regiões de campo de uma antena e alguns limites usados comuns.	17
3.2	Os componentes de campos elétrico e magnético distantes no sistema de coordenadas esféricas.	18
3.3	Densidade do fluxo de potência em uma superfície esférica de raio r	19
3.4	Exemplo de diagrama tridimensional da antena.	21
3.5	(a) Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) em coordenadas retangulares. (b) Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) em coordenadas polares.	22
3.6	Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) tridimensional.	22
3.7	Representação da largura de feixe de meia potência (LFMP).	23
3.8	Antenas transmitindo e recebendo.	25
3.9	Fonte de corrente arbitrária \bar{I} gerando o potencial magnético vetorial \bar{A} no campo distante.	26
3.10	A geometria de um dipolo infinitesimal simetricamente colocado sobre o plano xy	27
3.11	Representação das componentes do potencial magnético vetorial para um dipolo infinitesimal.	28
3.12	Ondas estacionárias em uma linha de transmissão e em um dipolo.	30
3.13	Dois dipolos infinitesimais.	32
3.14	(a) Diagrama unitário, (b) Diagrama do arranjo, (c) Diagrama resultante.	33
3.15	Arranjo linear uniforme de N elementos.	34
3.16	Largura de feixe de meia potência de um arranjo linear.	37
3.17	Arranjo linear de N elementos ao longo do eixo z	39
3.18	Arranjo de antenas linear com um número par de elementos e simetricamente ponderado com pesos.	39
3.19	Arranjo de antenas linear com um número ímpar de elementos e ponderado com pesos.	40
3.20	(a) Conformador de feixe analógico, (b) Conformador digital de feixe.	42

3.21	Representação de um arranjo de três elementos com sinal desejado e interferentes.	43
3.22	Arranjo de banda estreita convencional.	44
3.23	Sistema adaptativo com minimização do erro quadrático médio.	47
3.24	Exemplo para um caso em três dimensões.	48
3.25	Esquemas elétricos de arranjo de antenas linear com M elementos conectados a uma fonte de tensão.	54
3.26	Esquemas elétricos de arranjo de antenas linear com o elemento m excitado por uma fonte de tensão.	54
3.27	Representação do equivalente elétrico de um arranjo de antenas linear com M elementos.	55
3.28	Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com cinco elementos.	61
3.29	Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com dez elementos.	61
3.30	Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com cinco elementos.	62
3.31	Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com dez elementos.	62
3.32	Algoritmo LMS: média-móvel do módulo do sinal erro para um arranjo adaptativo de cinco elementos.	65
3.33	Algoritmo RLS: média-móvel do módulo do sinal erro para um arranjo adaptativo de cinco elementos.	65
4.1	Antena de microfita de <i>patch</i> retangular.	68
4.2	Campos da ranhura em fase. (a) Vista lateral. (b) Vista superior. A intensidade e direção do campo elétrico é indicada por, respectivamente, o comprimento e direção da seta.	68
4.3	Antena de microfita equivalente com excitação em $(x, y) = (x_o, y_o)$	70
4.4	Antena de microfita de <i>patch</i> retangular e ranhuras de irradiação.	72
4.5	Divisor de potência de três acessos.	73
4.6	Divisor de potência terminado em impedâncias características.	75
4.7	Circuito equivalente para o divisor de potência, excitado no acesso 1 e terminado nas impedâncias características.	76
4.8	Divisor de potência, excitado nos acessos 2 e 3 para excitação simétrica (par) e assimétrica (ímpar).	77
4.9	Circuitos equivalentes do divisor de potência para excitação par.	77
4.10	Circuitos equivalentes do divisor de potência para excitação ímpar.	78
4.11	Transformador de impedância de um quarto de onda entre duas linhas de transmissão.	82
4.12	Divisor de potência em T com duas antenas de microfita.	83
4.13	Circuito equivalente do arranjo de antenas de microfita com dois elementos.	83
4.14	Rede de microondas equivalente do arranjo de antenas de microfita com dois elementos.	85

4.15	Arranjo de quatro elementos de antena de microfita, formado de dois subarranjos de dois elementos.	86
4.16	Rede de microondas equivalente do arranjo de antenas de microfita de quatro elementos.	87
4.17	Arranjo de antenas de microfita de dois elementos.	89
4.18	Coefficiente de reflexão de entrada para um arranjo de microfita de <i>patch</i> retangular de quatro elementos.	89
4.19	Representação da resposta espacial de irradiação para um arranjo de microfita de <i>patch</i> retangular de quatro elementos.	90
1.1	Rede de microondas de dois acessos e amplitudes da onda de tensão complexa incidente e refletida.	93
1.2	Configuração básica do VNA para a medição de S_{11} e S_{21}	94
1.3	Acoplamento mútuo em um arranjo de antena consistindo de dois irradiadores. (a) Mecanismo de acoplamento. (b) Rede de excitação de dois acessos e a representação da matriz de espalhamento da rede.	95
1.4	Medição de um diagrama de irradiação em um plano constante $= \phi$. (a) Um corte no diagrama de irradiação tridimensional é medido. (b) Medição prática do diagrama de irradiação bidimensional.	96

Lista de Tabelas

3.1	Arranjo de antenas adaptativo de cinco elementos considerando o efeito do acoplamento mútuo.	63
3.2	Arranjo de antenas adaptativo de dez elementos considerando o efeito do acoplamento mútuo.	64

Lista de Abreviaturas

AM	acoplamento mútuo
AUT	<i>antenna under test</i>
CDMA	<i>code division multiple acess</i>
DOA	direção de chegada (<i>direction-of-arrival</i>)
DUT	<i>device under test</i>
LMS	<i>least mean squares</i>
LFMP	largura de faixa de meia potência
LT	linha de transmissão
MUSIC	<i>multiple signal classification</i>
MMSE	<i>minimum-mean-square-error</i>
MSE	erro quadrático médio (<i>mean-square error</i>)
RLS	<i>recursive least squares</i>
SIR	razão sinal-interferência (<i>signal-to-interference ratio</i>)
SINR	<i>signal-to-interference-plus-noise ratio</i>
SGA	<i>standard gain antenna</i>
TV	televisão
UHF	<i>ultra high frequency</i>
VHF	<i>very high frequency</i>
VNA	<i>vector network analyser</i>

Lista de Símbolos

\bar{E}_{θ_s}	campo elétrico fasorial (V/m)
\bar{H}_{θ_s}	campo magnético fasorial (A/m)
$\bar{\mathbf{P}}$	vetor de Poynting (W/m^2)
$\bar{\mathbf{W}}(r)$	densidade de potência média (W/m^2)
$U(\theta, \phi)$	intensidade de irradiação
$D(\theta, \phi)$	diretividade
$G(\theta, \phi)$	ganho
e	eficiência
$\bar{\mathbf{B}}$	vetor densidade do fluxo magnético (Wb/m^2)
$\bar{\mathbf{A}}$	potencial vetor magnético
$\bar{\mathbf{r}}'$	vetor posição em coordenadas da fonte
$\bar{\mathbf{r}}''$	vetor posição em coordenadas de campo
$\bar{\mathbf{R}}$	vetor distância
dl'	comprimento diferencial na fonte de corrente
$\bar{r}_1, \bar{r}, \bar{r}_2$	distâncias
d	espaçamento entre os elementos do arranjo
k	número de onda
η	impedância intrínseca do meio (no vácuo, $120\pi \Omega$)
δ	diferença de fase elétrica
L	comprimento do dipolo
AF	fator de arranjo (<i>array factor</i>)
$\bar{\mathbf{a}}(\theta)$	vetor de direcionamento do arranjo
y	saída do arranjo
$\bar{\mathbf{w}}$	vetor de pesos do arranjo
$\bar{\mathbf{x}}_s(k)$	vetor sinal desejado
$\bar{\mathbf{x}}_i(k)$	vetor de sinais interferentes
$\bar{\mathbf{n}}(k)$	ruído Gaussiano com média zero para cada canal
$\bar{\mathbf{a}}_i$	vetor de direcionamento do arranjo de M elementos para a direção de chegada θ_i
$\bar{u}(k)$	sinal indesejado
$\bar{\mathbf{R}}_{ss}$	matriz correlação do sinal desejado
$\bar{\mathbf{R}}_{uu}$	matriz correlação do sinal indesejado
σ_s^2	potência de saída do arranjo ponderado
\bar{w}_{ot}	vetor de pesos ótimo
$d(k)$	sinal de referência

- $s(k)$ sinal desejado
- $i_n(k)$ sinais interferentes
- $\varepsilon(k)$ erro quadrático médio (*mean-square error*)
- $J(\bar{w})$ função de custo
- $\bar{\mathbf{R}}_{xx}$ matriz de correlação do arranjo
- $\bar{\mathbf{r}}$ vetor de correlação do sinal
- μ parâmetro do tamanho do passo
- $\nabla_{\mathbf{w}}$ gradiente da superfície de desempenho
- α fator de esquecimento
- ϵ_0 permissividade elétrica no vácuo ($8,85 \text{ pFm}^{-1}$)
- μ_0 permeabilidade magnética no vácuo ($400 \pi \text{ nHm}^{-1}$)

Capítulo 1

Introdução

Os arranjos de antenas adaptativos têm suas raízes em diferentes campos, incluindo arranjos de antenas de radiofrequência (RF) retro diretivos (*retrodirective*) e de autofases (*self-phasing*), canceladores de lóbulos secundários, filtros adaptativos, arranjos acústicos ou sonares e arranjos sísmicos [1]-[9].

Uma das primeiras contribuições no campo da antena de RF foi o arranjo retro diretivo inventado por L. C. Van Atta nos anos 50 (século XX) [10]. Outro passo foi o desenvolvimento da teoria e prática do elo realimentado em fase (PLL – *phase lock loop*), que tornou possível arranjos de auto-direções (*self-steering*). Os PLLs podem ser utilizados para acrescentar coerentemente a fase dos sinais a partir dos diferentes elementos de um arranjo de antenas. Um outro avanço permitiu o esquema do PLL gerar retro diretividade [11].

No início dos anos 60, dois grupos independentes desenvolveram sistemas para obter a habilidade adaptativa de cancelar a interferência. Um grupo chegou via radar ao cancelador de lóbulos secundários desenvolvido, e representado pela patente de P. W. Howells [3] para um cancelador de lóbulos secundários de FI (frequência intermediária). Uma análise posterior por S. P. Applebaum [12] estabeleceu à teoria da lei de controle associada, um algoritmo que maximiza uma razão sinal-ruído (SNR – (*signal-to-noise ratio*) generalizada. Outro grupo chegou literalmente via auto-formação ou auto-otimização aos sistemas de controle do processador do arranjo que opera sobre as amostras dos sinais, como descrito por B. Widrow no seu relatório sobre filtros adaptativos [4], [5]. Posteriormente, Widrow e seus colaboradores [13], aplicaram suas abordagens para sistemas de antenas adaptativos e o algoritmo LMS foi eficientemente estabelecido (*least mean square*), baseado no método de descida mais íngreme (*steepest descent*).

Os sistemas de antenas adaptativos ou antenas inteligentes envolvem processamento de sinais induzidos sobre um arranjo de sensores tais como: antenas, microfones e hidrofones. Eles têm aplicações nas áreas de radar, sonar, imagiologia médica e comunicações [14].

As antenas inteligentes têm a propriedade de filtragem espacial, que as tornam possíveis para receber energia a partir de uma direção particular, enquanto minimiza simultaneamente de outra di-

reção. Essa propriedade torna as antenas inteligentes, uma ferramenta efetiva em detectar e localizar uma fonte de som subaquática, tal como um submarino sem usar sonar ativo. A capacidade das antenas inteligentes para orientar a transmissão de energia para uma direção desejada é útil para fins de diagnósticos [14]. Essa característica também as tornam úteis em cancelar um sinal indesejado (perturbação). Em um sistema de comunicação, um sinal indesejado é gerado por um transmissor em uma outra direção que a direção do sinal desejado. Enquanto que, para um sistema biológico, ocorre por exemplo, quando um médico tenta escutar o som do coração de uma mãe grávida, o sinal indesejado é o som do coração do bebê.

O processamento de sinais, a partir de diferentes antenas, envolve amplificando cada sinal antes de sua combinação. A quantidade de ganho de cada amplificador estabelece as propriedades do arranjo de antenas. Para obter o melhor cancelamento de interferências possível, devem ser ajustados os ganhos desses amplificadores. Como proceder para fazer isso depende de muitas condições, incluindo tipo de sinal e objetivos globais. O objetivo típico é maximizar a SNR do sinal na saída. Para um arranjo com uma determinada resposta na direção do sinal desejado, isto é alcançado minimizando a potência média de saída do processador sujeito as especificadas limitações [14].

O comportamento de estruturas de arranjo de antenas é normalmente modelado combinando os diagramas de radiação dos elementos de antena individuais por meio de superposição vetorial (em amplitude e fase). No entanto, quando pares de antenas estão próximos uns dos outros, se uma ou ambas as antenas estão no modo de transmissão e/ou recepção, parte da energia que se destina para uma antena é acoplada as outras e é referida como acoplamento mútuo (AM). A quantidade de AM depende das características de irradiação de cada antena, da separação relativa entre o par de antenas e da orientação relativa de cada antena. Na maioria dos métodos utilizando modelos de superposição, os efeitos do AM entre os elementos do arranjo são ignorados reduzindo, assim, o desempenho do sistema. No entanto, resultados do desempenho de um arranjo adaptativo mostra que, aplicando as correntes complexas de excitação obtidas na convergência de um algoritmo adaptativo em condições ideais (sem acoplamento), o desempenho resultante do arranjo adaptativo em uma situação real, em que os efeitos de AM estão envolvidos, pode ser muito pior [15].

No processamento de arranjo adaptativo, medidas de compensação são adotadas contra a influência do AM. No entanto, o desempenho de um arranjo adaptativo é mais realista comparado com aquele na ausência do AM. Baseado [16] em uma rede de transformação equivalente, o desempenho de arranjos adaptativos com compensação do AM foi analisado. O arranjo adaptativo pode minimizar a interferência, mas a potência de saída do ruído muda com a direção do sinal desejado, o que provoca a degradação da razão sinal-ruído mais interferência (SINR – *signal-to-interference plus noise ratio*). Portanto, é principalmente o ruído térmico, após a compensação do AM, que degrada a SINR.

O arranjo de antenas adaptativo é uma ferramenta para sistemas de comunicações sem fios, uma vez que pode aumentar significativamente a capacidade e a banda do canal [17]. Vários algoritmos de conformação de feixes e métodos de estimação da direção de chegada (DOA – *direction of arrival*

foram desenvolvidos [17]-[20]. Também, foi mostrado que o AM distorce as repostas espaciais de arranjos conformadores e afeta algumas importantes métricas dos arranjos adaptativos [21]. Por isso, o AM deve ser contabilizado para que sistemas de antenas adaptativos práticos possam alcançar desempenho semelhante quanto sistemas ideais. Várias modelagens de AM e métodos para compensar o AM têm sido proposto para minimizar os efeitos do AM. Algumas dessas aproximações implementam a compensação do AM nas amostras de forma que o sistema possa obter amostras como no caso ideal, e então obter as mesmas soluções quanto no caso prático [21]-[24].

Yuan *et al.* [25], sintetizou a resposta espacial de um arranjo adaptativo na presença de AM utilizando o vetor de direcionamento universal e verificou que o desempenho do algoritmo LMS no projeto do arranjo adaptativo não é severamente afetado pelo AM. Huang e Balanis [26], investigaram que o mínimo erro quadrático médio (MMSE – *minimum mean-square-error*) e o algoritmo LMS no projeto de arranjo adaptativo na presença do AM e concluíram que o arranjo adaptativo não é afetado pelo AM na ausência de ruído. Wallace e Jansen [27], analisaram o impacto do AM na capacidade do canal com dois modelos de ruído em sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*). Eles concluíram que o ruído no receptor influencia a informação mútua (e capacidade do canal), enquanto o ruído ambiente não.

1.1 Motivação

Projetar um arranjo de antenas de microfita de *patch* retangular que opere na banda de UHF. O arranjo de microfita junto com um processador de sinais digitais acoplados ao receptor do televisor, podem selecionar automaticamente o sinal de uma determinada transmissora, de forma a melhorar a qualidade do sinal recebido em qualquer posição do ambiente e sob sinais interferentes.

O sistema adaptativo (arranjo de microfita e processador de sinais) pode ser utilizado na expansão e o aperfeiçoamento do sistema que objetiva determinar a direção de chegada (DOA – *direction-of-arrival*) dos sinais incidentes no arranjo, diminuir a interferência de um sinal sobre o outro e sintetizar a resposta espacial para o sinal desejado.

A modelagem de um arranjo de antenas linear de M elementos que considera os efeitos de acoplamento mútuo (AM) entre os elementos do arranjo de antenas foi realizada. Esses efeitos afetam não somente a impedância de entrada, mas também as características da resposta espacial e de polarização de um elemento do arranjo.

1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho de tese é apresentar uma nova modelagem para análise dos efeitos do AM em arranjos de antenas lineares de M elementos e o projeto de um arranjo de antenas de microfita que opere na banda de UHF. Na primeira parte, especificamente, é estudado os efeitos do AM

no desempenho de um arranjo de antena adaptativo linear para diferentes dimensões e direções. Na segunda, é proposto um arranjo de antenas linear com quatro elementos em microfita de *patch* retangular. Esse arranjo de microfita consiste de antenas e rede de excitação na parte superior e do plano terra na inferior.

1.3 Organização da Tese

Este documento de tese é composto de cinco capítulos, sendo o segundo introdutório. Os três capítulos seguintes caracterizam os estudos realizados e as conclusões do trabalho proposto.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão da literatura, enfatizando os efeitos do AM em arranjos de antenas adaptativos com diferentes distribuições espaciais.

O Capítulo 3 apresenta os fundamentos de antenas e as propriedades de uma antena dipolo infinitesimal que são úteis na determinação das antenas dipolos de maior comprimento de onda. A segunda parte do capítulo discute a aplicação de arranjos de antenas lineares, visando a modelagem de um arranjo de antenas linear com M elementos, considerando os efeitos do AM entre elementos. Enfatiza-se o emprego dos algoritmos adaptativos: LMS e RLS (*recursive least squares*) e os resultados de simulações.

No Capítulo 4, são apresentadas as etapas do projeto e os aspectos principais da modelagem de um arranjo de antena linear com quatro elementos de microfita de *patch* retangular. O Capítulo 5 apresenta as conclusões finais desta tese e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma revisão da literatura, dando ênfase aos arranjos de antenas adaptativos, os quais vêm ganhando uma importância cada vez maior nos sistemas de telecomunicações. As primeiras contribuições nessa área datam da década de 60, com os trabalhos de Applebaum [29], Widrow [30] e Gabriel [11], dentre outros que investigaram os sistemas adaptativos. Destacam-se, porém, como fundamentais, os trabalhos mais recentes que estão relacionados a seguir.

O tutorial, apresentado em [31], mostra uma visão geral do assunto incluindo uma extensa lista de referências. É um trabalho histórico, com detalhes sobre processos adaptativos e determinação da DOA. As citações são todas divididas por tópicos, assunto ou especialidade, tornando o documento um ponto de partida relevante para qualquer projeto na área. Enquanto em [32] apresenta-se um resumo geral do assunto, que introduz uma teoria de comunicação espacial e temporal baseada em um arranjo de antenas adaptativo, tal como a modelagem temporal e espacial, equalização, detecção ótima para único usuário e multiusuário CDMA (*code division multiple access*), pré-codificação no transmissor, e uma otimização conjunta do transmissor e receptor.

No que se refere aos objetivos deste trabalho, passa-se a citar e comentar as principais referências, estando em primeiro lugar a contribuição em [19], que constata que o desempenho de um arranjo adaptativo é fortemente afetado pelas características eletromagnéticas do arranjo, considerando os efeitos do AM. É derivada uma expressão analítica para a razão sinal-interferência mais ruído (*signal-to-interference-plus-noise ratio* – SINR) em regime permanente e são calculados os resultados que mostram a influência do AM no desempenho dos arranjos de antenas, tanto em função da DOA quanto em função do número de elementos do arranjo. Isso é feito modelando o arranjo de antenas de N terminais, mais um terminal que corresponde à fonte de sinais, obtendo dessa forma uma expressão para o vetor de pesos proveniente do algoritmo LMS aplicado ao sinal de referência do arranjo. A partir daí, é calculada a expressão final da SINR. Além disso, a matriz de impedância normalizada do ar-

ranjo, necessária aos cálculos, é montada a partir de expressões conhecidas de impedâncias mútuas e própria de dipolos. São ainda mostrados os efeitos do AM nos autovalores da matriz de covariância (que controlam a velocidade de resposta do arranjo adaptativo), mostrando uma diminuição na dimensão dos autovalores para espaçamento menor entre os elementos do arranjo. Portanto, observa-se nesse artigo que os autores somente constatarem e quantificam a influência do AM nos resultados advindos do processo adaptativo, mas não indicam uma solução efetiva para o problema em questão.

Em [33] é mostrado que o comportamento do arranjo adaptativo pode ser previsto a partir de características do diagrama de radiação do arranjo convencional que maximiza o sinal desejado, e que a SINR é tanto melhor quanto mais estreito for o lóbulo principal e menores os lóbulos secundários do diagrama de radiação do arranjo convencional. Enquanto [34] apresenta as possibilidades de aumento da SINR com a adição de elementos no arranjo, desde que não afete as características dos diagramas de radiação dos elementos presentes no arranjo e, também que, o AM entre os elementos deve ser pequeno. Em [35], por outro lado, essa idéia não é integrada com processos adaptativos nem considera AM. Em vez disso, é mostrado que o método de classificação para múltiplos sinais (*multiple signal classification* – MUSIC) para determinação de DOA é inconsistente se existem sinais coerentes (sinais que estão em fase e se somam), o que pode ser causado por interferências propositais, *smart jammers*, propagação multipercurso ou AM e propõe, para esses casos, o uso do método de suavização espacial (*spatial smoothing*), que consiste em usar a média amostral de matrizes de covariância parciais. Por conseguinte, em [36], é visto que a presença do AM distorce a fase dos vetores das fontes de irradiação e a autoestrutura da matriz de covariância. Um método de compensação foi desenvolvido para cancelar a distorção causada pelo AM para ambientes com fonte coerente e não-coerente.

Com outra abordagem, [37] apresenta uma aplicação do método de adaptação do gradiente conjugado, que converge mais rapidamente do que o método de descida mais íngreme (*steepest descent*), mas que exige o processamento de uma matriz de direção. O método é aplicado a um arranjo ideal sem acoplamento. Diferentemente, em [38], é constatado que métodos de determinação de DOA, como MUSIC, baseados em análise de estruturas de autovalores, exigem conhecimento preciso dos sinais recebidos por um elemento do arranjo a partir de uma fonte localizada em uma direção qualquer. Também, foi desenvolvido um método de estimativa de DOA baseado em estrutura de autovalores que consiste em exprimir o sinal recebido por coeficientes de Fourier. Esse método foi acrescentado posteriormente de uma matriz de acoplamento que pode ter propriedades de simplificação. A análise da matriz resultante permite estimar DOAs como também a matriz de acoplamento por intermédio de um processo iterativo.

Uma outra análise de acoplamento é feita por [39], que mostra que o desempenho de um arranjo adaptativo é fortemente afetado pelos efeitos de AM no arranjo. São analisados tais efeitos e é proposta uma solução que consiste em se calcular uma segunda matriz de impedâncias somente para os terminais dos elementos. Essa matriz por meio das correntes nos terminais, permite determinar as tensões existentes na ausência do AM. São apresentados cálculos realizados para três tipos de an-

tenas, levando em conta suas características reais com o emprego do método dos momentos e são comparados os três casos em situação ideal, com acoplamento e com acoplamento corrigido. Também, é mostrado que a determinação de DOA pelo MUSIC fica mais sensível com o método proposto. No entanto, [21] aponta que a maioria dos algoritmos de adaptação se baseia na matriz de covariância dos sinais incidentes no arranjo e que esses métodos não se prestam a resolver situações em que existem sinais correlacionados (*smart jammer*, multipercurso e AM). Além disso, outros métodos como o *spatial smoothing* (com matriz de covariância modificada) foram desenvolvidos para atender a tais situações. Também, apresenta-se outro método adaptativo que leva em conta os efeitos de AM para dipolos com diâmetros pequenos, baseado no cálculo desse acoplamento por meio do método dos momentos e posterior compensação. Foi visto que método *smoothing* sozinho não resolve o problema de AM e propõe um método de compensação, baseado em modificação da matriz de impedâncias do método dos momentos.

No entanto, em [40], é discutida uma outra abordagem para análise de arranjos de antenas, visando a obtenção de diagramas de radiação com valores apropriados de diretividade e com baixas amplitudes dos lóbulos secundários, como também novas aplicações de arranjos lineares e circulares em modelos de canais móveis. Nessa abordagem, especificadamente, são propostas estruturas com formas de excitação aleatória e com posicionamento aleatório dos elementos de antena ao longo do eixo do arranjo. Essas estruturas foram projetadas de modo a ter o comportamento médio das configurações obtidas tomando-se as amplitudes de excitação dos elementos do arranjo como sendo realizações de um processo aleatório.

Em [41], foi determinado e comparado os resultados para a redução da SIR (*signal-to-interference ratio*) média para arranjos linear e circular de dipolos espaçados de meio comprimento de onda; os quais podem ser parte de uma estação radiobase de um sistema de comunicação celular (CDMA – *code division multiple access*). Dois casos, o primeiro em que o AM é desprezado e um segundo em que o acoplamento é incluído, foram considerados. Também foi mostrado que há uma redução na SIR quando o número de elementos (N) aumenta no arranjo. Para um arranjo linear, a faixa de ângulos sobre a qual a mais significativa redução ocorre é limitada em aproximadamente $\pm 59^\circ$. Isso ocorreu quando cerca de 12 elementos de antena são usados. Porém, aumentando N ainda mais resulta em rendimento decrescente. Em comparação, a uma ampla faixa angular adjacente a estação radiobase, o arranjo circular fornece uma redução mais uniforme em termos de SIR do que um arranjo linear. Além disso, os resultados obtidos demonstraram que o AM degrada a capacidade de redução da SIR do arranjo linear, particularmente, na direção transversal. Em contrapartida, o AM tem pouco efeito sobre a capacidade de redução da SIR do arranjo circular para o espaçamento de meio comprimento de onda.

Já em [42], um método para compensar o efeito do AM de um arranjo de dipolo adaptativo linear empregado no cancelamento adaptativo foi introduzido e estudado. O método adota uma aproximação em que necessita somente da tensão medida nas cargas do terminal da antena e uma distribuição

de corrente estimada para o cálculo das impedâncias mútuas. A impedância mútua foi definida e calculada de forma diferente do método convencional, e os resultados são mais suscetíveis de remover o efeito do AM. O método não exige o conhecimento dos ângulos de elevação do sinal desejado e das interferências, e ainda funciona se os ângulos de elevação do sinal desejado e as interferências não desviam muito da direção horizontal. Isso aumenta a capacidade do arranjo trabalhar em ambientes com sinal 3-D.

Em [43], foi apresentado desempenho do ESPRIT (*estimation of signal parameter via rotational invariance techniques*) na estimação da DOA em um arranjo de antenas monopolo linear operando em 2,4 GHz. O AM que ocorre entre os elementos do arranjo é compensado usando duas técnicas. A primeira é baseada no método de tensão de circuito aberto e a segunda envolve a redefinição da impedância mútua para que ela possa caracterizar o efeito do AM. O cálculo da impedância mútua redefinida é baseado em uma estimativa da distribuição de corrente. Porém, tal impedância mútua é mais precisa do que a impedância mútua convencional em quantificar o AM. Dessa forma, os resultados mostram que a segunda aproximação de compensação fornece uma estimação muito mais precisa das direções de chegada do que a aproximação de compensação de tensão de circuito aberto quando dois sinais são colocados ao mesmo tempo.

Em [44], os autores estudaram dois arranjos adaptativos na presença de fortes sinais interferentes de banda larga. Os dois arranjos adaptativos têm a mesma distribuição de elementos mas usam diferentes elementos de antena. Dipolos finos são usados em um dos arranjos adaptativos; enquanto, antenas bicônicas de grande largura de banda são usadas no outro arranjo adaptativo. O AM entre os elementos dos dois arranjos adaptativos é da mesma ordem. Além disso, foi mostrado que na presença de fortes sinais interferentes de banda larga o arranjo adaptativo de antena bicônica desempenha significativamente melhor do que o arranjo adaptativo de dipolo fino. A razão para a diferença de desempenho é os canais dispersivos e dissimilares para antena adaptativa. Devido ao AM entre os elementos da antena, ambas as antenas adaptativas têm canais dissimilares. No entanto, uma vez que dipolos finos são antenas de banda estreita, eles resultam em mais canais dispersivos para a antena adaptativa quando comparada à antena bicônica. Assim, pode-se concluir que o melhor desempenho em arranjos adaptativos deve ser realizado com elementos de antena banda larga.

Em [45], um algoritmo adaptativo (*algorithm of direct data domain*) é apresentado com base no conceito do método dos momentos para incluir efeitos do AM no arranjo. Com o uso do método dos momentos, os efeitos do AM são automaticamente incluídos sem qualquer compensação nos sinais recebidos. A simulação numérica mostra que o algoritmo proposto é mais preciso na presença do AM. Uma vez que os efeitos do AM são incluídos no algoritmo proposto, a compensação no sinal receptor então deixa de ser necessária. Este estudo é útil nas aplicações de sistemas de comunicações sem fio.

Em [46] foi verificado que o maior problema no caso de arranjos de pequenas dimensões é a perturbação nas formas dos elementos devido aos efeitos AM e difração. As formas dos elementos

diferem umas das outras e necessitam ser corrigidos a fim de obter um diagrama de radiação do arranjo que está próximo ao desejado. Um método da matriz foi usado para corrigir as formas dos elementos modificando os pesos originais de entrada-saída para pesos correspondentes aos elementos corrigidos e vice-versa. Nesse artigo o principal objetivo da correção do arranjo é a identidade máxima das formas dos elementos. Além das formas dos elementos idênticos, o arranjo corrigido é caracterizado por elementos com espaçamento uniforme, que pode ser escolhido para diferir significativamente do espaçamento do elemento no arranjo real tornando o arranjo corrigido um arranjo virtual puro. Para a correção do arranjo o método dos mínimos quadrados lineares foi usado.

Em [25], o efeito do AM entre os elementos do arranjo no desempenho do sistema de antenas adaptativo foi investigado quando as atuais tensões recebidas, que incluem o AM são diretamente usadas para estimar o vetor de pesos baseado no algoritmo adaptativo. A SINR do sinal de saída, a convergência do algoritmo adaptativo e a forma sintetizada foram calculadas para estudar o efeito devido à existência do AM. Também, foi determinado que o AM afeta o ganho da antena adaptativa, mas não afeta o processamento adaptativo. Além disso, é determinado que o AM nem sempre reduz a convergência iterativa do algoritmo adaptativo. No entanto, foi demonstrado que qualquer matriz inversível para compensação do AM não pode melhorar a SINR do sinal de saída. Entretanto, foi indicado que o diagrama de radiação pode ser corretamente sintetizado na presença do AM, introduzindo o vetor de direcionamento universal cujo elemento corresponde à forma do elemento do arranjo.

Recentemente, em [47], o mínimo erro quadrático médio (MMSE – *minimum-mean-square error*) do algoritmo MMSE na presença do AM foi analiticamente calculado e comparado àquele de um caso ideal. Foi mostrado que o AM ligeiramente reduz o MMSE com ruído no receptor, mas não afeta o MMSE com ruído ambiente. No entanto, o AM reduz a velocidade de convergência do algoritmo LMS. Análises também mostraram que a compensação do AM não pode melhorar o MMSE, mesmo que a estimativa do AM seja precisa. Além disso, o AM e qualquer efeito sobre o sinal recebido que pode ser representado por uma multiplicação de uma matriz inversível não influenciou seriamente o desempenho do algoritmo MMSE.

Também, em [48], os efeitos do AM no desempenho dos arranjos de antenas lineares com rede corporativa foram estudados. Além disso, fórmulas dos coeficientes de reflexão para alimentação dos arranjos por meio de divisores de potência em Y foram determinadas. No entanto, para um arranjo com dois elementos, foi mostrado que o coeficiente de reflexão da entrada é aproximadamente a superposição linear dos coeficientes de espalhamento S_{11} e S_{12} do arranjo. Desse modo, o AM pode ser utilizado para obter melhoria da largura de banda com coeficiente de reflexão desejado e ganho realizado. Resultados experimentais e de simulação verificaram a validade das análises.

Por fim, em [49], foi apresentado um algoritmo de estimação da direção de chegada 2-D na presença de AM desconhecido para um arranjo retangular uniforme, baseado no algoritmo MUSIC. Ao fixar os sensores sobre os limites do arranjo retangular como sensores auxiliares, eles podem precisamente estimar as direções de chegada sem qualquer calibração das fontes ou operações iterativas.

Dessa forma, foi provado que o efeito do AM pode ser eliminado pelo mecanismo inerente ao método proposto. Duas vezes por pesquisa técnica foi usado para reduzir o cálculo do espectro 2-D investigado. Além disso, foi apresentado um método para estimar os coeficientes de AM após receber as estimativas da direção de chegada. Resultados de simulação confirmaram a eficácia do algoritmo proposto.

2.2 Unidade Receptora de Sinais de Televisão Digital Terrestre

A configuração básica do receptor de sinais de TV digital é ilustrada na Figura 2.1, e é composta pelas seguintes unidades: antena de recepção, unidade receptora-decodificadora (URD) e o cabo de conexão entre a antena e o receptor.

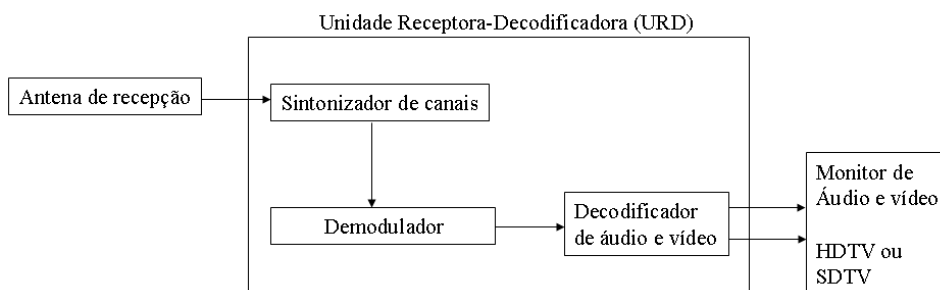


Figura 2.1: Configuração básica do receptor de televisão digital terrestre.

2.2.1 Especificações da Unidade Receptora

Antena de recepção

A antena de recepção de sinais de TV digital terrestre deve atender no mínimo às seguintes especificações [50]:

1. A antena deve possibilitar a recepção de sinais de TV digital terrestre que estejam compreendidos entre os canais de VHF alto de 07 a 13 ($177 + 1/7 - 213 + 1/7$ MHz) e os canais de UHF de 14 a 69 ($473 + 1/7 - 803 + 1/7$ MHz), para os receptores do tipo fixo e móvel e pelo menos os canais compreendidos na banda de UHF entre os canais de 14 a 69 para receptores do tipo portátil;
2. Opcionalmente, a antena pode possibilitar a recepção dos sinais de TV analógica que estejam compreendidos entre os canais na faixa de VHF de 02 a 13 ($54 + 1/7 - 213 + 1/7$ MHz) e UHF de 14 a 62 ($473 + 1/7 - 761 + 1/7$ MHz);
3. A polarização da antena pode ser tanto vertical como horizontal;

4. o ganho da antena não é especificado, por depender das condições de recepção, entretanto é recomendado que quando houver antena externa instalada o ganho seja no mínimo equivalente ao especificado pela antena tipo Yagi de 14 elementos (7 dB - UHF canal 14);
5. A diretividade da antena não é especificada por depender das condições de recepção, entretanto é recomendado que quando houver antena externa instalada, a instalação atenda no mínimo às especificações de diretividade da ITU Recommendation BT.419-3 [51].

Unidade receptora-decodificadora

A função da unidade receptora-decodificadora em um sistema de TV digital é receber, da parte da estação transmissora, o sinal irradiado no canal de radiofrequência (RF), promovendo sua recepção e regeneração, de modo a entregá-lo, adequadamente recuperado ao dispositivo de saída (monitor). Sendo assim, no lado da recepção ocorrem os seguintes processamentos:

1. Sintonizador de canais: é similar ao utilizado nos receptores analógicos e tem como função receber o sinal de RF captado pela antena receptora, realizando os seguintes processamentos:
 - 1.1 Amplificação de baixo ruído, para minimizar o nível de ruído adicionado pelo receptor, ao sinal recebido;
 - 1.2 Conversão do sinal recebido, do canal de RF recebido em VHF ou UHF, à frequência de FI (frequência intermediária), em um *down-converter*, ou misturador;
 - 1.3 Controle de ganho, para manter constante o nível de sinal enviado ao Demodulador Digital, qualquer que seja o nível de sinal recebido em RF;
 - 1.4 Filtragem e amplificação de sinal em FI, para filtrar os outros canais e interferências fora da faixa do canal recebido, e adequar o nível de sinal de saída ao valor requerido pelo Demodulador Digital.
2. Demodulador Digital: é responsável pela recuperação do sinal irradiado (feixe de transporte), a partir do sinal em FI disponível em sua entrada;
3. Decodificador e Estimador de Canal: são responsáveis, respectivamente, por retirar a informação redundante e corrigir erros introduzidos no canal, e estimar o comportamento do canal de transmissão, compensando as distorções presentes no sinal.

A URD engloba todas as funcionalidades necessárias no lado do usuário para a recepção do sinal de um sistema de TV digital, servindo como suporte para o correto funcionamento dos demais subsistemas. Em sua acepção mais restrita, refere-se ao equipamento capaz de tratar os sinais captados por uma antena (de VHF/UHF), convertendo-os em um sinal analógico passível de tratamento e reprodução por meio de um aparelho convencional de TV analógica. Nessa acepção mais restrita, a URD é também conhecida como *set-top box*. A URD tem, portanto, como principais funções:

1. Captar e processar os sinais de RF provenientes das emissoras. Em caso de utilização de antenas adaptativas ou inteligentes, isto inclui o controle da antena.
2. Decodificar as informações de áudio, vídeo e dados de modo a recompor o programa selecionado pelo usuário.
3. Suportar a execução de aplicações com interatividade local ou, incluindo, se for o caso, o uso de interatividade com canal de retorno.
4. Possibilitar o acesso a programas e informações disponibilizados à plataforma de TV digital.

Em geral, a orientação do diagrama de radiação de uma antena de recepção fixa convencional circundada por sinais de operadoras de TV diferentes, em recinto fechado, tem as seguintes possibilidades: a) máximo na direção do transmissor (Tx) da operadora de TV e mínimo na direção de sinais interferentes, (b) máximo na direção de interferentes e mínimo na direção do Tx e c) caso geral, uma situação intermediária. Porém, em princípio é desejável que a antena apresente diagrama de radiação com máximo na direção do sinal da operadora de TV selecionada e mínimos nas direções dos sinais das operadoras interferentes. Isto pode ser obtido utilizando arranjos de antenas adaptativas acoplados a URD. Neste tipo de arranjo usa-se técnicas adaptativas com enfoque iterativo que fornecem um vetor de pesos atualizado após cada etapa de cálculo, como apresentado nos algoritmos supervisionados LMS e RLS.

2.3 Contribuições da Tese

1. Propagation of Stochastic Signals in a Random Medium, In: *International Symposium on Signals Systems and Electronics 2007 (ISSSE)*, 2007, Montreal, Canadá, *Proceedings of the International Symposium on Signals, Systems and Electronics*. Piscataway, USA:IEEE, 2007.v1.p.1-4.
2. Effects of Mutual Coupling in Smart Antenna Arrays, In: *IEEE International Microwave and Optics Conference - IMOC2007*, 2007, Salvador, Brasil. *Proceedings of the IEEE International Microwave and Optics Conference*. Piscataway, USA:IEEE/MTTS, 2007.v1.p.1-5.
3. Efeitos do Acoplamento Mútuo em um Arranjo Adaptativo de Antenas, In: *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2007, Recife, Brasil. *Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Rio de Janeiro, Brasil: Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2007.v.1.p.1-5.
4. A Linear Adaptive Antenna Array With Random Spacing and Coupling Effects, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 7, No. 1, pp. 16-25, June 2008.

A seguir é apresentado um breve resumo das publicações que contribuíram para Tese.

Em [1.], foi investigado um importante problema que ocorre em sistemas de comunicações via rádio, que é compreender os aspectos que envolvem o comportamento de ondas eletromagnéticas em um meio aleatório de propagação. Contudo, um conhecimento preliminar do canal pode ser decisivo para a escolha da modulação e ou codificação usada para a transmissão. Isso facilita a determinação da potência e da taxa de transmissão, bem como a capacidade do sistema, a escolha dos tipos de receptores e as técnicas de processamento de dados usadas na recepção [56].

Em [2.], analisou-se o diagrama de radiação no plano-H de um arranjo de antenas inteligente, que inclui os efeitos do acoplamento mútuo. No arranjo inteligente os efeitos do acoplamento mútuo e o espaçamento não uniforme entre os elementos do arranjo são compensados com o uso da matriz transformação T. O vetor de pesos do arranjo foi atualizado por meio de um algoritmo adaptativo LMS [53].

Em [3.], o diagrama de radiação no plano-H, incluindo os efeitos de acoplamento mútuo em um arranjo adaptativo de antenas, foi discutido. Modelou-se um arranjo de antenas de M terminais, mais um terminal para alimentação, obtendo-se uma expressão para o vetor de pesos, a partir do algoritmo LMS aplicado ao sinal proveniente dos elementos do arranjo. Uma matriz de impedância normalizada para o arranjo de antenas foi representada a partir de expressões conhecidas de impedâncias mútua e própria de dipolos de $\lambda/2$ [54].

Em [4.], o efeito do AM no desempenho de um arranjo de antenas com elementos posicionados aleatoriamente foi estudado. O arranjo adaptativo foi projetado com N elementos em x_N localizações sobre uma linha de comprimento L . Os x_N são elementos selecionados a partir de um conjunto de variáveis aleatórias independentes descritas por uma distribuição de probabilidade, assumida ser uniforme sobre L . Uma teoria de acoplamento mútuo para arranjos aleatórios foi formulada para analisar o efeito da aleatoriedade no acoplamento. Dois efeitos sobre AM foram verificados. O primeiro foi o aumento do nível dos lóbulos secundários. O segundo efeito foi o alargamento do feixe principal no ponto de queda de 3 dB [55].

2.4 Conclusões

A pesquisa realizada enfatiza os efeitos do AM entre os elementos dos arranjos de antenas adaptativos. A influência do AM é tanto em relação à DOA quanto ao número de elementos do arranjo. Isso foi verificado por meio dos vários métodos aplicados, dentre eles pode-se citar: suavização espacial, descida mais íngreme, mínimos quadrado e momentos. Esses métodos têm o objetivo de realizar a estimativa de pesos para uso na conformação de feixes em uma dada orientação do sinal de interesse.

Também, foi mostrado que não há só preocupação em verificar os efeitos do AM, mas de propor soluções para minimizar o acoplamento. Portanto, análises para vários tipos de antenas, levando em conta suas características reais e, com emprego de métodos e comparados com situação ideal foram

investigados. Nessas análises, visou-se a obtenção de diagramas de radiação com valores apropriados de diretividade e com baixas amplitudes dos lóbulos secundários, como também aplicações de arranjos de antenas lineares e circulares.

Finalmente, foi mostrado que na presença de fortes sinais interferentes de banda larga, o arranjo de antenas banda larga tem desempenho significamente melhor do que o de banda estreita, considerando que o AM entre os elementos dos arranjos é da mesma ordem de grandeza. Desse modo, os arranjos adaptativos devem ser projetados com elementos de banda larga para obterem melhor desempenho.

Capítulo 3

Arranjo de Antenas Adaptativo Linear e Efeitos do Acoplamento Mútuo

3.1 Introdução

Neste capítulo são introduzidos os conceitos básicos de antenas e algumas figuras de mérito fundamentais, tais como a densidade de potência, a intensidade de irradiação, o diagrama de radiação, a diretividade e o ganho que descrevem o desempenho da antena. Uma modelagem genérica de um arranjo de antenas linear com M elementos é apresentada, em que considera os efeitos do acoplamento mútuo (AM) entre os elementos do arranjo. Também, arranjos de antenas adaptativos lineares para diferentes dimensões, espaçamentos e direções desejadas são simulados. O processamento adaptativo de sinais nos arranjos de antenas é executado com os algoritmos supervisionados LMS (*least mean squares*) e RLS (*recursive least squares*).

3.2 Fundamentos de Antenas

3.2.1 Regiões de Campo

O espaço que envolve uma antena transmissora é dividido em duas principais regiões: a região de campo próximo e a região de campo distante. A região de campo próximo pode ser subdividida em duas regiões: o campo próximo reativo e o campo próximo irradiante [28].

A Figura 3.1 ilustra essas regiões. A primeira região que é a mais próxima à antena, é chamada a região de campo próximo reativo ou de indução. Ela deriva seu nome a partir do campo próximo reativo que encontra-se próximo a todo condutor que flui corrente elétrica. O campo reativo, dentro dessa região, domina todos os campos irradiados.

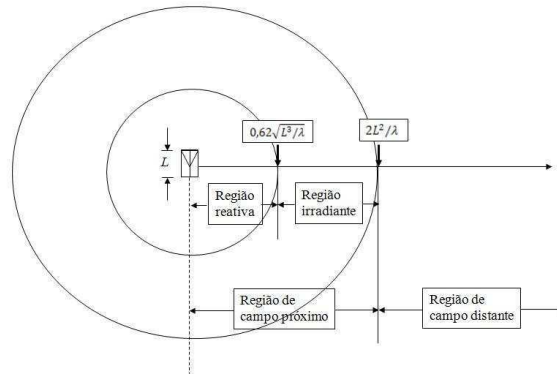


Figura 3.1: Regiões de campo de uma antena e alguns limites usados comuns.

Para a maioria das antenas, o limite externo dessa região é determinado por

$$r < 0,62\sqrt{\frac{L^3}{\lambda}},$$

em que r é a distância a partir da antena, L é a maior dimensão (ou dimensão característica) da antena e λ é o comprimento de onda.

Entre a região de campo próximo reativo e a região de campo distante, encontra-se a região de campo próximo irradiante. Embora os campos de irradiação dominam dentro dessa região, a distribuição angular ainda depende da distância da antena. Essa região é também chamada a região de Fresnell, uma terminologia emprestada do campo de ótica. Os limites dessa região são

$$0,62\sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \leq r \leq \frac{2L^2}{\lambda}.$$

No limite exterior da região de campo próximo reativo, a intensidade de campo reativo tornar-se desprezível em relação à intensidade de campo irradiado. O campo distante ou região de irradiação, também chamada a região de Fraunhofer, começa em $r = \frac{2L^2}{\lambda}$ e estende-se para fora indefinidamente no espaço livre. Nessa região a distribuição de campo angular do campo da antena não é dependente da distância da antena.

3.2.2 Densidade de Potência

Os campos irradiantes da antena transportam energia que podem ser capturados por antenas receptoras distantes. Essa energia é utilizada em sistemas de comunicações. Assumindo os campos elétrico \vec{E}_{θ_s} e magnético \vec{H}_{ϕ_s} fasoriais propagantes, gerados por uma antena isotrópica (fonte pontual), determinados em coordenadas esféricas, como

$$\vec{E}_{\theta_s} = \frac{E_o}{r} e^{-jkr} \hat{\theta}, \quad \text{V/m} \quad (3.1)$$

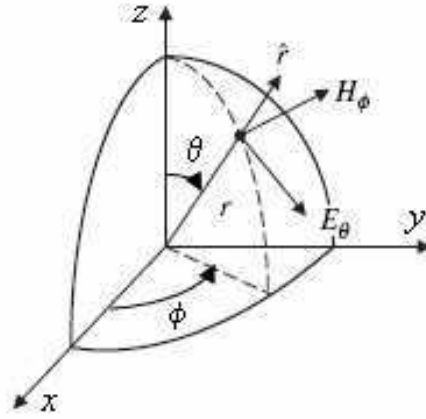


Figura 3.2: Os componentes de campos elétrico e magnético distantes no sistema de coordenadas esféricas.

$$\bar{H}_{\phi s} = \frac{E_o}{\eta_o r} e^{-jkr} \hat{\phi}, \quad \text{A/m} \quad (3.2)$$

em que η_o ($120\pi \Omega$) é a impedância intrínseca do vácuo.

Supor o meio intrínseco sem perda, as variações temporais dos campos elétrico $\bar{\mathbf{E}}(r, t)$ e magnético $\bar{\mathbf{H}}(r, t)$ instantâneos podem ser obtidas a partir das Equações (3.1) e (3.2). Assim,

$$\bar{\mathbf{E}}(r, t) = \Re e \left\{ \frac{E_o}{r} e^{j(\omega t - kr)} \hat{\theta} \right\} = \frac{E_o}{r} \cos(\omega t - kr) \hat{\theta}, \quad (3.3)$$

$$\bar{\mathbf{H}}(r, t) = \Re e \left\{ \frac{E_o}{\eta_o r} e^{j(\omega t - kr)} \hat{\phi} \right\} = \frac{E_o}{\eta_o r} \cos(\omega t - kr) \hat{\phi}. \quad (3.4)$$

Os componentes de campos elétrico em (3.3) e magnético em (3.4) se propagam na direção r e são polarizados nas direções $\hat{\theta}$ e $\hat{\phi}$, respectivamente. Esses campos distantes são mutuamente perpendiculares e são tangentes à esfera cujo raio é r . A Figura 3.2 ilustra os campos vetoriais em coordenadas esféricas.

3.2.3 Vetor de Poynting

O vetor de Poynting $\bar{\mathbf{S}}$ é o produto vetorial das intensidades de campos elétrico e magnético e é definido como [57]

$$\bar{\mathbf{S}} = \bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}. \quad \text{W/m}^2 \quad (3.5)$$

O vetor de Poynting é uma medida da densidade do fluxo de potência $\bar{\mathbf{W}}(r)$ instantânea em cada ponto sobre a superfície em volta da fonte, como ilustrado na Figura 3.3. Substituindo (3.3) e (3.4) em (3.5), obtém-se

$$\bar{\mathbf{S}}(r, t) = \frac{E_o^2}{2\eta_o r^2} [1 + \cos(2\omega t - 2kr)] \hat{r}. \quad (3.6)$$

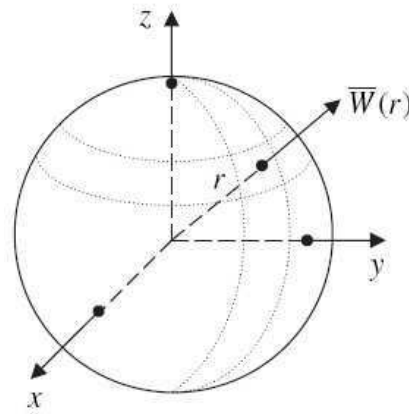


Figura 3.3: Densidade do fluxo de potência em uma superfície esférica de raio r .

O primeiro termo de (3.6) representa a densidade do fluxo de potência média temporal longe da antena, enquanto o segundo termo representa um fluxo e refluxo instantâneo. Tomando a média temporal de (3.6) pode ser definida a densidade do fluxo de potência média. Assim,

$$\bar{\mathbf{W}}(r) = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{\mathbf{S}}(r, t) dt = \frac{E_o^2}{2\eta_o r^2} \hat{r}. \quad \text{W/m}^2 \quad (3.7)$$

O cálculo da densidade de potência média temporal é equivalente a executar um cálculo no espaço fasorial.

$$\bar{\mathbf{W}}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2} \Re e (\bar{\mathbf{E}}_s \times \bar{\mathbf{H}}_s^*) = \frac{1}{2\eta_o} |\bar{\mathbf{E}}_s|^2. \quad (3.8)$$

A Equação (3.8) representa o fluxo da densidade de potência média da antena isotrópica e assim não é uma função de θ ou ϕ . Para antenas práticas, a densidade de potência é sempre uma função de r e pelo menos de uma coordenada angular.

A potência total irradiada por uma antena é obtida pela integral de superfície fechada da densidade de potência ao longo de uma região esférica tomada em volta da antena. Isto é equivalente a aplicar o teorema da divergência para a densidade de potência. A potência total P_{tot} é então dada por

$$P_{tot} = \oint \oint \bar{\mathbf{W}} \cdot \bar{\mathbf{d}}\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r(r, \theta, \phi) r^2 \sin\theta d\theta d\phi,$$

$$P_{tot} = \oint \oint \bar{\mathbf{W}} \cdot \bar{\mathbf{d}}\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r(r, \theta, \phi) r^2 d\Omega, \quad \text{W} \quad (3.9)$$

em que $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ que é o elemento de ângulo sólido ou o ângulo sólido diferencial.

No caso isotrópico em que a densidade de potência não varia com θ ou ϕ , (3.9) é simplificada. Portanto,

$$P_{tot} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi = 4\pi r^2 W_r(r), \quad (3.10)$$

ou,

$$W_r = \frac{P_{tot}}{4\pi r^2}. \quad (3.11)$$

Assim, para antenas isotrópicas, a densidade de potência é encontrada distribuindo uniformemente a potência total irradiada ao longo da superfície de uma esfera de raio r . Dessa forma, a densidade diminui inversamente com r^2 . Também é interessante observar que a densidade de potência é função apenas da potência real (P_{tot}) entregue aos terminais da antena. A potência reativa não contribui para os campos irradiados na região de campo distante.

3.2.4 Intensidade de Irradiação

A intensidade de irradiação em uma determinada direção é definida como a potência irradiada a partir de uma antena por unidade de ângulo sólido. A intensidade de irradiação é um parâmetro de campo distante, e ela pode ser obtida simplesmente multiplicando a densidade de potência pelo quadrado da distância. Na forma matemática ela é expressada como [28]

$$U(\theta, \phi) = r^2 |\bar{W}(r, \theta, \phi)| = r^2 W_r(r, \theta, \phi). \quad \text{W/sr} \quad (3.12)$$

A Equação (3.12) pode alternativamente ser ainda expressa por

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta_0} |\bar{E}_s(r, \theta, \phi)|^2,$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta_0 r^2}{2} |\bar{H}_s(r, \theta, \phi)|^2. \quad (3.13)$$

Essa definição também simplifica o cálculo da potência total irradiada pela antena. A (3.9) pode ser repetida substituindo a intensidade de irradiação

$$P_{tot} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r(r, \theta, \phi) r^2 \sin\theta d\theta d\phi,$$

$$P_{tot} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) d\Omega. \quad (3.14)$$

Para uma antena isotrópica, $U(\theta, \phi)$ será independente dos ângulos θ e ϕ , como foi o caso para W_r . Assim, (3.14) pode ser escrita como

$$P_{tot} = \oint \oint_\Omega U_\circ d\Omega = U_\circ \oint \oint_\Omega d\Omega = 4\pi U_\circ \quad (3.15)$$

ou a intensidade de irradiação de uma antena isotrópica como

$$U_\circ = \frac{P_{tot}}{4\pi}. \quad (3.16)$$

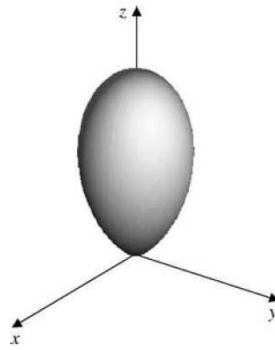


Figura 3.4: Exemplo de diagrama tridimensional da antena.

A intensidade de irradiação, em geral, indica o diagrama de radiação da antena em três dimensões. Todas as antenas anisotrópicas têm uma intensidade de irradiação não uniforme e, portanto, um diagrama de irradiação não uniforme. A Figura 3.4 ilustra um exemplo de um diagrama tridimensional em coordenadas retangulares. Esse diagrama da antena ou forma de feixe é uma indicação das direções nas quais o sinal é irradiado. No caso da Figura 4.4, a irradiação máxima está na direção $\theta = 0^\circ$ ou ao longo do eixo z .

3.2.5 Diagrama de Radiação da Antena

Um diagrama de radiação da antena ou diagrama da antena é definido como uma função matemática ou uma representação gráfica das propriedades de radiação da antena como uma função das coordenadas espaciais. Na maioria dos casos, o diagrama de radiação é determinado na região de campo distante e é representado como uma função das coordenadas direcionais. As propriedades de radiação incluem a densidade do fluxo de potência, a intensidade de irradiação, a intensidade do campo, a diretividade e a fase ou polarização. A propriedade de radiação de maior interesse é a distribuição espacial bidimensional ou tridimensional da energia irradiada como uma função da posição observada ao longo de um percurso ou superfície de raio constante [28].

As Figuras 3.5(a) e (b) ilustram o diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) bidimensional em coordenadas retangulares e em coordenadas polares. O lóbulo principal e os lóbulos secundários do diagrama são indicados. O lóbulo principal do diagrama indica a máxima irradiação na direção desejada.

As Figuras 4.5(a) e (b) podem ser vistas como representações bidimensionais de um diagrama de radiação tridimensional. A Figura 3.6 ilustra o mesmo diagrama de radiação em três dimensões. A representação tridimensional é útil para fins ilustrativos, mas frequentemente projetos de antenas apresentam representações bidimensionais nos planos principais, azimutal ou elevação, dos diagramas tridimensionais.

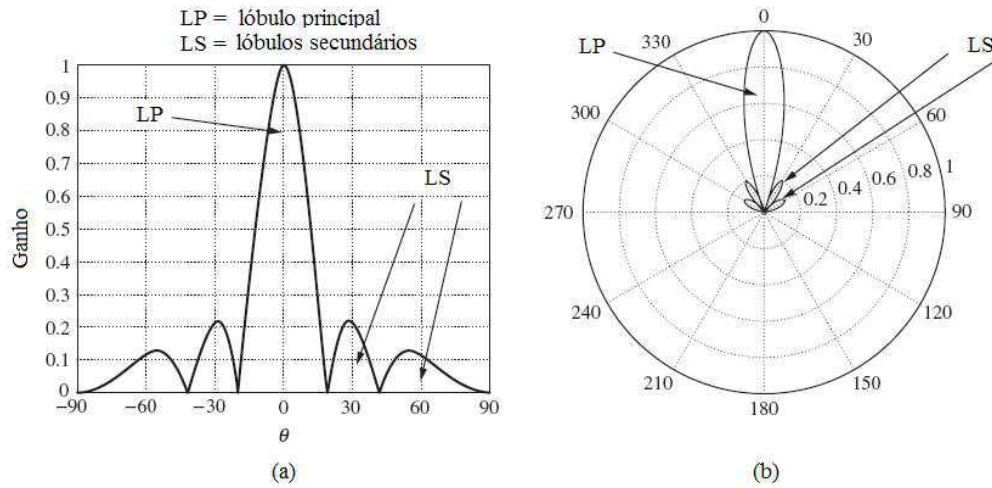


Figura 3.5: (a) Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) em coordenadas retangulares. (b) Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) em coordenadas polares.

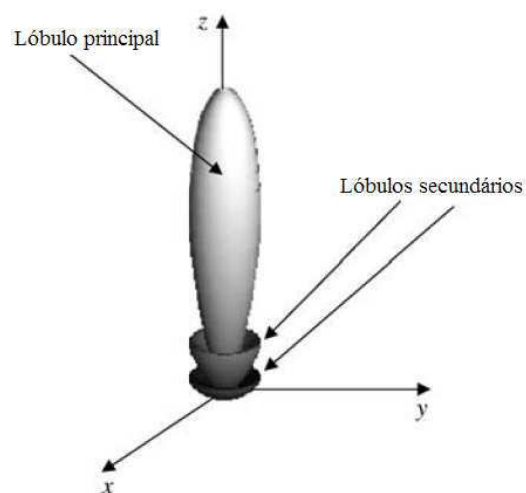


Figura 3.6: Representação do diagrama de radiação do campo elétrico (ou magnético) tridimensional.

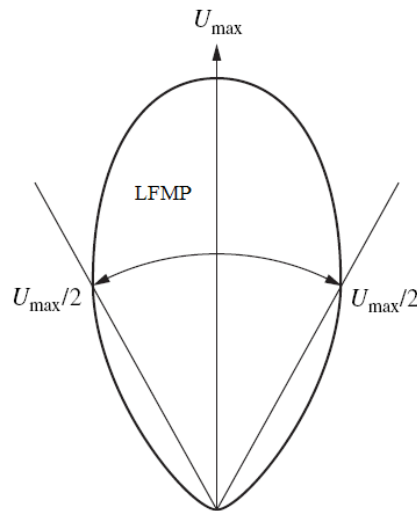


Figura 3.7: Representação da largura de feixe de meia potência (LFMP).

3.2.6 Largura de Feixe

A largura de feixe é medida a partir dos pontos de queda de 3 dB do lóbulo principal do diagrama de radiação. A Figura 3.7 ilustra um corte bidimensional da Figura 4.4. A largura de feixe é o ângulo entre os pontos de 3 dB. No caso de um diagrama da potência, os pontos de 3 dB são também os pontos de meia potência.

3.2.7 Diretividade

A diretividade de uma antena é definida como a razão da intensidade de irradiação em uma dada direção a partir da antena pela intensidade de irradiação média sobre todas as direções. A intensidade de irradiação média é igual a potência irradiada total pela antena dividida por 4π . Se a direção não é especificada, a direção da intensidade de irradiação máxima U_{max} é introduzida. Por outro lado, de forma mais simples, a diretividade de uma antena anisotrópica é igual à razão de sua intensidade de irradiação em uma dada direção sobre aquela de uma antena isotrópica. Na forma matemática, usando (3.16), a diretividade é dada por [28]

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_o} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{tot}}. \quad \text{adimensional} \quad (3.17)$$

A diretividade pode ser mais explicitamente expressa substituindo (3.14) em (3.17), que resulta em

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}. \quad (3.18)$$

A diretividade máxima, representada por D_o , é o máximo de (3.18), resultando em

$$D_o = \frac{4\pi U_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi}. \quad (3.19)$$

3.2.8 Ângulo Sólido do Feixe

O ângulo sólido do feixe (Ω_A) é aquele ângulo sólido pelo qual toda potência da antena propagaria se sua intensidade de irradiação é constante (e igual ao valor máximo de U) para todos os ângulos dentro de (Ω_A) [28]. O ângulo sólido do feixe pode ser obtido expressando (3.19) como

$$D_o = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{U(\theta, \phi)}{U_{max}} \text{sen}\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_A}, \quad (3.20)$$

em que

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{U(\theta, \phi)}{U_{max}} \text{sen}\theta d\theta d\phi, \quad \text{sr} \quad (3.21)$$

é o ângulo sólido do feixe.

O ângulo sólido do feixe é dado em esferorradianos (sr), em que 1 esferorradiano é definido como ângulo sólido de uma esfera subtendendo uma área da superfície da esfera igual a r^2 . Assim há 4π esferorradianos em uma esfera [28].

3.2.9 Ganho

A diretividade de uma antena é uma indicação do grau de direcionamento do feixe de uma antena e, ela informa sobre a capacidade de uma antena em orientar energia em direções pré-determinadas. A diretividade assume que não há perdas na antena, como perdas de condução, perdas dielétricas ou perdas causadas por descasamento na linha de transmissão. O ganho da antena é uma modificação da diretividade a fim de incluir os efeitos de perdas da antena. O ganho reflete melhor o desempenho da antena real. O ganho de uma antena é dado por

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{tot}} = eD(\theta, \phi), \quad (3.22)$$

em que e é a eficiência total da antena, incluindo os efeitos de perdas e descasamento. O diagrama produzido pelo ganho é idêntico ao diagrama produzido pela diretividade exceto pelo fator de escala de eficiência e .

3.2.10 Abertura Efetiva

Uma antena pode transmitir e receber energia em várias direções pré-determinadas. Esse princípio é chamado reciprocidade. A Figura 3.8 ilustra antenas transmitindo e recebendo. A antena que transmite está transmitindo com potência P_1 e irradia uma densidade de potência W_1 .

Uma antena receptora intercepta uma parte da densidade de potência incidente W , fornecendo potência P à carga. A antena receptora pode ser vista como uma abertura efetiva de área A , que captura uma parte da densidade de potência disponível. Assim, usando (3.17) e (3.22), pode-se escrever

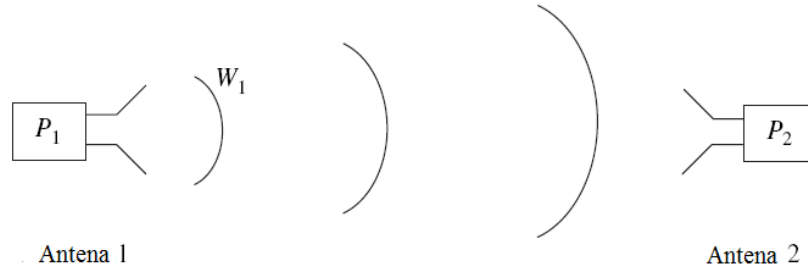


Figura 3.8: Antenas transmitindo e recebendo.

a potência recebida como

$$P = AW = \frac{APeD(\theta, \phi)}{4\pi r^2}, \quad (3.23)$$

em que r, θ, ϕ são as coordenadas esféricas locais da antena.

Se as antenas na Figura 4.9 são revertidas, tal que a antena receptora transmite e a antena transmissora recebe, resulta

$$P_1 = A_{e1}W_2 = \frac{A_{e1}P_2e_2D_2(\theta_2, \phi_2)}{4\pi r_2^2}, \quad (3.24)$$

em que r_2, θ_2, ϕ_2 são as coordenadas esféricas locais da antena 2.

A demonstração está fora do âmbito deste texto, mas ela pode ser mostrada a partir de (3.21) e (3.22) que a abertura efetiva está relacionada à diretividade de uma antena por [28],[58]

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} eD(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi). \quad (3.25)$$

3.2.11 Potencial Magnético Vetorial e o Campo Distante

Todas as antenas irradiam campos elétricos e magnéticos em virtude de cargas elétricas aceleradas na antena. Essas cargas formam uma corrente AC (*alternate current*). O cálculo dos campos distantes irradiados diretamente das correntes da antena é relativamente complexo. Um procedimento mais simples é calcular o potencial magnético vetorial e desse se obter os campos distantes irradiados [59].

A relação pontual ou diferencial obtida da lei de Gauss estabelece que $\nabla \cdot \vec{B} = 0$ [60]. No entanto, como o divergente do rotacional de qualquer vetor é sempre identicamente igual a zero. O campo magnético (\vec{B}), pode ser definido, em termos do potencial magnético vetorial (\vec{A}), como

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}. \quad (3.26)$$

Mas $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$, então

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A}, \quad (3.27)$$

em que μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo.

O campo elétrico, em uma região livre de fonte, pode ser deduzido a partir do campo magnético

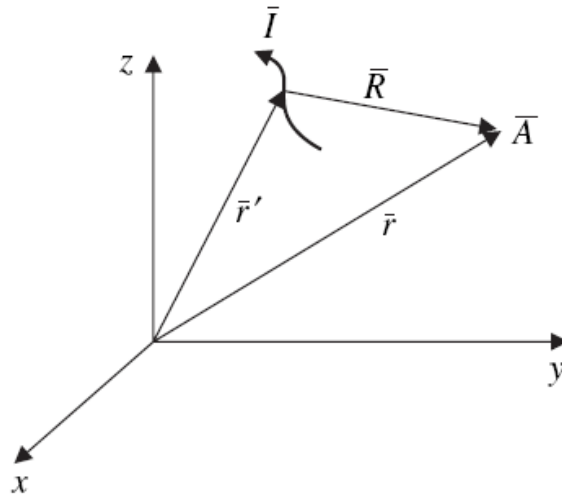


Figura 3.9: Fonte de corrente arbitrária $\bar{\mathbf{I}}$ gerando o potencial magnético vetorial $\bar{\mathbf{A}}$ no campo distante.

por

$$\bar{\mathbf{E}} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla \times \bar{\mathbf{H}}. \quad (3.28)$$

Então, se é conhecido o potencial magnético vetorial, podem ser subseqüentemente calculados os campos $\bar{\mathbf{E}}$ e $\bar{\mathbf{H}}$.

A Figura 3.9 ilustra uma fonte de corrente arbitrária $\bar{\mathbf{I}}$ gerando um potencial vetor $\bar{\mathbf{A}}$. O potencial vetor é relacionado à fonte de corrente por

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \bar{\mathbf{I}}(r') \frac{e^{-jk_0 R}}{R} dl', \quad (3.29)$$

em que

$\bar{\mathbf{I}}(r') = I_x(r')\hat{\mathbf{x}} + I_y(r')\hat{\mathbf{y}} + I_z(r')\hat{\mathbf{z}}$, é a fonte de corrente em três dimensões;

$\bar{\mathbf{r}}' = x'\hat{\mathbf{x}} + y'\hat{\mathbf{y}} + z'\hat{\mathbf{z}}$, é vetor posição em coordenadas da fonte de corrente;

$\bar{\mathbf{r}} = x\hat{\mathbf{x}} + y\hat{\mathbf{y}} + z\hat{\mathbf{z}}$, é vetor posição em coordenadas de campo;

$\bar{\mathbf{R}} = \bar{\mathbf{r}} - \bar{\mathbf{r}}' = (x - x')\hat{\mathbf{x}} + (y - y')\hat{\mathbf{y}} + (z - z')\hat{\mathbf{z}}$, é o vetor distância a partir de qualquer ponto da fonte de corrente ao ponto de observação, $R = |\bar{\mathbf{R}}|$;

$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = 2\pi/\lambda$, é o número de onda no vácuo;

μ_0 , é a permeabilidade magnética do vácuo, ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m);

ϵ_0 , é a permissividade elétrica do vácuo, ($\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ F/m);

ω , é a frequência angular, ($\omega = 2\pi f$ rad/s);

f , é a frequência da onda; Hz

λ , é o comprimento de onda; m

dl' , é comprimento diferencial da fonte de corrente.

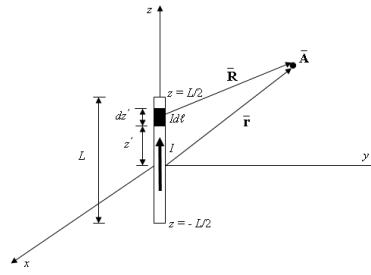


Figura 3.10: A geometria de um dipolo infinitesimal simetricamente colocado sobre o plano xy .

3.3 Antenas Lineares

Entende-se por antena linear aquela que possui a dimensão longitudinal muito maior que a dimensão transversal, sendo esta pequena em relação a $\lambda/4$. Sob o ponto de vista geométrico, tais antenas podem apresentar as seguintes formas: cilíndricas, cônicas, esferoidais ou outras, desde que sejam satisfeitas as condições anteriores.

3.3.1 Dipolo Infinitesimal

Uma seção infinitesimal isolada de condutor é conhecida como elemento de corrente infinitesimal ou dipolo infinitesimal. Embora, um elemento de corrente não possa ser isolado do restante da antena, ele é um conceito muito útil para calcular os campos produzidos por este tipo de corrente infinitesimal. Os campos de uma antena prática (real) podem ser calculados a partir dos campos dos elementos de corrente mediante uma integração apropriada.

Considere o dipolo infinitesimal ilustrado na Figura 3.10. Assumindo que o mesmo está localizado na origem de um sistema de coordenadas e que a corrente I é uniforme, ou seja, independente da posição considerada ao longo do eixo z do dipolo.

A corrente fasorial é dada por $\bar{I} = I_0 \hat{z}$, em que I_0 é a amplitude da corrente em Ampère (A). Os vetores posição e distância são dados por $\bar{r} = r\hat{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$, $\bar{r}' = z'\hat{z}$, $\bar{R} = x\hat{x} + y\hat{y} + (z - z')\hat{z}$.

Como a distribuição de corrente na Figura 3.10 está inteiramente na direção z . Então, o potencial magnético vetorial tem apenas componente z . Assim, o potencial é dado por

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_0 \hat{z} \frac{e^{-jk_0 \sqrt{x^2 + y^2 + (z - z')^2}}}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z')^2}} dz' . \quad (3.30)$$

Quando a distância ao dipolo infinitesimal é grande comparada com seu comprimento ($r \gg L$), e que o comprimento de onda é grande comparado com o comprimento ($\lambda \gg L$), pode-se fazer $|\bar{R}| = |\bar{r}|$ e desprezar as diferenças de amplitude e fase, provocadas pelas contribuições de diferentes

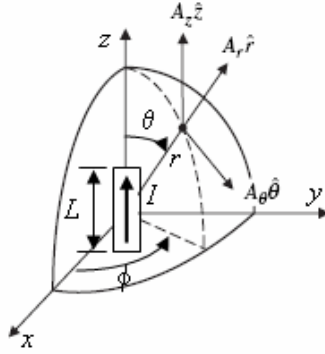


Figura 3.11: Representação das componentes do potencial magnético vetorial para um dipolo infinitesimal.

partes do fio. Assim, a integral pode ser resolvida, obtendo-se

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int_{-L/2}^{L/2} I_o \hat{\mathbf{z}} \frac{e^{-jk_o r}}{r} dz' = \frac{\mu_o I_o L}{4\pi r} e^{-jk_o r} \hat{\mathbf{z}} = A_z \hat{\mathbf{z}}. \quad (3.31)$$

Porém, sabe-se que a maioria dos campos da antena são expressos em coordenadas esféricas. Assim, pode ser aplicada uma transformação vetorial em (3.31) ou pode-se graficamente determinar $\bar{\mathbf{A}}$ em coordenadas esféricas. A Figura 3.11 ilustra o potencial magnético vetorial em coordenadas retangular e esférica.

Os componentes A_r e A_θ são projeções vetoriais de A_z . Desse modo, pode ser mostrado que

$$A_r = A_z \cos \theta = \frac{\mu_o I_o L e^{-jk_o r}}{4\pi r} \cos \theta, \quad (3.32)$$

$$A_\theta = -A_z \sin \theta = -\frac{\mu_o I_o L e^{-jk_o r}}{4\pi r} \sin \theta. \quad (3.33)$$

De (3.27), $\bar{\mathbf{H}}$ é relacionado ao rotacional de $\bar{\mathbf{A}}$ e, portanto, pode ser tomado o rotacional em coordenadas esféricas, obtendo-se

$$H_\phi = \frac{jk_o I_o L \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jk_o r} \right) e^{-jk_o r}, \quad (3.34)$$

em que $H_r = 0$ e $H_\theta = 0$.

O campo elétrico pode ser determinado a partir de (3.34), substituindo H_ϕ em (3.28), que resulta em

$$E_r = \frac{\eta_o I_o L \cos \theta}{2\pi r^2} \left(1 + \frac{1}{jk_o r} \right) e^{-jk_o r}, \quad (3.35)$$

$$E_\theta = \frac{jk_o \eta_o I_o L \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jk_o r} - \frac{1}{(k_o r)^2} \right) e^{-jk_o r}, \quad (3.36)$$

em que $E_\phi = 0$ e η_0 é a impedância intrínseca do vácuo.

No campo distante, os termos de ordem superior envolvendo $1/r^2$ e $1/r^3$ são desprezados, permitindo simplificações em (3.35) e (3.36),

$$E_\theta = \frac{jk_0\eta_0 I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jk_0 r}, \quad (3.37)$$

$$H_\phi = \frac{jk_0 I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jk_0 r}. \quad (3.38)$$

Deve-se notar que no campo distante $\frac{E_\theta}{H_\phi} = \eta_0$.

3.3.2 Densidade de Potência e Intensidade de Irradiação

Pode ser calculada a densidade de potência e a intensidade de irradiação de campo distante substituindo (3.37) em (3.8) e (3.12), obtendo-se

$$W_r(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} \left| \frac{k_0\eta_0 I_0 L \sin\theta}{4\pi r} \right|^2 = \frac{\eta_0}{8} \left| \frac{I_0 L}{\lambda} \right|^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2}, \quad (3.39)$$

$$U(\theta) = \frac{\eta_0}{8} \left| \frac{I_0 L}{\lambda} \right|^2 \sin^2\theta, \quad (3.40)$$

em que $I_0 = |I_0|e^{j\psi}$ é a corrente fasorial complexa e λ é o comprimento de onda.

3.3.3 Diretividade

A diretividade, como definida em (3.18), pode ser aplicada à intensidade de irradiação do dipolo infinitesimal, resultando em

$$D(\theta) = \frac{4\pi \sin^2\theta}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3\theta d\theta d\phi} = 1,5 \sin^2\theta. \quad (3.41)$$

3.4 Dipolo de Comprimento Finito

O mesmo procedimento pode ser também aplicado a um dipolo de comprimento finito para determinar os campos distantes e o diagrama de radiação. Contudo, uma vez que um dipolo de comprimento finito pode ser visto como a concatenação de numerosos dipolos infinitesimais, pode-se usar o princípio da superposição para encontrar os campos. Supondo numerosos dipolos infinitesimais de comprimento dz' , E_θ pode ser escrito como

$$E_\theta = \frac{j\eta_0 k_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sin\theta \int_{-L/2}^{L/2} I(z') e^{jk_0 z' \cos\theta} dz'. \quad (3.42)$$

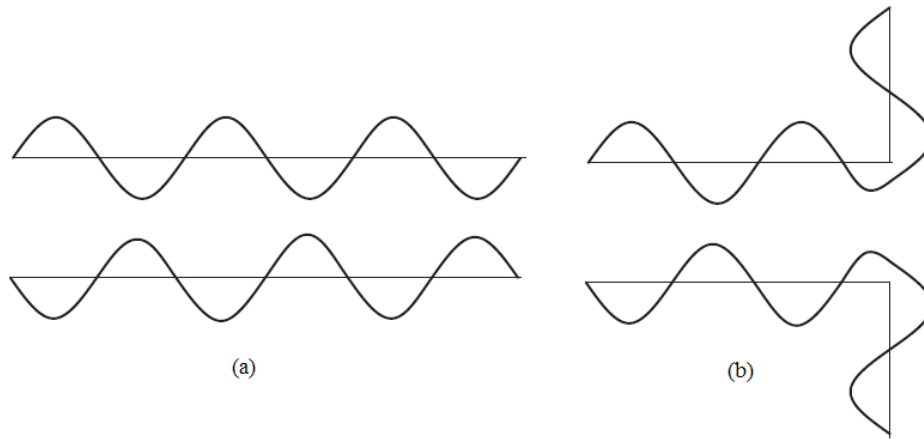


Figura 3.12: Ondas estacionárias em uma linha de transmissão e em um dipolo.

Portanto, como os dipolos são alimentados no centro e as correntes devem terminar nas extremidades, uma adequada aproximação para a distribuição de corrente ou cargas é dada como senoidal [61]. Além disso, é bem conhecido que uma linha de transmissão condutora equivalente com uma terminação em circuito aberto gera ondas estacionárias senoidais ao longo dos condutores. No entanto, se as extremidades dos condutores são dobradas, a fim de formar um dipolo, as correntes podem ser ainda aproximadas como senoidais por partes. A Figura 3.12(a) ilustra uma linha de transmissão condutora equivalente com correntes senoidais. A Figura 3.13(b) ilustra uma linha de transmissão condutora equivalente com correntes senoidais, terminada em um dipolo. As correntes de dipolo podem ser vistas como uma extensão das correntes na linha de transmissão existente.

Como as correntes senoidais são aproximações de correntes em uma antena linear, pode-se desenvolver uma expressão para a corrente em (3.42) [28], que fornece

$$I(z') = \begin{cases} I_o \text{sen} \left[k_o \left(\frac{L}{2} - z' \right) \right], & \text{se } 0 \leq z' \leq L/2 \\ I_o \text{sen} \left[k_o \left(\frac{L}{2} + z' \right) \right], & \text{se } -L/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.43) em (3.42), obtém-se o campo elétrico e o campo magnético distante, respectivamente, como

$$E_\theta = \frac{j\eta_o I_o e^{-jk_o r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left(\frac{k_o L}{2} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{k_o L}{2} \right)}{\text{sen} \theta} \right], \quad (3.44)$$

$$H_\phi = \frac{jI_o e^{-jk_o r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left(\frac{k_o L}{2} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{k_o L}{2} \right)}{\text{sen} \theta} \right]. \quad (3.45)$$

3.4.1 Densidade de Potência e Intensidade de Irradiação

Novamente podem ser calculadas a densidade e a intensidade de irradiação de campo distante, como

$$W_r(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} |E_\theta|^2 = \frac{\eta_0}{8} \left| \frac{I_0}{\pi r} \right|^2 \left[\frac{\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2, \quad (3.46)$$

$$U(\theta) = \frac{\eta}{8} \left| \frac{I_0}{\pi} \right|^2 \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2. \quad (3.47)$$

3.4.2 Diretividade

A diretividade do dipolo de comprimento finito é determinada substituindo (3.47) em (3.18), obtendo-se

$$D(\theta) = \frac{4\pi \left[\frac{\cos\left(\pi \frac{L}{\lambda} \cos\theta\right) - \cos\left(\pi \frac{L}{\lambda}\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\cos\left(\pi \frac{L}{\lambda} \cos\theta\right) - \cos\left(\pi \frac{L}{\lambda}\right)}{\text{sen}\theta} \right]^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi}, \quad (3.48)$$

em que L/λ é o comprimento da antena normalizado pelo comprimento de onda.

3.5 Arranjos de Antenas Lineares

Quando duas ou mais antenas estão localizadas em uma mesma região do espaço e são excitadas, direta ou indiretamente, por um gerador comum, tem-se um arranjo de antenas. O arranjo de antenas linear é aquele em que todos os elementos estão espaçados sobre uma linha reta e geralmente têm um espaçamento entre os elementos uniforme. O arranjo mais simples é constituído por duas antenas idênticas e, mais particularmente, por dois dipolos infinitesimais, cuja orientação é a que está ilustrada na Figura 3.13 e que são excitados por duas correntes em fase, de igual intensidade.

3.5.1 Arranjo de Dois Elementos

O arranjo de dois elementos apresenta o mesmo comportamento de arranjos com n elementos e é um ponto de partida para entender a diferença de fase entre os elementos do arranjo. A Figura 3.13 ilustra dois dipolos infinitesimais polarizados verticalmente espaçados sobre o eixo y e separados por uma distância d . O ponto $P(r, \theta, \phi)$ na região de campo distante é localizado em uma distância $r = |\bar{r}|$ a partir da origem tal que $r \gg d$. Desse modo, pode-se assumir que os vetores distância \bar{r}_1 , \bar{r} , e \bar{r}_2 são essencialmente paralelos.

Desta forma, pode-se fazer as seguintes aproximações

$$r_1 \approx r + \frac{d}{2} \text{sen}\theta, \quad (3.49)$$

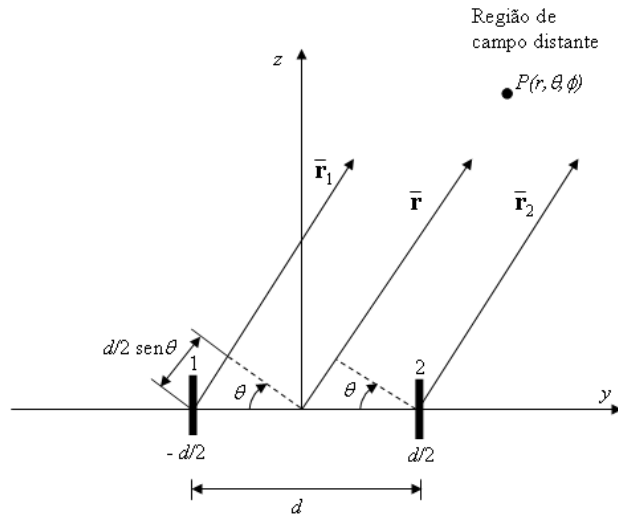


Figura 3.13: Dois dipolos infinitesimais.

$$r_2 \approx r - \frac{d}{2} \text{sen}\theta, \tag{3.50}$$

em que $r_1 = |\bar{\mathbf{r}}_1|$, $r = |\bar{\mathbf{r}}|$ e $r_2 = |\bar{\mathbf{r}}_2|$.

A seguir supõe-se também que a fase elétrica do elemento 1 é $-\delta/2$, tal que o fasor corrente no elemento 1 é $I_o e^{-j\frac{\delta}{2}}$. A fase elétrica do elemento 2 é $+\delta/2$, tal que o fasor corrente no elemento 2 é $I_o e^{j\frac{\delta}{2}}$. Agora, pode-se determinar o campo elétrico distante usando superposição quando aplicada a esses dois elementos dipolos. Então, ao usar (3.37) e (3.49) e (3.50), e assumindo que $r_1 \approx r_2 \approx r$ no denominador, pode ser determinado o campo elétrico total, como

$$E_\theta = \frac{jk_o \eta_o I_o e^{-j\frac{\delta}{2}} L \text{sen}\theta}{4\pi r_1} e^{-jk r_1} + \frac{jk_o \eta_o I_o e^{j\frac{\delta}{2}} L \text{sen}\theta}{4\pi r_2} e^{-jk r_2},$$

$$E_\theta = \frac{jk_o \eta_o I_o L \text{sen}\theta}{4\pi r} e^{-jk r} \left[e^{-j\frac{(k d \text{sen}\theta + \delta)}{2}} + e^{j\frac{(k d \text{sen}\theta + \delta)}{2}} \right], \tag{3.51}$$

em que

δ é a diferença de fase elétrica entre os dois elementos adjacentes;

L é o comprimento do dipolo;

θ é o ângulo medido a partir do eixo y em coordenadas esféricas;

d é o espaçamento do elemento.

A Equação (3.51) pode ser simplificada para

$$E_\theta = \underbrace{\frac{jk_o \eta_o I_o L e^{-jk_o r}}{4\pi r} \text{sen}\theta}_{\text{fator de elemento}} \cdot \underbrace{\left\{ 2 \cos \left[\frac{(k_o d \text{sen}\theta + \delta)}{2} \right] \right\}}_{\text{fator de arranjo}}, \tag{3.52}$$

em que o fator de elemento é a equação de campo distante para um dipolo e o fator de arranjo (AF – *array factor*) é uma função da geometria do arranjo e a fase da corrente de excitação.

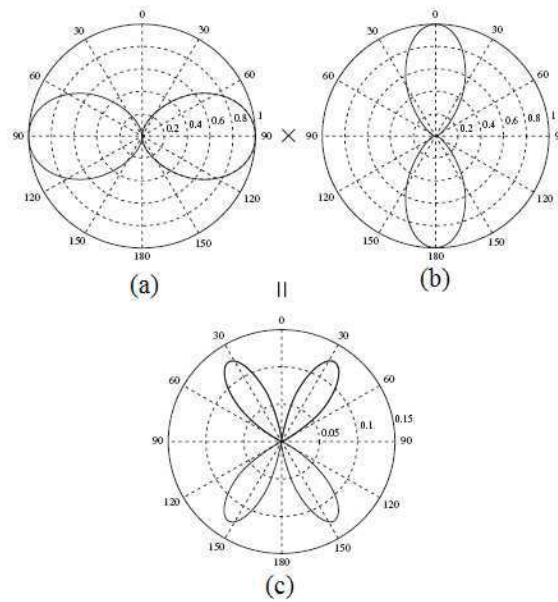


Figura 3.14: (a) Diagrama unitário, (b) Diagrama do arranjo, (c) Diagrama resultante.

De (3.52), nota-se que, o $|\text{sen}\theta|$ é o diagrama de radiação devido apenas um elemento, enquanto o fator de arranjo normalizado, $|1/2(kd\text{sen}\theta + \delta)|$, é o diagrama de radiação do arranjo. Esses diagramas podem ser considerados como o *diagrama unitário* e o *diagrama do arranjo*, respectivamente. Portanto, o *diagrama resultante* é o produto entre o diagrama unitário e o diagrama de arranjo.

O processo de obtenção do diagrama de radiação de um arranjo de antenas é conhecido como *multiplicação de diagramas*. É possível traçar, quase por inspeção, o diagrama de radiação de um arranjo pela multiplicação de diagramas. É, portanto, uma ferramenta a ser utilizada no projeto de antenas. Deve-se realçar que, enquanto, o diagrama unitário depende do tipo de elemento irradiante que é usado no arranjo, o diagrama do arranjo independe do tipo do elemento, desde que o espaçamento d , a diferença de fase δ e a orientação dos elementos se mantenham inalterados [62].

A intensidade de irradiação normalizada pode ser obtida substituindo (3.52) em (3.13), resultando em

$$U_n(\theta) = (\text{sen}\theta)^2 \cdot \left\{ \cos \left[\frac{(kd\text{sen}\theta) + \delta}{2} \right] \right\}^2,$$

ou

$$U_n(\theta) = (\text{sen}\theta)^2 \cdot \left\{ \cos \left[\frac{\pi d}{\lambda} \text{sen}\theta + \frac{\delta}{2} \right] \right\}^2. \quad (3.53)$$

A multiplicação de diagramas é mostrada por meio da representação gráfica de (3.53) para o caso em que $d/\lambda = 0,5$ e $\delta = 0$. Isso está ilustrado na Figura 3.14. A Figura 4.21(a) mostra o diagrama de potência para o dipolo isolado. A Figura 4.21(b) ilustra o diagrama de potência do fator de arranjo isolado. E a Figura 4.21(c) apresenta a multiplicação dos dois diagramas.

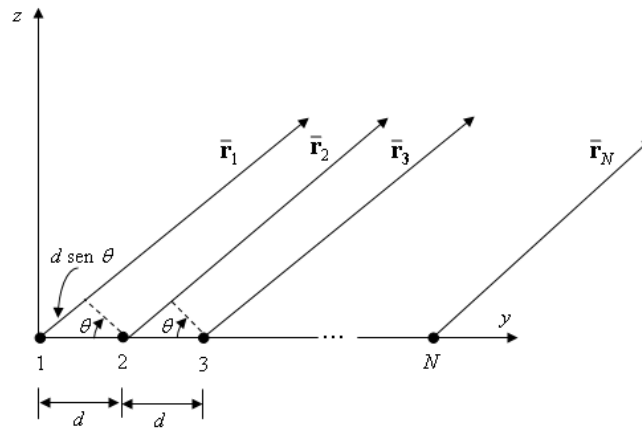


Figura 3.15: Arranjo linear uniforme de N elementos.

3.5.2 Arranjo de Antenas Linear Uniforme de N Elementos

O arranjo linear mais geral é o arranjo de N elementos. Para simplificar, supor que os elementos do arranjo estão igualmente espaçados ao longo de uma linha que coincide com o eixo y e, também, que cada elemento é percorrido por correntes de mesma amplitude, mas com um deslocamento de fase progressivo δ . Essa mudança de fase pode ser implementada variando a fase da corrente de cada elemento do arranjo. A Figura 3.15 ilustra um arranjo linear uniforme de N elementos irradiantes isotrópicos.

Para o arranjo linear uniforme, o fator de arranjo é a soma das contribuições de todos os elementos. Assim,

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}, \quad (3.54)$$

em que

$$\psi = k_0 d \sin\theta + \delta. \quad (3.55)$$

De (3.55), $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = 2\pi/\lambda$, sendo que d e δ são, respectivamente, o espaçamento e o deslocamento de fase entre cada elemento. Note que o lado direito de (3.54) é uma série geométrica com a forma

$$1 + x + x^2 + \dots + x^{N-1} = \frac{1 - x^N}{1 - x}. \quad (3.56)$$

Assim, (3.54) torna-se

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(k_0 d \sin\theta + \delta)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}}. \quad (3.57)$$

Assumindo que cada elemento isotrópico do arranjo de antenas tem corrente de excitação com amplitude unitária, o comportamento completo desse arranjo é dado pela diferença de fase entre os elementos. A fase é diretamente proporcional ao espaçamento entre os elementos em comprimento de onda.

Há também uma aproximação alternativa para expressar (3.57), que inicia com a definição do vetor de arranjo, como

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kd \sin \theta + \delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kd \sin \theta + \delta)} \end{bmatrix} = \left[1 \quad e^{j(kd \sin \theta + \delta)} \quad \dots \quad e^{j(N-1)(kd \sin \theta + \delta)} \right]^T, \quad (3.58)$$

em que T significa a transposta do vetor.

O vetor $\bar{\mathbf{a}}(\theta)$ é um vetor de Vandermonde por ele estar na forma $[1 \quad z \quad \dots \quad z^{(N-1)}]$. Na literatura o vetor de arranjo é conhecido como vetor de direcionamento do arranjo [63], vetor de propagação do arranjo [66]-[69], vetor de resposta do arranjo [70] e vetor múltiplo do arranjo [71]. Neste texto, $\bar{\mathbf{a}}(\theta)$ é chamado o vetor de arranjo. Então, AF , em (3.57) pode ser alternativamente expresso como a soma dos elementos do vetor de arranjo

$$AF = \sum [\bar{\mathbf{a}}(\theta)]. \quad (3.59)$$

Para simplificar (3.54), multiplica-se ambos os lados por $e^{j\psi}$. Assim,

$$e^{j\psi} AF = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{jN\psi}. \quad (3.60)$$

Subtraindo (3.54) de (3.60), obtém-se

$$(e^{j\psi} - 1) AF = (e^{jN\psi} - 1). \quad (3.61)$$

O fator de arranjo pode ser agora reescrito como

$$AF = \frac{(e^{jN\psi} - 1)}{(e^{j\psi} - 1)} = \frac{e^{j\frac{N}{2}\psi} \left(e^{j\frac{N}{2}\psi} - e^{-j\frac{N}{2}\psi} \right)}{e^{j\frac{\psi}{2}} \left(e^{j\frac{\psi}{2}} - e^{-j\frac{\psi}{2}} \right)}, \quad (3.62)$$

$$AF = e^{j\frac{(N-1)}{2}\psi} \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)}. \quad (3.63)$$

O fator de fase $e^{j\frac{(N-1)}{2}\psi}$ indica que o centro físico do arranjo está localizado em $(N-1)d/2$. Esse centro do arranjo apresenta uma diferença de fase de $(N-1)\psi/2$ no fator de arranjo. Se o arranjo está centrado na origem, o centro físico está em 0, e (3.63) pode ser simplificada para

$$AF = \frac{\text{sen} \left(\frac{N}{2}\psi \right)}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)}. \quad (3.64)$$

O valor máximo do AF é quando o argumento $\psi = 0$. Nesse caso, $AF = N$. Isso é intuitivo, uma vez que um arranjo de N elementos deve ter um ganho N sobre um único elemento. Pode-se normalizar AF como

$$AF_n = \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)}. \quad (3.65)$$

Nos casos em que o argumento $\psi/2$ é muito pequeno, pode-se recorrer a uma aproximação de argumento pequeno para o termo $\text{sen}(\psi/2)$ e obter a seguinte aproximação:

$$AF_n \approx \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi}. \quad (3.66)$$

De (3.66) é observado que o AF assume a forma de uma função $\text{sen}(x)/x$. Isso ocorre porque o arranjo uniforme apresenta uma janela retangular de amostra finita por meio do qual irradia ou recebe um sinal.

A seguir é determinado os nulos do AF , os máximos e a largura de feixe do lóbulo principal.

Nulos

A partir de (3.93), os nulos do arranjo ocorrem quando o argumento do numerador $N\psi/2 = \pm n\pi$. Assim, os nulos do arranjo são obtidos quando

$$\frac{N}{2}(kd\text{sen}\theta_{nulo} + \delta) = \pm n\pi,$$

ou

$$\theta_{nulo} = \text{sen}^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(\pm \frac{2n\pi}{N} - \delta \right) \right]. \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.67)$$

No entanto, como $\text{sen}(\theta_{nulo}) \leq 1$, para ângulos reais, o argumento de (3.67) deve ser ≤ 1 . Desse modo, somente um conjunto finito de n valores satisfaz a igualdade.

Máximos

O máximo do lóbulo principal de (3.66) ocorre quando $\psi/2 = 0$. Dessa forma, tem-se

$$\theta_{max} = -\text{arcsen} \left(\frac{\delta\lambda}{2\pi d} \right). \quad (3.68)$$

Os máximos dos lóbulos secundários ocorrem aproximadamente quando o numerador é um máximo, ou seja, quando o argumento do numerador $N\psi/2 = \pm(2n+1)\pi/2$. Assim, resulta em

$$\theta_s = \text{arcsen} \left\{ \frac{1}{kd} \left[\pm \frac{(2n+1)\pi}{N} - \delta \right] \right\},$$

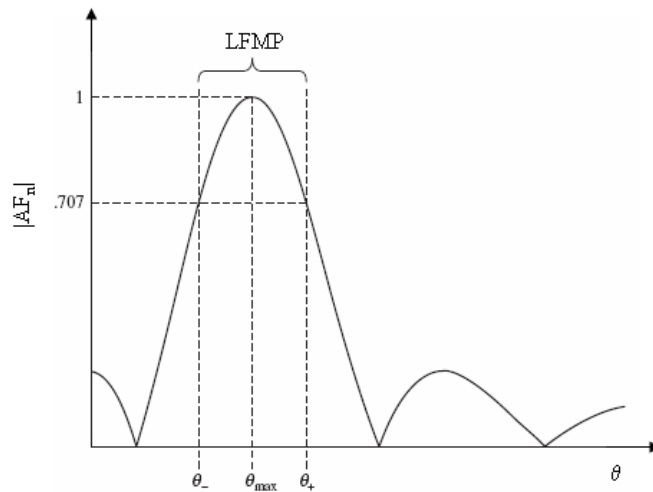


Figura 3.16: Largura de feixe de meia potência de um arranjo linear.

ou

$$\theta_s = \pm \frac{\pi}{2} + \arccos \left\{ \frac{1}{kd} \left[\pm \frac{(2n + 1)\pi}{N} - \delta \right] \right\}. \quad (3.69)$$

Largura de feixe

A largura de feixe de um arranjo linear é determinada pela distância angular entre os pontos de meia potência do lóbulo principal. O máximo do lóbulo principal é determinado por (3.68). A Figura 3.16 representa um típico diagrama de radiação do arranjo normalizado com a largura de feixe indicada.

Os dois pontos de meia potência (θ_+ e θ_-) são obtidos quando AF normalizado $AF_n = 0,707$. Ao usar a aproximação do arranjo determinada em (3.66), pode-se simplificar o cálculo da largura de feixe.

Quando o AF normalizado está nos pontos de meia potência, tem-se

$$\frac{N}{2} (kdsen\theta_{\pm} + \delta) = \pm 1,391. \quad (3.70)$$

Rearranjando, para resolver para θ_{\pm} , obtém-se

$$\theta_{\pm} = \text{sen}^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(\frac{\pm 2,782}{N} - \delta \right) \right]. \quad (3.71)$$

A LFMP é determinada por

$$\text{LFMP} = |\theta_+ - \theta_-|. \quad (3.72)$$

Para arranjos de N elementos, a largura de feixe é estreita, tal que a LFMP resulta em

$$\text{LFMP} = 2|\theta_+ - \theta_{max}| = 2|\theta_{max} - \theta_-|, \quad (3.73)$$

em que θ_{max} é determinado por (3.68) e θ_{\pm} por (3.71).

3.5.3 Arranjo Linear com Direcionamento de Feixe

Um arranjo linear com direcionamento de feixe é um arranjo em que a diferença de fase δ é função da variável θ , permitindo assim o lóbulo principal ser direcionado para qualquer direção de interesse. As condições de direcionamento podem ser satisfeitas definindo a diferença de fase $\delta = -kd \sin \theta_0$. Dessa forma, pode-se reescrever o fator de arranjo em termos do direcionamento de feixe, como

$$AF_n = \frac{1}{N} \frac{\text{sen} \left[\frac{Nkd}{2} (\text{sen} \theta - \text{sen} \theta_0) \right]}{\text{sen} \left[\frac{kd}{2} (\text{sen} \theta - \text{sen} \theta_0) \right]}. \quad (3.74)$$

A largura de feixe do arranjo com feixe direcionado pode ser determinado usando as Equações (3.98) e (3.99), tal que

$$\theta_{\pm} = \text{sen}^{-1} \left(\pm \frac{2,782}{Nkd} + \text{sen} \theta_0 \right), \quad (3.75)$$

em que

$$\delta = -kdsen\theta_0;$$

θ_0 é o ângulo de direcionamento.

A largura de feixe do arranjo com feixe direcionado é agora determinado por

$$\text{LFMP} = |\theta_+ - \theta_-|. \quad (3.76)$$

3.5.4 Diretividade de um Arranjo Linear Uniforme com N Elementos

A diretividade de uma antena foi previamente definida em (3.18). A diretividade é uma medida da habilidade das antenas preferencialmente direcionar energia em certas direções. A equação da diretividade é repetida a seguir

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \text{sen} \theta d\theta d\phi}. \quad (3.77)$$

Na demonstração anterior para AF determinado, o arranjo foi alinhado ao longo do eixo horizontal. Isso ajudou a visualizar o desempenho do arranjo relativo a um ângulo de referência transversal. No entanto, a fim de simplificar o cálculo da diretividade, alinha-se o arranjo linear ao longo do eixo z , como ilustrado na Figura 3.17.

Rotacionando o arranjo de 90° , para colocá-lo na vertical, pode-se modificar AF , obtendo $\psi = kd \cos \theta + \delta$. Agora, o ângulo transversal é quando $\theta = 90^\circ$. Desse modo, AF é proporcional ao nível do sinal e não à potência e, portanto, deve-se elevar ao quadrado AF para produzir a intensidade de irradiação do arranjo $U(\theta)$. Assim, substituindo a aproximação normalizada $(AF_n)^2$ em (3.77),

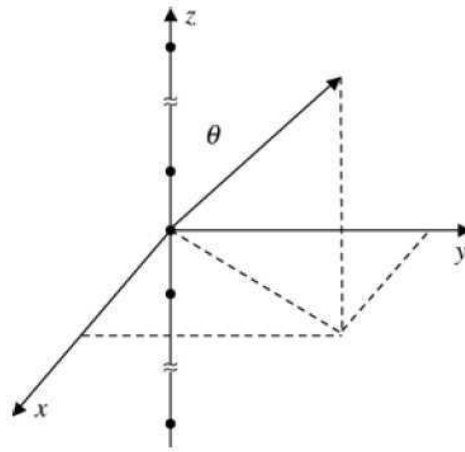


Figura 3.17: Arranjo linear de N elementos ao longo do eixo z .

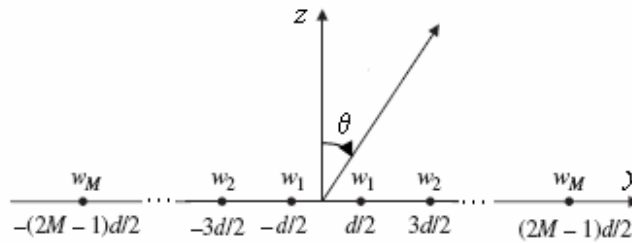


Figura 3.18: Arranjo de antenas linear com um número par de elementos e simetricamente ponderado com pesos.

resulta em

$$D(\theta) = \frac{4\pi \left\{ \frac{\text{sen}\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \delta)\right]}{\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \delta)} \right\}^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{\text{sen}\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \delta)\right]}{\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \delta)} \right\}^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi}. \tag{3.78}$$

O valor máximo de AF normalizado é a unidade. Desse modo, a diretividade máxima é determinada por

$$D_o = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{\text{sen}\left[\frac{N}{2}(k_o d \cos \theta + \delta)\right]}{\frac{N}{2}(k_o d \cos \theta + \delta)} \right\}^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi}. \tag{3.79}$$

3.5.5 Ponderação do Arranjo

Anteriormente, AF assumiu que todos os elementos isotrópicos tinham correntes de excitação com amplitude unitária. Por causa dessa suposição, AF pode ser reduzido a uma simples série geométrica e aproximação de $\text{sen}(x)/x$.

A Figura 3.18 ilustra um arranjo linear simétrico com um número par de N elementos. O arranjo é simetricamente ponderado com pesos como indicado.

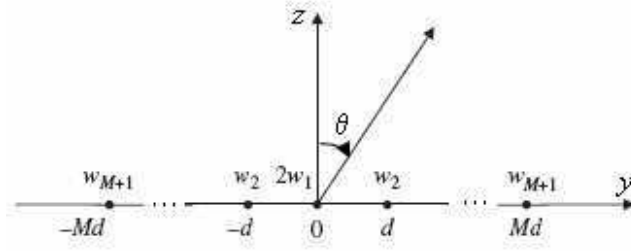


Figura 3.19: Arranjo de antenas linear com um número ímpar de elementos e ponderado com pesos.

AF é determinado pela soma ponderada das saídas de cada elemento tal que

$$AF_{par} = w_M e^{-j \frac{(2M-1)}{2} k d \text{sen} \theta} + \dots + w_1 e^{-j \frac{1}{2} k d \text{sen} \theta} + w_1 e^{j \frac{1}{2} k d \text{sen} \theta} + \dots + w_M e^{j \frac{(2M-1)}{2} k d \text{sen} \theta}, \quad (3.80)$$

em que $2M = N$ é o número total de elementos do arranjo. Cada par a posição de termos exponencial em (3.80) forma conjugados complexos. Assim, pode-se recorrer a identidade de Euler para o cosseno e reformular AF par da seguinte forma

$$AF_{par} = 2 \sum_{n=1}^M w_n \cos \left[\frac{(2n-1)}{2} k d \text{sen} \theta \right]. \quad (3.81)$$

Sem perda de generalidade, o 2 pode ser eliminado de (3.81) de modo que

$$AF_{par} = \sum_{n=1}^M w_n \cos [(2n-1)u], \quad (3.82)$$

em que $u = \frac{\pi d}{\lambda} \text{sen} \theta$.

AF é máximo quando o argumento é zero, implicando $\theta = 0$. O máximo é então a soma de todos os pesos do arranjo. Assim, pode-se normalizar AF_{par} , como

$$AF_{par} = \frac{\sum_{n=1}^M w_n \cos [(2n-1)u]}{\sum_{n=1}^M w_n}. \quad (3.83)$$

Um arranjo ímpar é representado na Figura 3.19 com o elemento central na origem.

Novamente podem ser somadas todas as contribuições exponenciais de cada elemento do arranjo para obter AF ímpar quase-normalizado

$$AF_{impar} = \sum_{n=1}^{M+1} w_n \cos [2(n-1)u], \quad (3.84)$$

em que $2M + 1 = N$.

A fim de normalizar (3.84) deve-se novamente dividi-la pela soma de pesos do arranjo, obtendo

$$AF_{\text{impar}} = \frac{\sum_{n=1}^{M+1} w_n \cos [2(n-1)u]}{\sum_{n=1}^{M+1} w_n}. \quad (3.85)$$

Alternativamente, pode-se expressar (3.82) e (3.84) usando o vetor de arranjo. Então, AF pode ser expressado em termos de vetor, como

$$AF = \bar{\mathbf{w}}^T \cdot \bar{\mathbf{a}}(\theta), \quad (3.86)$$

em que $\bar{\mathbf{a}}(\theta)$ é o vetor de arranjo e $\bar{\mathbf{w}}^T = [w_M \quad w_{M-1} \quad \dots \quad w_1 \quad w_{M-1} \quad w_M]$.

Os pesos w_n são escolhidos para satisfazer algum critério específico. Geralmente o critério é minimizar os lóbulos secundários ou possivelmente posicionar nulos em certos ângulos. No entanto, pesos escalares simétricos podem ser somente utilizados para formar lóbulos secundários.

3.6 Arranjo de Antenas Adaptativo Linear

Arranjos de antenas com feixe direcionado, em que o diagrama de radiação é formado de acordo com certo critério ótimo, são chamados de antenas inteligentes. As antenas inteligentes têm sido alternativamente chamadas de arranjos conformadores digitais de feixes ou arranjos adaptativos.

Os diagramas de radiação da antena adaptativa são controlados por meio de algoritmos baseados em certos critérios. Esses critérios podem ser a maximização da (SIR – *signal to interference ratio*), a minimização da variância, a minimização do erro quadrático médio (MSE – *mean-square error*), orientando para um sinal de interesse, cancelando os sinais interferentes, ou localizando um emissor em movimento para nomear alguns. A implementação desses algoritmos pode ser feita eletronicamente por meio de dispositivos analógicos, mas é geralmente mais fácil fazer usando-se processamento digital de sinal. Isso exige que as saídas do arranjo sejam digitalizadas por meio do uso de um conversor A/D. Essa digitalização pode ser realizada em FI (frequência intermediária) ou frequências em banda base. Uma vez que um diagrama de radiação do arranjo de antenas é formado por processamento digital de sinal, esse processo é freqüentemente referido como conformação digital de feixe. A Figura 3.20 ilustra um arranjo de antenas com orientação eletrônica com um conformador digital de feixe ou antena adaptativa.

Quando os algoritmos usados são algoritmos adaptativos, esse processo é chamado conformação adaptativa de feixe. A conformação adaptativa de feixe é uma subcategoria do assunto mais geral de conformação digital de feixe. A conformação digital de feixe tem sido aplicada a sistemas de radar [64], sistemas de sonar [65], e sistemas de comunicações [66]. A principal vantagem do conformador digital de feixe é que a diferença de fase e a ponderação do arranjo podem ser efetuadas nos dados digitalizados em lugar de ser implementado em *hardware*. No receptor, o feixe é ajustado na fase de

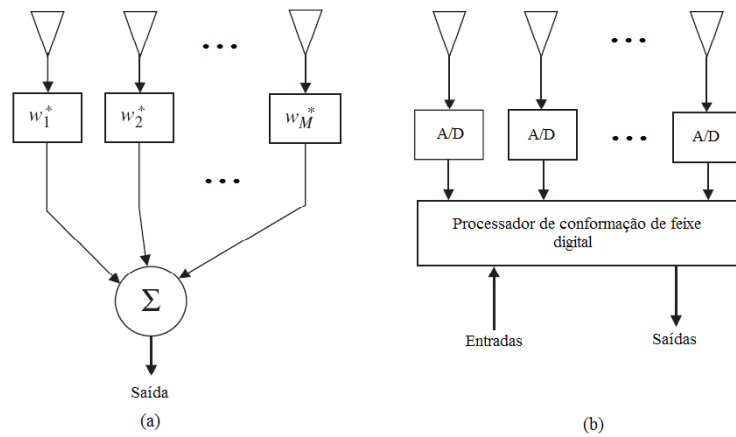


Figura 3.20: (a) Conformador de feixe analógico, (b) Conformador digital de feixe.

processamento de dados em lugar de ser formado no espaço. O método de conformação digital de feixe não pode ser estritamente chamado orientação eletrônica, visto que nenhum esforço é feito para diretamente mudar a fase das correntes do elemento da antena. Particularmente, a mudança de fase é computacionalmente efetuada no sinal digitalizado. Se os parâmetros de operação são mudados ou os critérios de detecção são modificados, o conformador de feixe pode ser mudado simplesmente mudando um algoritmo em lugar de substituir o *hardware*.

Um conformador adaptativo de feixe é um conformador digital de feixe que consiste de um algoritmo que otimiza dinamicamente o diagrama de radiação do arranjo adaptativo de acordo com a mudança do ambiente eletromagnético. Um sistema de arranjo adaptativo consiste dos elementos do arranjo de antenas terminados em um processador adaptativo que foi projetado especificamente para maximizar certos critérios. Quando os emissores movem ou mudam, o arranjo adaptativo atualiza e compensa iterativamente, a fim de monitorar a mudança no ambiente [64], [67].

3.6.1 Máxima Razão Sinal-Interferência

Um critério que pode ser aplicado para melhorar o sinal recebido e minimizar os sinais interferentes é baseado na maximização da SIR [66],[68]. Portanto, antes de se empregar a otimização da SIR, é apresentada uma aproximação heurística da Seção 3.5. Desse modo, é intuitivo que podem ser canceladas todas as interferências atenuando-as colocando-se nulos em seus ângulos de chegada automaticamente maximizando a SIR.

Assim, repetindo o desenvolvimento básico da Seção 3.5, um arranjo com $N = 3$ elementos com fonte desejada conhecida fixa e dois interferentes fixos é assumido. Todos os sinais estão operando na mesma frequência da portadora. O arranjo com sinal desejado e interferentes é ilustrado na Figura 3.21.

O vetor de arranjo é dado por

$$\bar{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} e^{-jkdsen\theta} & 1 & e^{jkdsen\theta} \end{bmatrix}^T. \quad (3.87)$$

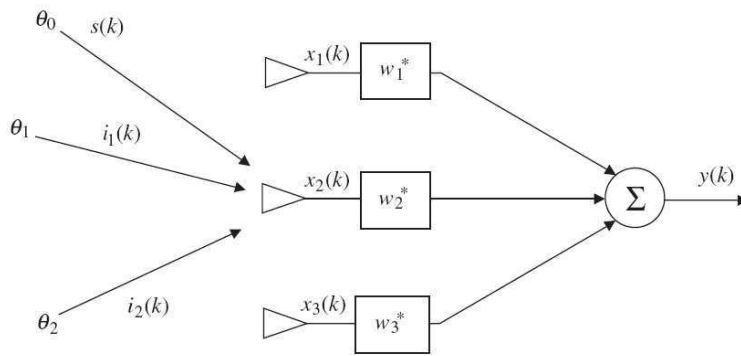


Figura 3.21: Representação de um arranjo de três elementos com sinal desejado e interferentes.

Os pesos do arranjo para otimização são dados por

$$\bar{\mathbf{w}}^H = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & w_3 \end{bmatrix}. \quad (3.88)$$

Por conseguinte, a saída do arranjo total resulta em

$$y = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{a}} = w_1 e^{-jkdsen\theta} + w_2 + w_3 e^{jkdsen\theta}. \quad (3.89)$$

A saída y_s do arranjo para o sinal desejado é escolhida, enquanto y_1 e y_2 são escolhidas como saídas do arranjo para os interferentes ou sinais indesejados. Porém, como há três pesos desconhecidos, deve haver três condições satisfeitas.

Condição 1:

$$y_s = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{a}}_o = w_1 e^{-jkdsen\theta_o} + w_2 + w_3 e^{jkdsen\theta_o} = 1. \quad (3.90)$$

Condição 2:

$$y_1 = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{a}}_1 = w_1 e^{-jkdsen\theta_1} + w_2 + w_3 e^{jkdsen\theta_1} = 0 \quad (3.91)$$

Condição 3:

$$y_2 = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{a}}_2 = w_1 e^{-jkdsen\theta_2} + w_2 + w_3 e^{jkdsen\theta_2} = 0 \quad (3.92)$$

A Condição 1 exige que $y_s = 1$ para o sinal desejado, permitindo assim que o sinal desejado seja recebido sem modificação. As Condições 2 e 3 rejeitam os sinais interferentes indesejados. Essas condições podem ser esentas, na forma de matriz como

$$\bar{\mathbf{A}} \cdot \bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{u}}_1^T, \quad (3.93)$$

em que $\bar{\mathbf{A}} = [\bar{a}_o \quad \bar{a}_1 \quad \bar{a}_2]$ são os vetores de direcionamento e $\bar{\mathbf{u}}_1 = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T$ é o vetor de base do sistema cartesiano.

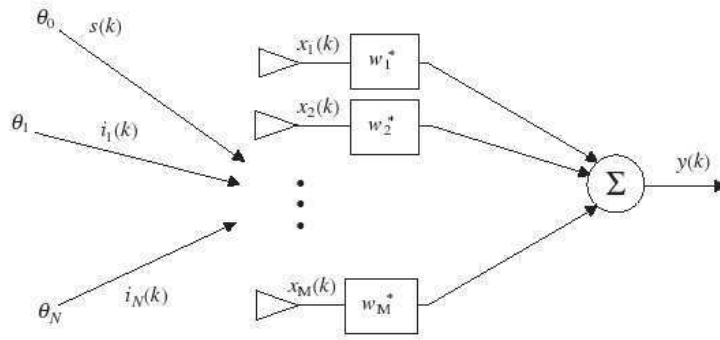


Figura 3.22: Arranjo de banda estreita convencional.

A matriz pode ser invertida para encontrar os pesos complexos desejados w_1 , w_2 , e w_3 usando

$$\bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{A}}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{u}}_1^T. \quad (3.94)$$

O vetor de base em (3.94) indica que os pesos do arranjo são tomados a partir da primeira coluna de $\bar{\mathbf{A}}^{-1}$.

O desenvolvimento anterior é baseado no fato que o sinal desejado e o total dos sinais interferentes fazem $\bar{\mathbf{A}}$ uma matriz quadrada inversível. A matriz $\bar{\mathbf{A}}$ é $N \times N$ com N elementos no arranjo e N sinais chegando. Usando o método de Godara [72], tem-se

$$\bar{\mathbf{w}}^H = \bar{\mathbf{A}}^H (\bar{\mathbf{A}} \cdot \bar{\mathbf{A}}^H + \sigma_n^2 \bar{\mathbf{I}}) \cdot \bar{\mathbf{u}}_1^T, \quad (3.95)$$

em que $\bar{\mathbf{u}}_1^T$ é o vetor de base do sistema cartesiano cujo comprimento iguala-se ao número total de fontes.

Esse esquema básico de cancelamento do lóbulo secundário opera por meio de uma aplicação intuitiva do vetor de direcionamento do arranjo para o sinal desejado e sinais interferentes. No entanto, maximizando formalmente a SIR, pode-se obter uma solução analítica para todos os casos arbitrários. Dessa forma, é seguida a demonstração apresentada em [66],[68].

O arranjo de banda estreita convencional não adaptativo é ilustrado na Figura 3.22. Essa figura apresenta um sinal desejado chegando a partir do ângulo θ_0 e N interferentes chegando a partir dos ângulos $\theta_1, \dots, \theta_N$. O sinal e os interferentes são captados por um arranjo de M elementos com M pesos possíveis. Cada sinal captado no elemento M possui ruído gaussiano aditivo. A dependência da amostra com o tempo é indicada pelo índice k . Assim, a saída do arranjo ponderado y é dada por

$$y(k) = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(k), \quad (3.96)$$

em que

$$\bar{\mathbf{x}}(k) = \bar{\mathbf{a}}_0 s(k) + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{a}}_1 & \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \bar{\mathbf{a}}_N \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1(k) \\ i_2(k) \\ \vdots \\ i_N(k) \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{n}}(k), \quad (3.97)$$

$$\bar{\mathbf{x}}(k) = \bar{\mathbf{x}}_s(k) + \bar{\mathbf{x}}_i(k) + \bar{\mathbf{n}}(k),$$

em que $\bar{\mathbf{w}} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ são os pesos do arranjo, $\bar{\mathbf{x}}_s(k)$ é o vetor sinal desejado, $\bar{\mathbf{x}}_i(k)$ é o vetor sinais interferentes, $\bar{\mathbf{n}}(k)$ é o ruído gaussiano com média zero para cada canal, e $\bar{\mathbf{a}}_i$ é o vetor de direcionamento do arranjo com M elementos para a direção de chegada θ_i .

Portanto, (3.96) pode ser escrita usando (3.97) da seguinte forma:

$$y(k) = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot [\bar{\mathbf{x}}_s(k) + \bar{\mathbf{x}}_i(k) + \bar{\mathbf{n}}(k)] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot [\bar{\mathbf{x}}_s(k) + \bar{\mathbf{u}}(k)], \quad (3.98)$$

em que $\bar{\mathbf{u}} = \bar{\mathbf{x}}_i(k) + \bar{\mathbf{n}}(k)$ é o sinal interferente.

Inicialmente é assumido que todos os sinais chegando são monocromáticos (frequência única) e o número total de sinais chegando $N + 1 \leq M$. É implícito que os sinais chegando estão variando no tempo e assim os cálculos são baseados nas k amostras do sinal entrante. Obviamente, se os emissores estão se movendo, a matriz dos vetores de direcionamento está mudando com o tempo e os correspondentes ângulos de chegada estão também se alterando.

Desta forma, podem ser calculadas as matrizes de correlação do arranjo para o sinal desejado ($\bar{\mathbf{R}}_{ss}$) e para os sinais indesejados ($\bar{\mathbf{R}}_{uu}$). A literatura freqüentemente chama essas matrizes de matrizes de covariância do arranjo. Uma vez que, geralmente, não se conhece a média estatística de ruído do sistema ou a seção de entrada da saída do detector (*front end detector output*), é melhor considerar todas as matrizes $\bar{\mathbf{R}}$ como matrizes de correlação. No entanto, se o processo é ergódico e o tempo médio é utilizado, as matrizes de correlação podem ser definidas com a notação do tempo médio como, $\hat{\mathbf{R}}_{ss}$ e $\hat{\mathbf{R}}_{uu}$.

A potência de saída do arranjo ponderado para o sinal desejado é dada por

$$\sigma_s^2 = E [|\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}_s|^2] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}}, \quad (3.99)$$

em que $\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E [\bar{\mathbf{x}}_s \bar{\mathbf{x}}_s^H]$ é a matriz de autocorrelação do sinal.

A potência de saída do arranjo ponderado para os sinais indesejados, resulta em

$$\sigma_u^2 = E [|\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{u}}|^2] = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}}, \quad (3.100)$$

em que $\bar{\mathbf{R}}_{uu} = \bar{\mathbf{R}}_{ii} + \bar{\mathbf{R}}_{nn}$, com $\bar{\mathbf{R}}_{ii}$ a matriz de correlação para os interferentes e $\bar{\mathbf{R}}_{nn}$ a matriz de correlação para o ruído. A SIR é definida como a razão da potência do sinal desejado pela potência

do sinal indesejado. Assim,

$$\text{SIR} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} = \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}}}{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}}}. \quad (3.101)$$

A SIR pode ser maximizada em (3.101) tomando a derivada com relação a $\bar{\mathbf{w}}$ e igualando o resultado a zero [73]. Rearranjando os termos, obtém-se à seguinte relação:

$$\bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}} = \text{SIR} \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}}, \quad (3.102)$$

ou

$$\bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}} = \text{SIR} \cdot \bar{\mathbf{w}}. \quad (3.103)$$

A Equação (3.103) é uma equação de autovetores, com a SIR sendo os autovalores. A SIR máxima (SIR_{max}) é igual ao maior autovalor λ_{max} para a matriz Hermitiana $\bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \bar{\mathbf{R}}_{ss}$. O autovetor associado com o maior autovalor é o vetor de peso ótimo $\bar{\mathbf{w}}_{ot}$. Assim,

$$\bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}}_{SIR} = \lambda_{max} \cdot \bar{\mathbf{w}}_{ot} = \text{SIR}_{max} \cdot \bar{\mathbf{w}}_{SIR}. \quad (3.104)$$

Então, como a matriz de correlação é definida como $\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E[|s|^2] \bar{\mathbf{a}}_o \cdot \bar{\mathbf{a}}_o^H$, pode-se colocar o vetor de peso em termos da solução ótima de Wiener [74], como

$$\bar{\mathbf{w}}_{SIR} = \beta \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{a}}_o, \quad (3.105)$$

em que

$$\beta = \frac{E[|s|^2]}{\text{SIR}_{max}} \bar{\mathbf{a}}_o^H \cdot \bar{\mathbf{w}}_{SIR}. \quad (3.106)$$

Embora em (3.105) calcula-se o vetor de peso na forma da solução ótima de Wiener, o vetor de peso já é conhecido como o autovetor determinado em (3.104).

3.6.2 Mínimo Erro Quadrático Médio

Um meio alternativo para otimizar os pesos do arranjo é obtido pela minimização do erro quadrático médio (MSE – *mean-square error*). A Figura 4.29 deve ser modificada de tal maneira que se possa minimizar o erro durante a iteração dos pesos do arranjo. A configuração do arranjo modificado é ilustrado na Figura 3.23

O sinal $d(k)$ é o sinal de referência. Preferivelmente, o sinal de referência é idêntico ao sinal desejado $s(k)$ ou é altamente correlacionado com $s(k)$ e descorrelacionado com os sinais interferentes $i(k)$. Se $s(k)$ não é claramente diferente dos sinais interferentes, a técnica do mínimo MSE não opera corretamente. O sinal $\varepsilon(k)$ é o sinal erro dado por

$$\varepsilon(k) = d(k) - \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{x}}(k), \quad (3.107)$$

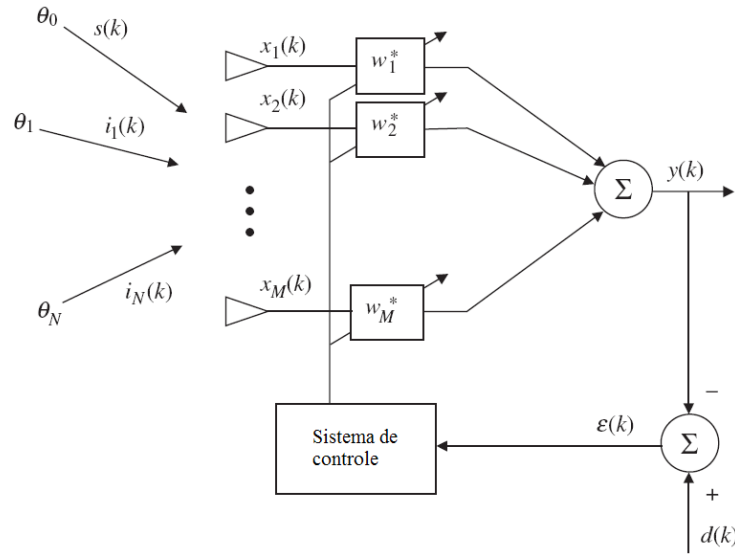


Figura 3.23: Sistema adaptativo com minimização do erro quadrático médio.

$$|\varepsilon(k)|^2 = \varepsilon(k)\varepsilon^*(k) = (d(k) - \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{x}}(k))(d^*(k) - \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{x}}^*(k)). \quad (3.108)$$

Por meio de uma simples álgebra, pode ser mostrado que o MSE é dado por

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k)|^2 - 2d(k)\bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{x}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k)\bar{\mathbf{w}}. \quad (3.109)$$

Para propósito de simplificação, é omitida a notação de dependência temporal k . Assim, tomando o valor esperado de ambos os lados e simplificando a expressão, obtém-se

$$E[|\varepsilon|^2] = E[|d|^2] - 2\bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{r}} + \bar{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{R}}_{xx} \bar{\mathbf{w}}, \quad (3.110)$$

em que as seguintes correlações são definidas

$$\bar{\mathbf{r}} = E[d^* \cdot \bar{\mathbf{x}}] = E[d^* \cdot (\bar{\mathbf{x}}_s + \bar{\mathbf{x}}_i + \bar{\mathbf{n}})], \quad (3.111)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx} = E[\bar{\mathbf{x}}\bar{\mathbf{x}}^H] = \bar{\mathbf{R}}_{ss} + \bar{\mathbf{R}}_{uu}, \quad (3.112)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E[\bar{\mathbf{x}}_s \bar{\mathbf{x}}_s^H], \quad (3.113)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{uu} = \bar{\mathbf{R}}_{ii} + \bar{\mathbf{R}}_{nn}. \quad (3.114)$$

A Equação (3.110) é uma função quadrática do vetor peso $\bar{\mathbf{w}}$. Essa função é chamada superfície de desempenho ou função custo e é uma superfície quadrática no espaço M -dimensional. No entanto, uma vez que os pesos ótimos proporcionam o mínimo MSE, o extremo é o mínimo dessa função. Um exemplo trivial é dado para um arranjo com dois elementos que apresenta uma superfície tridimensional como representada na Figura 3.24. Quando o ângulo de chegada desejado varia com o tempo,

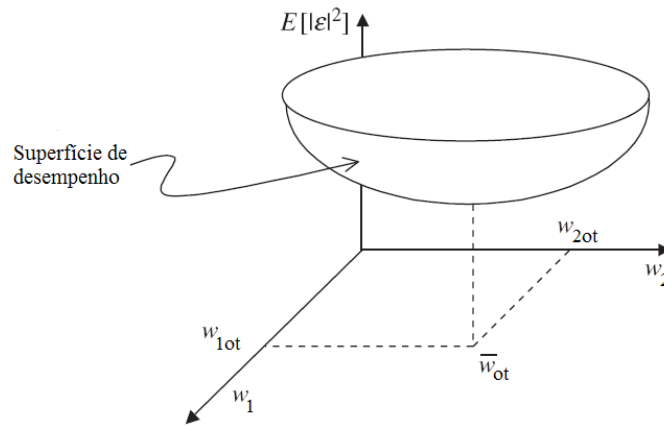


Figura 3.24: Exemplo para um caso em três dimensões.

o mínimo da superfície quadrática muda com o tempo no plano do peso.

Em geral, para um número arbitrário de pesos, pode-se encontrar o valor mínimo tomando o gradiente do MSE com relação aos vetores de peso e igualando ele a zero. Assim a equação de Wiener-Hopf é dada por

$$\nabla_{\bar{\mathbf{w}}} (E [|\varepsilon|^2]) = 2\bar{\mathbf{R}}_{xx}\bar{\mathbf{w}} - 2\bar{\mathbf{r}} = 0. \quad (3.115)$$

De modo que a solução ótima de Wiener, resulta em

$$\bar{\mathbf{w}}_{MSE} = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\bar{\mathbf{r}}. \quad (3.116)$$

Entretanto, se o sinal de referência d é igual ao sinal desejado s , e se s é decorrelacionado com respeito a todos os interferentes, pode-se simplificar a correlação $\bar{\mathbf{r}}$. Usando (3.97) e (3.111) a simplificada correlação $\bar{\mathbf{r}}$ é

$$\bar{\mathbf{r}} = E [s^* \cdot \bar{\mathbf{x}}] = S \cdot \bar{\mathbf{a}}_o, \quad (3.117)$$

em que

$$S = E [|s|^2].$$

Os pesos ótimos podem então ser identificados como

$$\bar{\mathbf{w}}_{MSE} = S\bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\bar{\mathbf{a}}_o. \quad (3.118)$$

3.6.3 Conformação Adaptativa de Feixe

A conformação de feixe com pesos fixos, mencionada na Seção 3.7.1, foi aplicada para as fontes com ângulo de chegada fixo. Se os ângulos de chegada não variam com o tempo, os pesos ótimos do arranjo não precisam ser atualizados. No entanto, se os ângulos de chegada desejados variam com o tempo, é necessário atualizar os pesos do arranjo. Então, o algoritmo de processamento do sinal no receptor deve permitir a adaptação contínua a um ambiente em constante mudança eletromagnética.

O algoritmo adaptativo leva o processo de conformação de feixe com pesos fixos um passo adiante e permite o cálculo dos pesos atualizados continuamente. O processo de adaptação deve satisfazer um determinado critério de otimização. Há vários exemplos de técnicas de otimização que incluem: mínimo quadrado médio (LMS - *least mean squares*), mínimos quadrados recursivo (RLS - *recursive least squares*), o algoritmo de módulo constante (CMA - *constant modulus algorithm*), gradiente conjugado (*conjugate gradient*) e outros não citados nesta tese. Neste texto são discutidas e explicadas as técnicas LMS e RLS.

Mínimo quadrado médio (LMS)

O algoritmo LMS é um algoritmo que se baseia no gradiente [68]. Os algoritmos baseados no gradiente assumem uma superfície de desempenho quadrática tal como na Seção 3.7.2. Quando a superfície de desempenho é uma função quadrática dos pesos do arranjo, a superfície de desempenho (função custo) $J(\bar{w})$ é na forma de um hiperparabolóide tendo um mínimo. Uma das maneiras para estabelecer o mínimo é pelo uso do método do gradiente (Método de Lagrange). Dessa forma, pode-se estabelecer a superfície de desempenho encontrando o MSE novamente. O erro, como indicado na Figura 4.30, é

$$\varepsilon(k) = d(k) - \bar{\mathbf{w}}^H(k)\bar{\mathbf{x}}(k). \quad (3.119)$$

O erro ao quadrado é dado como

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k) - \bar{\mathbf{w}}^H(k)\bar{\mathbf{x}}(k)|^2. \quad (3.120)$$

Como calculado em (3.110), a função custo resulta em

$$J(\bar{\mathbf{w}}) = D - 2\bar{\mathbf{w}}^H\bar{\mathbf{r}} + \bar{\mathbf{w}}^H\bar{\mathbf{R}}_{xx}\bar{\mathbf{w}}, \quad (3.121)$$

em que

$$D = E[|d|^2].$$

Dessa forma, pode ser empregado o método do gradiente para localizar o mínimo em (3.121). Logo, tem-se

$$\nabla_{\bar{\mathbf{w}}}(J(\bar{\mathbf{w}})) = 2\bar{\mathbf{R}}_{xx}\bar{\mathbf{w}} - 2\bar{\mathbf{r}}. \quad (3.122)$$

O mínimo ocorre quando o gradiente é nulo. Desse modo, a solução para os pesos é a solução ótima de Wiener dada por

$$\bar{\mathbf{w}}_{ot} = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\bar{\mathbf{r}}. \quad (3.123)$$

A solução em (3.123) é baseada no conhecimento de todas as estatísticas do sinal e, portanto, no cálculo da matriz de autocorrelação.

Em geral, não se sabe as estatísticas do sinal e, portanto, deve-se recorrer ao cálculo da matriz de

autocorrelação ($\bar{\mathbf{R}}_{xx}$) do arranjo e ao vetor de correlação cruzada ($\bar{\mathbf{r}}$) do sinal sobre um intervalo de amostras ou para cada instante de tempo. As estimativas instantâneas desses valores são determinadas por

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) \approx \bar{\mathbf{x}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k), \quad (3.124)$$

e

$$\hat{\mathbf{r}} \approx d^*(k)\bar{\mathbf{x}}(k). \quad (3.125)$$

Agora, pode ser empregado uma técnica iterativa chamada o método da descida mais íngreme (*steepest descent*) para aproximar o gradiente da função custo. A direção da descida mais íngreme é na direção oposta ao vetor gradiente. O método da descida mais íngreme pode ser aproximado em termos dos pesos usando o método LMS [75],[76]. A aproximação iterativa do método *steepest descent* é dada por

$$\bar{\mathbf{w}}(k+1) = \bar{\mathbf{w}}(k) - \frac{1}{2}\mu\nabla_{\bar{\mathbf{w}}}(J(\bar{\mathbf{w}}(k))), \quad (3.126)$$

em que μ é o parâmetro de passo e $\nabla_{\bar{\mathbf{w}}}$ é o gradiente da superfície de desempenho.

O gradiente da superfície de desempenho é obtido de (3.122). Portanto, substituindo as aproximações de autocorrelação e correlação cruzada instantâneas, tem-se a solução LMS

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{w}}(k+1) &= \bar{\mathbf{w}}(k) - \mu \left[\hat{\mathbf{R}}_{xx}\bar{\mathbf{w}} - \hat{\mathbf{r}} \right], \\ \bar{\mathbf{w}}(k+1) &= \bar{\mathbf{w}}(k) + \mu e^*(k)\bar{\mathbf{x}}(k), \end{aligned} \quad (3.127)$$

em que $e(k) = d(k) - \bar{\mathbf{w}}^H(k)\bar{\mathbf{x}}(k)$ é o sinal de erro.

A convergência do algoritmo LMS em (3.127) é diretamente proporcional ao parâmetro do valor do passo μ . Se o passo é pequeno, a convergência é lenta e tem-se o caso super-amortecido (*overdamped*). Então, a convergência é mais lenta do que a variação dos ângulos de chegada e, portanto, é possível que o arranjo adaptativo não possa rastrear o sinal de interesse para acompanhar a variação do sinal. No entanto, quando o valor do passo é grande, o algoritmo LMS ultrapassa (*overshoot*) os pesos ótimos de interesse. Isto é chamado o caso sub-amortecido (*underdamped*). Nesse caso, a tentativa de convergência é muito rápida, os pesos oscilarão sobre os pesos ótimos, mas não localizarão a solução desejada com precisão. Assim, é imperativo escolher um valor de passo que assegure convergência. Para isso, pode ser apresentado que a estabilidade é segura desde que seja satisfeita a seguinte condição [68].

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{\lambda_{max}}, \quad (3.128)$$

em que λ_{max} é o maior autovalor de $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$.

Considerando que a matriz de autocorrelação é definida positiva, todos os autovalores são positivos. Se todos os sinais interferindo são ruídos e há apenas um sinal de interesse, pode-se aproximar

a condição (3.154), da seguinte forma

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{2\text{traço}[\hat{\mathbf{R}}_{xx}]}, \quad (3.129)$$

em que o traço é a soma dos elementos da diagonal principal da matriz de autocorrelação.

Mínimos quadrados recursivo (RLS)

No algoritmo RLS, podem ser calculados recursivamente a matriz de autocorrelação ($\hat{\mathbf{R}}_{xx}$) e o vetor de correlação cruzada ($\bar{\mathbf{r}}$) requeridos. Desse modo, pode-se reescrever a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação cruzada como

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) = \sum_{i=1}^k \bar{\mathbf{x}}(i)\bar{\mathbf{x}}^H(i), \quad (3.130)$$

$$\bar{\mathbf{r}} = \sum_{i=1}^k d^*(i)\bar{\mathbf{x}}(i), \quad (3.131)$$

em que k é a última amostra temporal e $\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k)$, $\bar{\mathbf{r}}(k)$ são as correlações estimadas que terminam na amostra temporal k .

Ambos os somatórios (Equações (3.130) e (3.131)) utilizam janelas retangulares, assim, eles consideram igualmente todas as amostras temporais anteriores. No entanto, se as fontes de sinais podem mudar ou mover lentamente com o passar do tempo, pode ser preciso desenfaturar as primeiras amostras de dados e enfatizar as mais recentes. Isso é conseguido por meio da modificação de (3.130) e (3.131), tal que se esqueça as primeiras amostras temporais. Isso é chamado uma estimativa ponderada. Assim,

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) = \sum_{i=1}^k \alpha^{k-i} \bar{\mathbf{x}}(i)\bar{\mathbf{x}}^H(i), \quad (3.132)$$

$$\hat{\mathbf{r}}(k) = \sum_{i=1}^k \alpha^{k-i} d^*(i)\bar{\mathbf{x}}(i), \quad (3.133)$$

em que α é o fator de esquecimento.

O fator de esquecimento é também às vezes referido como o fator de ponderação exponencial [74], com α uma constante positiva tal que $0 \leq \alpha \leq 1$. Quando $\alpha = 1$, retoma-se o algoritmo mínimos quadrado ordinário. Também, $\alpha = 1$ indica memória infinita. Agora, separando o somatório de (3.132) e (3.133) em dois termos: o somatório para valores até $i = k - 1$ e o último termo para $i = k$, resulta em

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) = \alpha \sum_{i=1}^{k-1} \alpha^{k-1-i} \bar{\mathbf{x}}(i)\bar{\mathbf{x}}^H(i) + \bar{\mathbf{x}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k),$$

ou

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_{xx}(k) &= \alpha \hat{\mathbf{R}}_{xx}(k-1) + \bar{\mathbf{x}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k), \\ \hat{\mathbf{r}}(k) &= \alpha \sum_{i=1}^{k-1} \alpha^{k-1-i} d^*(i) \bar{\mathbf{x}}(i) + d^*(k) \bar{\mathbf{x}}(k),\end{aligned}\quad (3.134)$$

ou

$$\hat{\mathbf{r}}(k) = \alpha \hat{\mathbf{r}}(k-1) + d^*(k) \bar{\mathbf{x}}(k). \quad (3.135)$$

Deste modo, os futuros valores para a estimativa da matriz de correlação e estimativa do vetor de correlação podem ser encontrados usando valores anteriores.

Portanto, pode-se calcular recursivamente as mais recentes estimativas de correlação, usando (3.134) para obter uma relação recursiva para a inversa da matriz de correlação. O primeiro passo segue a dedução em [74]. Então, recorrendo ao teorema de Sherman-Morrison-Woodbury (SMW) [77] determina-se a inversa de (3.134). Repetindo o teorema de SMW, tem-se

$$(\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{z}}\bar{\mathbf{z}}^H)^{-1} = \bar{\mathbf{A}}^{-1} - \frac{\bar{\mathbf{A}}^{-1}\bar{\mathbf{z}}\bar{\mathbf{z}}^H\bar{\mathbf{A}}^{-1}}{1 + \bar{\mathbf{z}}^H\bar{\mathbf{A}}^{-1}\bar{\mathbf{z}}}. \quad (3.136)$$

Aplicando (3.136) em (3.134), tem-se a seguinte fórmula de recursão:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k) = \alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) - \frac{\alpha^{-2} \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(k) \bar{\mathbf{x}}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1)}{1 + \alpha^{-1} \bar{\mathbf{x}}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(k)}. \quad (3.137)$$

A Equação (3.137) pode ser simplificada definindo o vetor de ganho $\bar{\mathbf{g}}(k)$

$$\bar{\mathbf{g}}(k) = \frac{\alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(k)}{1 + \alpha^{-1} \bar{\mathbf{x}}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(k)}. \quad (3.138)$$

Assim,

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k) = \alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) - \alpha^{-1} \bar{\mathbf{g}}(k) \bar{\mathbf{x}}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1). \quad (3.139)$$

A Equação (3.139) é conhecida como a Equação de Riccati para o método dos mínimos quadrados recursivo. A seguir, rearranjando (3.138) ao multiplicar o denominador em ambos os lados da equação, resulta em

$$\bar{\mathbf{g}}(k) = \left[\alpha^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) - \alpha^{-1} \bar{\mathbf{g}}(k) \bar{\mathbf{x}}^H(k) \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1) \right] \bar{\mathbf{x}}(k). \quad (3.140)$$

Entretanto, é claro que o termo dentro dos colchetes de (3.140) é igual a (3.139). Assim,

$$\bar{\mathbf{g}}(k) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k) \bar{\mathbf{x}}(k). \quad (3.141)$$

Agora, pode ser deduzida uma relação recursiva para atualizar os vetores de pesos. A solução

ótima de Wiener é repetida para cada iteração k , podendo-se substituí-la em (3.135), obtendo

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k)\hat{\mathbf{r}}(k),$$

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \alpha\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k)\hat{\mathbf{r}}(k-1) + \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k)\bar{\mathbf{x}}(k)d^*(k). \quad (3.142)$$

Substituindo (3.139) na primeira matriz de autocorrelação inversa de (3.142), obtém-se

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1)\hat{\mathbf{r}}(k-1) - \bar{\mathbf{g}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k)\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k-1)\hat{\mathbf{r}}(k-1) + \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k)\bar{\mathbf{x}}(k)d^*(k),$$

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \bar{\mathbf{w}}(k-1) - \bar{\mathbf{g}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k)\bar{\mathbf{w}}(k-1) + \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(k)\bar{\mathbf{x}}(k)d^*(k). \quad (3.143)$$

Finalmente, pode ser substituída (3.141) em (3.143), resultando em

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \bar{\mathbf{w}}(k-1) - \bar{\mathbf{g}}(k)\bar{\mathbf{x}}^H(k)\bar{\mathbf{w}}(k-1) + \bar{\mathbf{g}}(k)d^*(k),$$

$$\bar{\mathbf{w}}(k) = \bar{\mathbf{w}}(k-1) + \bar{\mathbf{g}}(k) [d^*(k) - \bar{\mathbf{x}}^H(k)\bar{\mathbf{w}}(k-1)]. \quad (3.144)$$

É importante notar que (3.144) é idêntica na forma a (3.127). Por conseguinte, uma comparação entre os algoritmos RLS e LMS leva às seguintes considerações:

1. No algoritmo LMS, a correção que é aplicada para atualizar a estimativa do vetor de coeficientes é baseada no valor amostral instantâneo do vetor de sinal de entrada e do sinal de erro. No algoritmo RLS o cálculo dessa correção utiliza toda a informação passada disponível;
2. Uma das maiores diferenças entre os algoritmos LMS e RLS está na presença da matriz de autocorrelação inversa no termo de correção do algoritmo RLS, que tem o efeito de decorrelacionar as sucessivas entradas, fazendo o algoritmo RLS auto-ortogonalizante. Em vista dessa propriedade, o algoritmo RLS é essencialmente independente do espalhamento de autovalores da matriz de correlação;
3. A taxa de convergência do algoritmo RLS é em geral mais rápida do que a do LMS, por ordem de grandeza;
4. Ao contrário do algoritmo LMS, não há aproximações feitas no desenvolvimento do algoritmo RLS. Conseqüentemente, à medida que o número de iterações se aproxima do infinito, a estimativa de mínimos quadrados do vetor de coeficientes se aproxima do valor ótimo de Wiener e, em correspondência, o erro quadrático médio aproxima-se do menor valor possível. Em outras palavras, o algoritmo RLS, em teoria, tem desajustamento nulo, enquanto, por outro lado, o algoritmo LMS sempre apresenta um valor de desajustamento não nulo, que pode, porém ser feito arbitrariamente pequeno como o uso de um parâmetro de passo μ suficientemente pequeno;

- O desempenho superior do algoritmo RLS comparado com o do LMS é conseguido à custa de um grande aumento de complexidade computacional.

3.7 Acoplamento Mútuo

Um arranjo de antenas linear genérico de M elementos idênticos é ilustrado na Figura 3.25. Os elementos são espaçados de uma distância d um em relação ao outro e sendo casado a uma fonte de tensão¹.

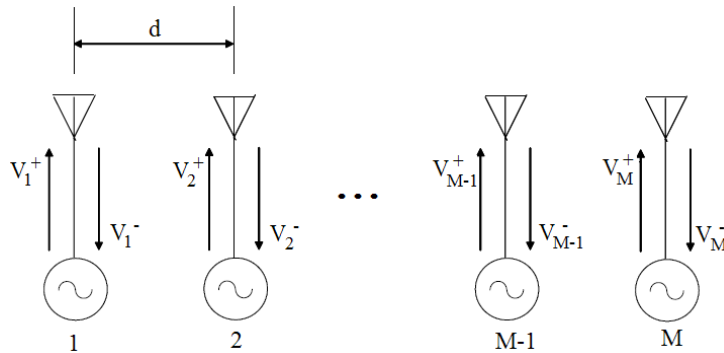


Figura 3.25: Esquemas elétricos de arranjo de antenas linear com M elementos conectados a uma fonte de tensão.

Uma vez que, as antenas são conectadas com suas fontes, as ondas de tensões (V_M^-) propagando nas direções negativas são devido ao acoplamento mútuo a partir dos elementos adjacentes.

Para obter o diagrama de radiação de um elemento de antena, somente um dos M elementos é excitado, os outros elementos são desconectados de suas fontes e são terminados em cargas casadas (sem reflexão). Essa situação é ilustrada na Figura 3.26 para o elemento m , em que $m = 1, 2, \dots, M$

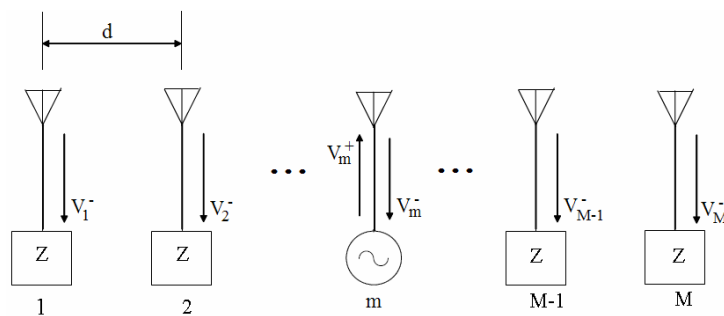


Figura 3.26: Esquemas elétricos de arranjo de antenas linear com o elemento m excitado por uma fonte de tensão.

O efeito do acoplamento mútuo é modelado na Figura 4.17 pela presença de ondas de tensão propagando a partir dos elementos não excitados para dentro das cargas.

¹No Apêndice há procedimento prático para medir impedância de entrada da antena por meio da reflexão ou auto-acoplamento da antena, um breve comentário sobre acoplamento mútuo e medição do diagrama de irradiação.

A amplitude da onda de tensão é relacionada aos campos elétrico e magnético irradiados E_e e H_e , respectivamente, de um elemento de antena isolado por meio de

$$E_e(\theta) = V_e S_e(\theta) \frac{e^{-jk_o r}}{r}, \tag{3.145}$$

$$H_e(\theta) = \frac{V_e}{\eta} S_e(\theta) \frac{e^{-jk_o r}}{r}, \tag{3.146}$$

em que V_e é a amplitude da onda de tensão da excitação, $k_o = 2\pi/\lambda$ e $S_e(\theta)$ é o fator de elemento, ou seja, é o diagrama de radiação de um único irradiador. Sendo η_o a impedância característica do vácuo dada por

$$\eta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}}, \tag{3.147}$$

em que μ_o é a permeabilidade magnética do vácuo e ϵ_o é a permissividade elétrica do vácuo.

Implicitamente é assumido aqui que o elemento irradia um único modo e que um único modo propaga-se na rede de excitação. O elemento M do arranjo linear pode ser visto como o acesso M , caracterizado por uma matriz de espalhamento $M \times M$, em que os coeficientes de espalhamento relacionam as amplitudes da onda de tensão dos elementos de acordo com

$$S_{m\ell} = \left. \frac{V_m^-}{V_\ell^+} \right|_{V_{k=0, k \neq \ell}^+} \quad \text{para } m, \ell, k = 1, 2, \dots, M. \tag{3.148}$$

Essa equação mostra que o coeficiente de espalhamento $S_{m\ell}$ é obtido comparando a amplitude da onda de tensão no elemento m a partir do vácuo com a amplitude da onda de tensão que excita o elemento ℓ . Para essa comparação, nenhum dos elementos, com a exceção do elemento ℓ está sendo excitado. Todos esses elementos são terminados em cargas casadas. Esse processo é modelado na Figura 3.27.

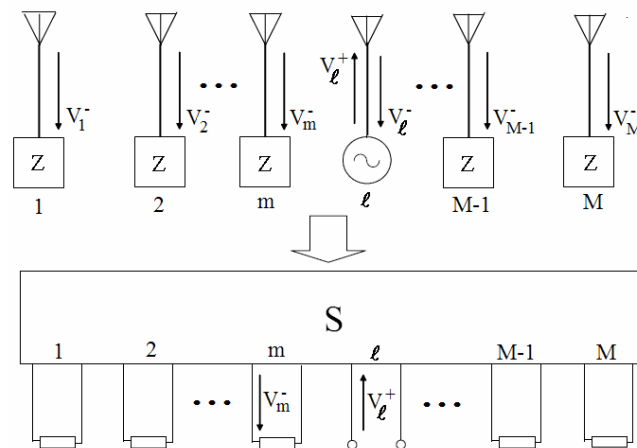


Figura 3.27: Representação do equivalente elétrico de um arranjo de antenas linear com M elementos.

Com V_m^+ e V_m^- as amplitudes das ondas de tensão, respectivamente, onda incidente e onda refletida

no elemento m . Com o uso de (3.148), é determinada a amplitude da onda de tensão refletida no elemento m

$$V_m^- = \sum_{\ell=1}^M S_{m\ell} V_\ell^+. \quad (3.149)$$

A tensão total sobre a antena de elemento ℓ , V_ℓ , é a soma das amplitudes da onda de tensão incidente e refletida

$$V_\ell = V_\ell^+ + V_\ell^-. \quad (3.150)$$

A corrente total é dada por

$$I_\ell = I_\ell^+ + I_\ell^- = \frac{1}{Z_o} (V_\ell^+ - V_\ell^-), \quad (3.151)$$

em que Z_o é a impedância característica da linha de transmissão.

Por razões de manter a discussão simples, supõe-se que a impedância característica da linha de transmissão conectada ao elemento de antena Z_o seja igual a um, isto é, será considerado uma impedância característica normalizada. Assim,

$$I_\ell = V_\ell^+ - V_\ell^-. \quad (3.152)$$

Agora, para que o feixe da antena do arranjo linear de M elementos seja direcionado a $\theta = \theta_o$, é aplicada uma diferença de fase, satisfazendo

$$V_\ell^+ = e^{-jk_o(\ell-1)d\sin(\theta_o)}, \quad (3.153)$$

em que a referência de fase está no elemento 1.

O coeficiente de reflexão de varredura (coeficiente de reflexão em cada elemento do arranjo como uma função do ângulo de varredura) do elemento m , $\Gamma_m(\theta_o)$, isto é, o coeficiente de reflexão do elemento m , em sua posição no arranjo, com todos os elementos excitados e corretamente em fase, é determinado com a ajuda de (3.149) e (3.153), como

$$\Gamma_m(\theta_o) = \frac{V_m^-}{V_m^+} = e^{jk_o(m-1)d\sin(\theta_o)} \sum_{\ell=1}^M S_{m\ell} e^{-jk_o(\ell-1)d\sin(\theta_o)}. \quad (3.154)$$

O campo elétrico irradiado do arranjo de antena linear de M elementos, com todos os elementos excitados, $E_a(\theta_o)$, resulta em

$$E_a(\theta) = E_e(\theta) \sum_{m=1}^M V_m e^{jk_o(m-1)d\sin(\theta)}. \quad (3.155)$$

Esse campo é obtido pela regra da multiplicação de diagramas, em que multiplica-se o fator de el-

emento (diagrama de radiação de um único elemento isolado) com o fator de arranjo (diagrama de radiação de um arranjo de M irradiadores isotrópicos). No entanto, os efeitos de acoplamento mútuo não são levados em conta.

Para induzir os efeitos do acoplamento mútuo, se relaciona a amplitude da onda de tensão V_m , ao coeficiente de reflexão de varredura, $\Gamma(\theta)$, usando (3.150) e (3.154). Assim,

$$V_m = V_m^+ + V_m^- = [1 + \Gamma_m(\theta_o)] V_m^+. \quad (3.156)$$

Substituindo este resultado junto (3.153) em (3.155), chega-se ao campo elétrico irradiado do arranjo de antena completamente excitado, dado por

$$E_a(\theta) = E_e(\theta) \sum_{m=1}^M [1 + \Gamma_m(\theta_o)] e^{jk_o(m-1)d[\text{sen}(\theta) - \text{sen}(\theta_o)]}, \quad (3.157)$$

e, em fase para $\theta = \theta_o$, resulta em

$$E_a(\theta_o) = E_e(\theta_o) \sum_{m=1}^M [1 + \Gamma_m(\theta_o)]. \quad (3.158)$$

A substituição de (3.145) em (3.158), resulta em

$$E_a(\theta_o) = V_e S_e(\theta_o) \sum_{m=1}^M [1 + \Gamma_m(\theta_o)] \frac{e^{-jk_o r}}{r}. \quad (3.159)$$

De maneira similar, acha-se o campo magnético irradiado do arranjo de antena completamente excitado

$$H_a(\theta_o) = \frac{V_e}{\eta} S_e(\theta_o) \sum_{m=1}^M [1 - \Gamma_m(\theta_o)] \frac{e^{-jk_o r}}{r}. \quad (3.160)$$

Na Seção 3.2.10 é visto que a função ganho $G(\theta)$ é dada por

$$G(\theta) = \frac{P(\theta)}{P_{tot}/4\pi}, \quad (3.161)$$

em que $P(\theta)$ é a potência irradiada na direção θ e P_{tot} é a potência incidente total disponível.

A densidade de potência média temporal \bar{W} dos campos irradiados pode ser calculada como

$$\bar{W}(r) = \frac{1}{2} \Re \{ \bar{E}_a(r) \times \bar{H}_a^*(r) \} = \frac{1}{2} \Re \{ E_a H_a^* \} \bar{u}_r. \quad (3.162)$$

em que \bar{u}_r é um vetor unitário na direção r .

A potência irradiada $P(\theta)$, por unidade de ângulo sólido é determinada por

$$P(r) = P(\theta) = |r^2 \bar{W}(r)|. \quad (3.163)$$

A potência irradiada na direção θ_o torna-se

$$P(\theta_o) = V_e^2 S_e^2(\theta) \frac{1}{2\eta} \left\{ \sum_{m=1}^M [1 + \Gamma_m(\theta_o)] \right\} \left\{ \sum_{m=1}^M [1 - \Gamma_m^*(\theta_o)] \right\}. \quad (3.164)$$

A potência total disponível é, uma vez que foi assumida uma impedância característica normalizada,

$$P_{tot} = M \frac{V_e^2}{2}, \quad (3.165)$$

de modo que o ganho do arranjo completamente excitado na direção θ_o é determinado por

$$G_a(\theta_o) = \frac{4\pi S_e^2(\theta_o)}{M\eta} \left(M^2 - \left| \sum_{m=1}^M \Gamma_m(\theta_o) \right|^2 \right). \quad (3.166)$$

Assim, baseado no coeficiente de reflexão de varredura Γ_m , que pode ser obtido a partir de medições de acoplamento mútuo por pares entre os elementos do arranjo e o diagrama de radiação do elemento isolado, pode-se obter o ganho do arranjo de antenas $G_a(\theta_o)$, na direção do feixe de varredura.

É bom lembrar que o diagrama de radiação do elemento isolado é o diagrama de radiação de um único elemento (fator de elemento), medido fora do arranjo de antenas, isto é, não em sua posição no arranjo. O diagrama de radiação do elemento de varredura é o diagrama de radiação de um único elemento excitado em sua posição no arranjo, em que todos os outros elementos do arranjo são terminados em cargas casadas. O coeficiente de reflexão de varredura é o coeficiente de reflexão de um único elemento em sua posição no arranjo, em que todos os elementos são excitados e devidamente em fase.

O diagrama de radiação do elemento de varredura é difícil, embora não impossível para medir diretamente. O coeficientes de reflexão de varredura é difícil para medir diretamente. Os coeficientes de acoplamento mútuo são relativamente fáceis de medir. Esses coeficientes podem ser usados para determinar o coeficiente de reflexão de varredura. Como será visto adiante, o diagrama de radiação do elemento de varredura pode ser obtido a partir do coeficiente de reflexão de varredura.

A seguir retorna-se à expressão para o ganho de um arranjo de antenas em que todos os elementos são excitados, calculado na direção do feixe de varredura. Essa expressão é para arranjos de antenas com M elementos.

Em um arranjo de antenas de M elementos unidimensional e bidimensional, quase todos os elementos experimentam uma idêntica posição no arranjo. Somente os elementos próximo e nas bordas

do arranjo experimentam uma posição no arranjo que difere substancialmente daquelas do centro. Quando o arranjo de antenas é suficientemente grande, o número de elementos no centro influenciam mais do que o número de elementos nas bordas e aproximadamente todos os elementos sofrem os mesmos efeitos de acoplamento mútuo [28]. Portanto, nessa situação, todas os coeficientes de reflexão de varredura dos elementos são aproximadamente iguais, $\Gamma_m \approx \Gamma$, de forma que

$$G_a(\theta_o) = MG_e(\theta_o) (1 - |\Gamma(\theta_o)|^2), \quad (3.167)$$

em que G_e é o ganho de um elemento isolado, que é representado por

$$G_e(\theta) = \frac{4\pi S_e^2(\theta)}{\eta}. \quad (3.168)$$

Assim, se, para um arranjo de antenas de M elementos, medi-se todos os coeficientes de espalhamento relativos a um elemento central, do qual se conhece o ganho de um único elemento, pode calcular o coeficiente de varredura Γ , usando (3.154) e calcular o ganho do arranjo com M elementos excitados na direção θ_o , por meio de (3.167).

3.7.1 Modelagem de um Arranjo de Varredura

O diagrama de radiação de varredura do elemento no arranjo de antenas, isto é, o diagrama de radiação de um elemento excitado em sua posição no arranjo, em que todos os outros elementos são terminados em cargas casadas, dá uma melhor compreensão de um arranjo com M elementos irradiando. Assumindo que o elemento m é excitado, como mostrado na Figura 3.17. Para calcular o campo elétrico distante de varredura, $E_{a,v}(\theta)$, parte-se de (3.155)

$$E_{a,v}(\theta) = E_e(\theta) \sum_{\ell=1}^M V_\ell e^{jk_o(\ell-m)d\text{sen}(\theta)}, \quad (3.169)$$

em que foi movida a referência de fase para o elemento m .

Assim, somente o elemento m é alimentado, (3.150) mostra que $V_m = V_m^+ + V_m^-$ e $V_\ell = V_\ell^-$ para $\ell \neq m$, resultando em

$$E_{a,v}(\theta) = E_e(\theta) \left[V_m^+ + \sum_{\ell=1}^M V_\ell^- e^{jk_o(\ell-m)d\text{sen}(\theta)} \right], \quad (3.170)$$

em que $V_\ell^- = \sum_{k=1}^M S_{\ell k} V_k^+$ (Equação (3.149)), torna-se

$$E_{a,v}(\theta) = E_e(\theta) \left[V_m^+ + \sum_{\ell=1}^M \left(\sum_{k=1}^M S_{\ell k} V_k^+ \right) e^{jk_o(\ell-m)d\text{sen}(\theta)} \right]. \quad (3.171)$$

No entanto, como só o elemento m é excitado, somente o termo para $k = m$ permanece no somatório sobre k . Além disso, usando (3.145) e (3.153) ($V_m^+ = 1$), tem-se

$$E_{a,v}(\theta) = V_e S_e(\theta) \left[1 + \sum_{\ell=1}^M S_{\ell m} e^{jk_o(\ell-m)d_{\text{sen}}(\theta)} \right] \frac{e^{-jk_o r}}{r}. \quad (3.172)$$

A partir de (3.149), (3.153) e (3.154), substituídas em (3.172), obtém-se

$$E_{a,v}(\theta) = V_e S_e(\theta) \left[1 + e^{-jk_o(m-1)d_{\text{sen}}(\theta)} \Gamma_m(-\theta) \right] \frac{e^{-jk_o r}}{r}, \quad (3.173)$$

em que a referência de fase, por meio de (3.153), foi colocada no elemento 1 e em que foi feito uso de $S_{m\ell} = S_{\ell m}$.

Para o campo magnético irradiado H_a^v , obtém-se

$$H_{a,v}(\theta) = \frac{V_e S_e(\theta)}{\eta} \left[1 - e^{-jk_o(m-1)d_{\text{sen}}(\theta)} \Gamma_m(-\theta) \right] \frac{e^{-jk_o r}}{r}. \quad (3.174)$$

Assim, o ganho de um único elemento excitado é dado por

$$G_{m,v}(\theta) = \frac{P(\theta)}{P_{\text{tot}}/4\pi} = \frac{4\pi r^2}{2P_{\text{tot}}} \Re \{ E_a^v H_a^{v*} \} = G_e(\theta) \left[1 - |\Gamma_m(-\theta)|^2 \right]. \quad (3.175)$$

Para um arranjo de antenas de M elementos, considera-se $\Gamma_m(-\theta) = \Gamma_m(\theta) = \Gamma(\theta)$ e a função ganho reduz-se a

$$G_{m,v} = G_e(\theta) \left[1 - |\Gamma(\theta)|^2 \right]. \quad (3.176)$$

3.8 Resultados de Simulações

As respostas espaciais no plano-H (plano azimutal (ϕ)) para arranjos de antenas adaptativos lineares com diferentes dimensões, espaçamentos e direções desejadas considerando os efeitos do AM entre os elementos do arranjo, foram investigadas.

As Figuras 3.28 e 3.29 representam as respostas espaciais com e sem AM para arranjos adaptativos de cinco e dez elementos, respectivamente, e espaçamentos entre os elementos do arranjo iguais a $0, 25\lambda$ e $0, 50\lambda$ e $\text{SNR} = 15$ dB. Nesse caso o processamento adaptativo de sinais foi realizado com o uso do algoritmo LMS. Das Figuras 3.28 e 3.29 é observado que há formação de feixe do lóbulo principal para a resposta espacial do arranjo para o espaçamento igual a $0, 50\lambda$, no caso sem AM. No entanto, quando é considerado o acoplamento de um elemento adjacente sobre o outro, caso com AM, a resposta espacial do arranjo é modificada. Ou seja, não há formação do feixe principal.

As Figuras 3.30 e 3.31 representam as respostas espaciais com e sem acoplamento mútuo para arranjos adaptativos de cinco e dez elementos, respectivamente, e espaçamentos entre os elementos

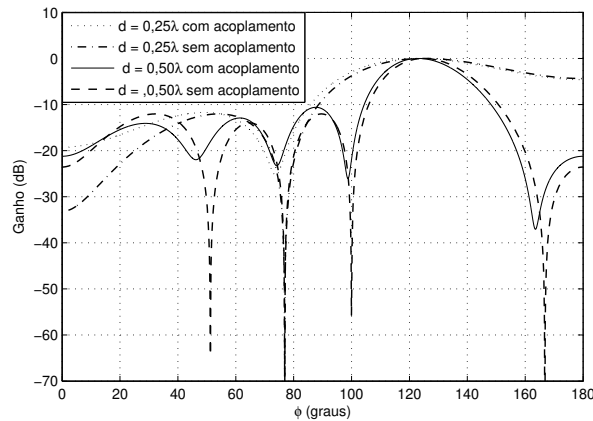


Figura 3.28: Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com cinco elementos.

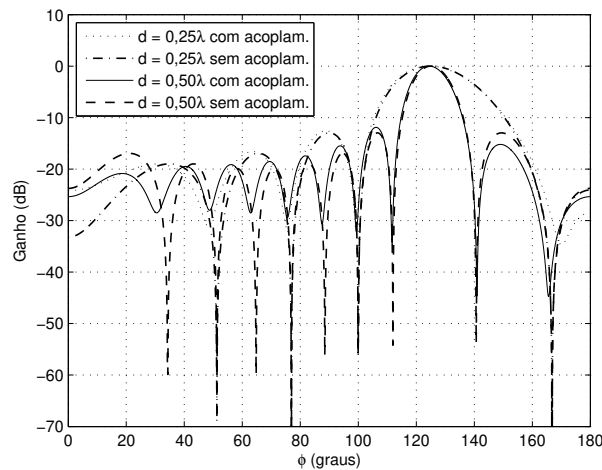


Figura 3.29: Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com dez elementos.

do arranjo iguais a $0,25\lambda$ e $0,50\lambda$ e $SNR = 15$ dB. Nesse caso o processamento adaptativo foi realizado com o uso do algoritmo RLS. Das Figuras 3.30 e 3.31 é mostrado que há formação de feixe do lóbulo principal para a resposta espacial do arranjo para o caso sem AM (espaçamento igual a $0,50\lambda$), enquanto que, para o caso com AM, em que é considerado o efeito do acoplamento de um elemento adjacente sobre o outro modifica-se a resposta espacial do arranjo. Assim, fica claro para ambos os arranjos (cinco e dez elementos) que o arranjo adaptativo com AM tem uma resposta espacial mais realista, pois é completamente diferente do que é apresentado pela resposta espacial, quando o AM é desconsiderado.

A Figura 3.32 e a Figura 3.33, respectivamente, representam a média-móvel do módulo do sinal erro para um arranjo adaptativo de cinco elementos com espaçamento entre os elementos igual a $d = 0,25\lambda$, $SNR = 15$ dB e $SIR = 25$ dB. Na Figura 3.32 a simulação foi realizada com o algoritmo LMS obtendo o ponto de maior máximo em 91 (valor do erro absoluto com média = $0,0007$ e máximo = $0,0209$). Na Figura 3.33 a simulação foi realizada com o algoritmo RLS obtendo o ponto de maior

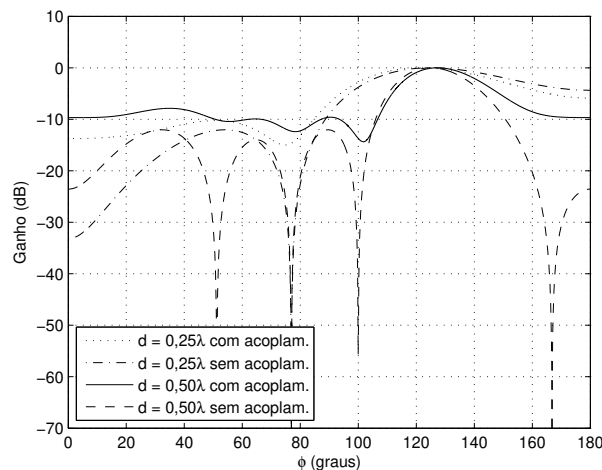


Figura 3.30: Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com cinco elementos.

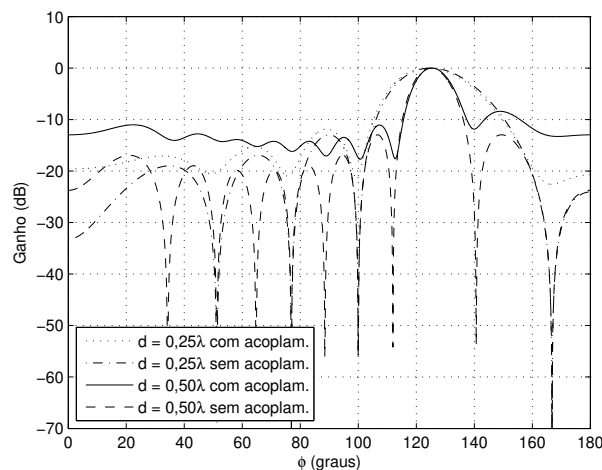


Figura 3.31: Resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo com dez elementos.

máximo em 16 (valor do erro absoluto com média = 0,0009 e máximo = 0,2631). O ponto de maior máximo é o ponto no processo de adaptação que a partir dele o algoritmo começa a rastrear o sinal desejado.

As Tabelas 3.1 e 3.2 apresentam as estatísticas do sinal erro para os algoritmos LMS e RLS, isto é, as médias, os máximos e os desvios padrões para diferentes espaçamentos normalizados, nos casos com interferências presente ($SIR = 25$ dB) e ausente, para arranjos de antenas adaptativos com cinco e dez elementos de antena. Das tabelas é observado que as médias do sinal erro no algoritmo LMS são menores que as do algoritmo RLS e, também, que os máximos para o LMS são maiores que os máximos para o RLS, no caso de interferência presente. Enquanto que, na ausência da interferência, os algoritmos tem um sinal erro desprezível. Isso ocorre porque o sinal ruído é decorrelacionado, enquanto o sinal interferência é uma portadora, em que suas amostras contém correlação.

Tabela 3.1: Arranjo de antenas adaptativo de cinco elementos considerando o efeito do acoplamento mútuo.

		LMS			RLS			
Interferência Presente	SNR=15 dB	d/λ	Média	Máximo	Desvio Padrão	Média	Máximo	Desvio Padrão
		0,25	$1,27 \times 10^{-5}$	$4,02 \times 10^{-3}$	$8,51 \times 10^{-4}$	$1,97 \times 10^{-5}$	$3,66 \times 10^{-3}$	$4,50 \times 10^{-4}$
	0,35	$1,34 \times 10^{-5}$	$3,99 \times 10^{-3}$	$8,51 \times 10^{-4}$	$1,95 \times 10^{-5}$	$3,70 \times 10^{-3}$	$4,51 \times 10^{-4}$	
	0,50	$1,06 \times 10^{-5}$	$4,11 \times 10^{-3}$	$8,48 \times 10^{-4}$	$1,92 \times 10^{-5}$	$3,91 \times 10^{-3}$	$4,49 \times 10^{-4}$	
Interferência Presente	SNR=25 dB	0,25	$1,22 \times 10^{-5}$	$3,82 \times 10^{-3}$	$8,46 \times 10^{-4}$	$1,91 \times 10^{-5}$	$3,33 \times 10^{-3}$	$4,16 \times 10^{-4}$
		0,35	$1,25 \times 10^{-5}$	$3,81 \times 10^{-3}$	$8,46 \times 10^{-4}$	$1,93 \times 10^{-5}$	$3,27 \times 10^{-3}$	$4,16 \times 10^{-4}$
		0,50	$1,23 \times 10^{-5}$	$3,82 \times 10^{-3}$	$8,46 \times 10^{-4}$	$1,91 \times 10^{-5}$	$3,29 \times 10^{-3}$	$4,16 \times 10^{-4}$
Interferência Ausente	SNR=15 dB	0,25	$3,73 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,66 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,75 \times 10^{-16}$
		0,35	$3,74 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,66 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$1,75 \times 10^{-16}$
		0,50	$3,72 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,97 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$
	SNR=25 dB	0,25	$3,98 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$1,02 \times 10^{-16}$	$6,66 \times 10^{-16}$	$4,49 \times 10^{-16}$
		0,35	$3,98 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$1,02 \times 10^{-17}$	$6,66 \times 10^{-16}$	$4,50 \times 10^{-16}$
		0,50	$3,98 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$1,02 \times 10^{-16}$	$6,66 \times 10^{-16}$	$4,50 \times 10^{-16}$

Tabela 3.2: Arranjo de antenas adaptativo de dez elementos considerando o efeito do acoplamento mútuo.

		LMS			RLS			
Interferência Presente	d/ λ	Média	Máximo	Desvio Padrão	Média	Máximo	Desvio Padrão	
		SNR=15 dB	0,25	$1,33 \times 10^{-5}$	$4,02 \times 10^{-3}$	$8,51 \times 10^{-4}$	$1,84 \times 10^{-5}$	$3,89 \times 10^{-3}$
	0,35	$1,19 \times 10^{-5}$	$3,97 \times 10^{-3}$	$8,50 \times 10^{-4}$	$1,84 \times 10^{-5}$	$3,92 \times 10^{-3}$	$4,53 \times 10^{-4}$	
	0,50	$1,39 \times 10^{-5}$	$3,99 \times 10^{-3}$	$8,51 \times 10^{-4}$	$1,93 \times 10^{-5}$	$4,07 \times 10^{-3}$	$4,49 \times 10^{-4}$	
SNR=25 dB	0,25	$1,24 \times 10^{-5}$	$3,81 \times 10^{-3}$	$8,46 \times 10^{-4}$	$1,91 \times 10^{-5}$	$3,30 \times 10^{-3}$	$4,17 \times 10^{-4}$	
	0,35	$1,21 \times 10^{-5}$	$3,81 \times 10^{-3}$	$8,45 \times 10^{-4}$	$1,92 \times 10^{-5}$	$3,34 \times 10^{-3}$	$4,16 \times 10^{-4}$	
	0,50	$1,22 \times 10^{-5}$	$3,81 \times 10^{-3}$	$8,46 \times 10^{-4}$	$1,91 \times 10^{-5}$	$3,30 \times 10^{-3}$	$4,17 \times 10^{-4}$	
Interferência Ausente	SNR=15 dB	0,25	$3,72 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,76 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-17}$	$1,64 \times 10^{-16}$
		0,35	$3,73 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,96 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$
		0,50	$3,74 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,64 \times 10^{-16}$	$3,99 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$
	SNR=25 dB	0,25	$3,98 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$7,63 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$3,39 \times 10^{-16}$
		0,35	$3,98 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$2,01 \times 10^{-16}$	$1,33 \times 10^{-15}$	$8,80 \times 10^{-16}$
		0,50	$3,99 \times 10^{-17}$	$2,22 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-16}$	$7,63 \times 10^{-17}$	$4,44 \times 10^{-16}$	$3,39 \times 10^{-16}$

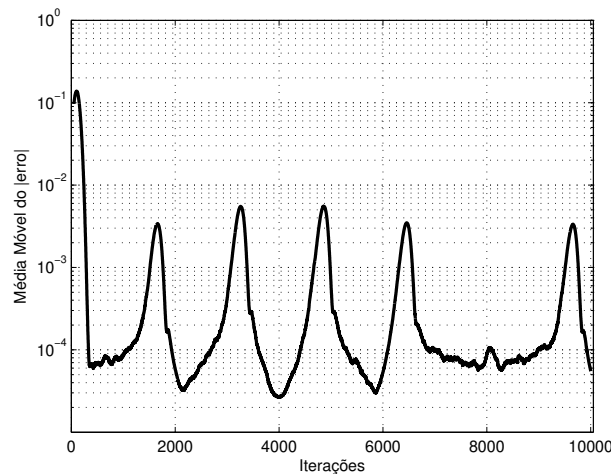


Figura 3.32: Algoritmo LMS: média-móvel do módulo do sinal erro para um arranjo adaptativo de cinco elementos.

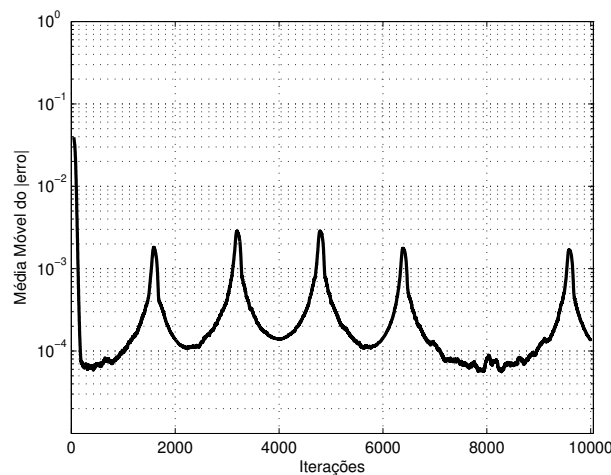


Figura 3.33: Algoritmo RLS: média-móvel do módulo do sinal erro para um arranjo adaptativo de cinco elementos.

3.9 Conclusões

Uma teoria de antena foi apresentada, envolvendo os campos próximo e distante, a densidade de potência, a intensidade de irradiação, a diretividade, o ganho, aberturas efetivas e a largura de feixe com o objetivo de melhor compreender a irradiação de um único elemento isolado, quando em uma determinada posição do arranjo de antenas.

A caracterização de um arranjo de antenas foi realizada supondo que no arranjo o elemento de antena é deslocado de uma distância d um em relação ao outro e os efeitos do AM entre os elementos do arranjo é da mesma ordem. Dessa forma, baseado no coeficiente de reflexão obtido a partir de

medições do AM por pares de elementos do arranjo, e a resposta espacial de irradiação do elemento isolado, o ganho (dB) do arranjo na direção do sinal desejado foi determinado.

Quando o arranjo de antenas tem uma dimensão elétrica grande, o número de elementos no centro pesa mais do que o número de elementos na borda e aproximadamente todos os elementos experimentam os mesmos efeitos de AM. Dessa forma, todos os coeficientes de reflexão dos elementos do arranjo de antenas são aproximadamente iguais.

Uma análise de um arranjo de dois elementos foi feita devido apresentar um comportamento semelhante a arranjos de antenas com dimensões grandes e, é um bom ponto de partida a fim de se entender a relação de fase entre os elementos adjacentes do arranjo. Além disso, a modelagem e a ponderação de um arranjo de antenas de N elementos *par* e *ímpar* foi realizada.

Também foi mostrado a teoria de um arranjo de antenas adaptativo linear que consiste de um arranjo de antenas e uma unidade de processamento digital de sinais (algoritmos LMS ou RLS) que otimiza dinamicamente a resposta espacial do arranjo adaptativo de acordo com a mudança do ambiente eletromagnético. A principal vantagem do arranjo adaptativo é que a mudança de fase e a ponderação do arranjo podem ser realizadas nos dados digitalizados em lugar de ser implementado em *hardware*.

Os resultados das simulações considerando os efeitos do AM em arranjos de antenas dipolos lineares (comprimento da antena dipolo – $L = \lambda/2$), para diferentes espaçamentos e dimensões, foram obtidos por meio do processamento adaptativo de sinais. Os algoritmos supervisionados LMS e RLS foram usados na conformação de feixe, a fim de obter a resposta espacial (ganho em dB) do sinal na direção desejada, plano-H, de acordo com certo critério ótimo. Nessas simulações, também, foi calculado as estatísticas do sinal erro (algoritmos LMS e RLS) levando em conta os casos de interferência presente (SIR = 25 dB) e ausente no sinal desejado incidente ao arranjo de antenas. Assim, foi verificado que o LMS obteve médias do sinal erro menores e máximos maiores em relação ao RLS, no caso de interferência presente. Enquanto que, para o LMS e RLS no caso de interferência ausente, apresentaram um erro desprezível.

Capítulo 4

Arranjo de Antena de Microfita

4.1 Introdução

Uma modelagem de um arranjo de antenas linear com quatro elementos de microfita de *patch* retangular para uso na banda de UHF para aplicação em TV digital é apresentado. O arranjo de microfita opera em uma frequência de 550 MHz. O projeto dessa antena foi simulado com o *software CST Studio Suite*.

O arranjo de antenas de microfita é excitado por meio de uma linha transmissão (LT) de microfita. Isso permite construir não só o arranjo de microfita, mas também a rede de excitação do arranjo de antena na mesma tecnologia [78]. Portanto, essa antena consiste de uma placa dielétrica com plano terra. Na parte superior da placa, as antenas e a rede de excitação são formadas em uma única camada de cobre.

A rede de excitação construída é do tipo corporativa usando divisores de potência. Como o arranjo de microfita é excitado uniformemente os divisores de potência são iguais. Além disso, para avaliar as reflexões a partir dos elementos de antena e reflexões internas na rede, uma matriz de espalhamento do divisor de potência é obtida.

Optou-se considerar uma impedância característica de 50Ω em todos os estágios da rede de excitação e, portanto, tendo o divisor de potência empregado com transformadores de impedância na junção do divisor básico. Dessa forma, uma análise de um transformador de impedância de um quarto de onda é também apresentada.

4.2 Projeto de uma Cavidade Ressonante Retangular

A antena de microfita de *patch* retangular ilustrada na Figura 4.1 é constituída, na sua forma básica, de um elemento de antena eletricamente condutor que é impresso em uma face de uma placa de circuito impresso (PCB – *printed circuit board*). O elemento pode ser excitado com uma LT de microfita, com um cabo coaxial ou por meios além da extensão desse texto.

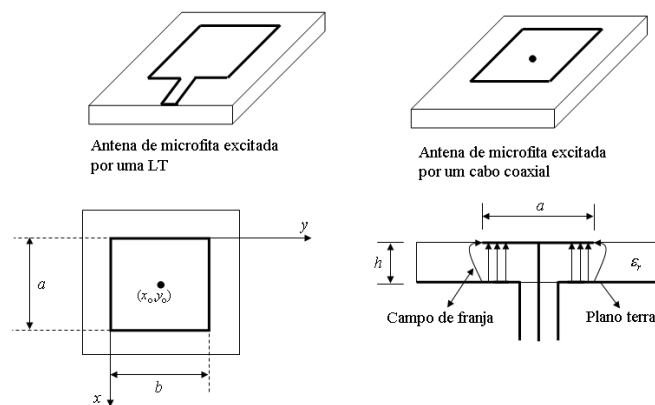


Figura 4.1: Antena de microfita de *patch* retangular.

A excitação introduz um campo elétrico que varia no tempo entre o plano terra e a antena de *patch* retangular [79]. A antena pode ser considerada como uma cavidade com as paredes superior e inferior eletricamente condutoras e as paredes laterais magneticamente condutoras. Essa cavidade ressonante impõe condições de contorno aos componentes de campo eletromagnético no interior da cavidade, tal que só soluções discretas, os chamados modos, podem existir. As dimensões da cavidade determinam a frequência de ressonância da antena de microfita.

Por outro lado, como as paredes laterais não são perfeitamente magnéticas condutoras, as linhas de campo elétrico não são completamente perpendiculares à camada inferior e superior na posição das paredes laterais, como ilustrado na Figura 4.1. Esses campos são chamados campos de franja que dão origem a irradiação que sai da cavidade, tornando assim a operação da antena de microfita possível. A irradiação pode ser considerada como originando de duas ranhuras, separadas pelo comprimento b do *patch* retangular, ilustrado na Figura 4.1. Para os dois campos da ranhura estarem em fase, a separação da ranhura precisa ser metade de um comprimento de onda, ou seja, o comprimento de onda no substrato dielétrico da PCB. Isto é descrito na Figura 4.2.

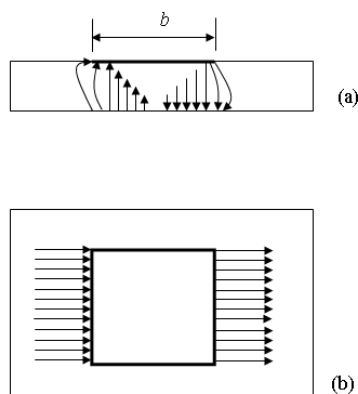


Figura 4.2: Campos da ranhura em fase. (a) Vista lateral. (b) Vista superior. A intensidade e direção do campo elétrico é indicada por, respectivamente, o comprimento e direção da seta.

4.3 Antena de Microfita: Impedância de Entrada e Campos Irradiados

Para calcular a impedância de entrada da antena de microfita de *patch* retangular, somente algumas equações, necessárias para a realização de análise numérica por *software* são determinadas.

4.3.1 Campo Elétrico

Para uma antena de microfita com as dimensões (a,b) indicadas na Figura 4.2 [80], o campo elétrico, com a orientação em z , é dado por

$$E_z(x, y) = jI_o\eta_o k_o \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y)\psi_{mn}(x_o, y_o)}{k_o^2 - k_{mn}^2} G_{mn}, \quad (4.1)$$

em que

$$\eta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \quad (4.2)$$

é a impedância característica no vácuo (μ_o é a permeabilidade magnética e ε_o é a permissividade elétrica no vácuo) e

$$\psi_{mn}(x, y) = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{ab}} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right), \quad (4.3)$$

é o campo modal para índices de modo m e n com

$$\chi_{mn} = \begin{cases} 1, & \text{se } m = 0 \wedge n = 0 \\ \sqrt{2}, & \text{se } m = 0 \vee n = 0 \\ 2, & \text{se } m \neq 0 \wedge n \neq 0 \end{cases}. \quad (4.4)$$

Além disso,

$$k_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (4.5)$$

é o número de onda do modo com os índices de modo m e n . O parâmetro $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$ é o número de onda associado ao comprimento de onda no substrato dielétrico. O parâmetro $k_o = \omega\sqrt{\varepsilon_o\mu_o}$ é o número de onda no vácuo. Finalmente,

$$G_{mn} = \text{sinc}\left(\frac{m\pi d_x}{2a}\right) \text{sinc}\left(\frac{n\pi d_y}{2b}\right), \quad (4.6)$$

em que

$$\text{sinc} = \frac{\text{sen}(x)}{x}, \quad (4.7)$$

d_x e d_y são as dimensões de um *patch* retangular equivalente e I_o é a corrente de excitação, como ilustrado na Figura 4.3. Para uma excitação linha de transmissão de microfita, uma das dimensões é

fixada à largura da LT, a outra é fixada em zero.

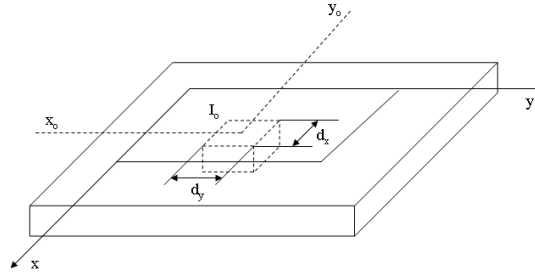


Figura 4.3: Antena de microfita equivalente com excitação em $(x, y) = (x_0, y_0)$.

A impedância de entrada Z_{ent} é a razão entre a tensão de entrada V_{ent} e a corrente de excitação I_0 . Assim,

$$V_{ent} = -hE_z(x_0, y_0),$$

resultando em

$$Z_{ent} = -j\eta_0 k_0 h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn}. \quad (4.8)$$

Portanto, sempre que o número de onda no dielétrico corresponde a um número de onda modal (isto é, em uma ressonância modal), a impedância é infinita, uma situação não encontrada na vida real. A razão de tal comportamento não realista é obtida ao se desprezarem as perdas, inclusive a irradiação (uma perda desejada).

4.3.2 Perdas no *Pacth* Retangular

Para obter um modelo mais realista, todas as perdas são agrupadas em uma tangente de perda efetiva δ_{ef} [80]. Assim, o número de onda é substituído por um outro complexo, nas equações como

$$E_z(x, y) = jI_0 \eta_0 k_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}(x_0, y_0)}{\varepsilon_r (1 - j\delta_{ef}) k_0^2 - k_{mn}^2} G_{mn}, \quad (4.9)$$

e

$$Z_{ent} = -j\eta_0 k_0 h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{\varepsilon_r (1 - j\delta_{ef}) k_0^2 - k_{mn}^2} G_{mn}, \quad (4.10)$$

em que k_0 é o número de onda no vácuo e ε_r é a permissividade relativa do dielétrico.

A tangente de perda efetiva é determinada pelo fator de qualidade da cavidade formada pelas partes elétrica e magnética da antena de microfita. Assim,

$$\delta_{ef} = \frac{1}{Q_0}, \quad (4.11)$$

em que

$$\frac{1}{Q_o} = \frac{1}{Q_i} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}, \quad (4.12)$$

Q_o é o fator de qualidade total, Q_i é o fator de qualidade de irradiação, Q_c é o fator de qualidade dos condutores e Q_d é o fator de qualidade do dielétrico. Os fatores de qualidade são dados por

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu_o \sigma}, \quad (4.13)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (4.14)$$

$$Q_i = \frac{2\omega W_E}{P_i}, \quad (4.15)$$

em que σ é a condutividade dos condutores elétricos, $\tan \delta$ é a tangente de perda do dielétrico, P_i é a potência irradiada total e W_E é a energia elétrica armazenada.

A energia elétrica armazenada, para o modo (m, n) é calculada, com o uso de (4.9), por

$$W_{E_{mn}} = \frac{\varepsilon_o \varepsilon_r}{4} \int \int \int_{cavidade} |\bar{E}|^2 dV = |E_{o_{mn}}|^2 \frac{\varepsilon_o \varepsilon_r h a b}{4 \chi_{mn}^2}, \quad (4.16)$$

em que

$$E_{o_{mn}} = \frac{j I_o \chi_{mn}^2 \omega \mu_o \cos\left(\frac{m\pi}{a} x_o\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y_o\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{m\pi d_x}{2a}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{n\pi d_y}{2b}\right)}{ab \left[\varepsilon_r \varepsilon_o \mu_o \omega^2 (1 - j\delta_{ef}) - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right]}. \quad (4.17)$$

A potência irradiada total é dada por

$$P_i = \frac{1}{2\eta_o} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi. \quad (4.18)$$

O cálculo da tangente de perda efetiva pode ser simplificado, substituindo $k_{ef} = k$ em Q_i . Para uma cavidade de Q moderadamente alto, isto conduzirá a resultados aceitáveis, a cavidade sendo dominada pelo modo ressonante (m, n) [80].

4.3.3 Campo Distante do Patch Retangular

Para calcular a potência irradiada total, necessária também para a determinação da tangente de perda equivalente, precisa-se obter os componentes de campo distante $E_{\theta mn}$ e $E_{\phi mn}$ como função da amplitude modal $E_{o_{mn}}$, para o modo (m, n) .

Para os componentes de campo distante, emprega-se o modelo de ranhura irradiante de Hammer [81]. O campo distante se origina a partir de quatro ranhuras com largura Δ , adjacente à antena *patch*, como ilustrado na Figura 4.4.

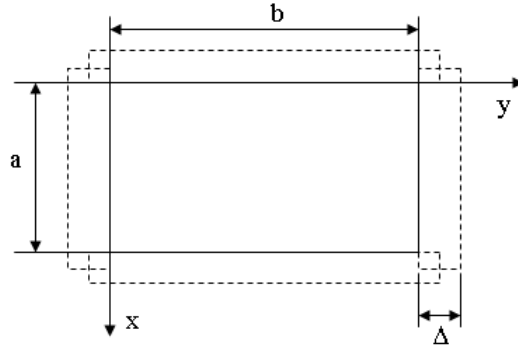


Figura 4.4: Antena de microfita de *patch* retangular e ranhuras de irradiação.

O campo distante irradiado [81], resulta em

$$E_{mn}(r) = \frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left(\hat{i}_\theta E_{\theta mn} + \hat{i}_\phi E_{\phi mn} \right), \quad (4.19)$$

em que

$$E_{\theta mn} = \left[\tilde{E}_{xmn}(\xi, \eta) \cos(\phi) + \tilde{E}_{ymn}(\xi, \eta) \sin(\phi) \right], \quad (4.20)$$

$$E_{\phi mn} = \left[-\tilde{E}_{xmn}(\xi, \eta) \sin(\phi) \cos(\theta) + \tilde{E}_{ymn}(\xi, \eta) \cos(\phi) \cos(\theta) \right]. \quad (4.21)$$

Nas Equações (4.20) e (4.20), $\tilde{E}_{xmn}(\xi, \eta)$ e $\tilde{E}_{ymn}(\xi, \eta)$ são dadas por

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{xmn}(\xi, \eta) = & \left[(-1 - (-1)^m) j \operatorname{sen} \left(\xi \frac{a'}{2} \right) + (1 - (-1)^m) \cos \left(\xi \frac{a'}{2} \right) \right] \cdot \\ & \cdot h E_{omn} \frac{b'}{2} \operatorname{sinc} \left(\frac{\Delta}{2} \xi \right) j^n \left[\operatorname{sinc} \left(\eta \frac{b'}{2} + \frac{n\pi}{2} \right) + (-1)^n \operatorname{sinc} \left(\eta \frac{b'}{2} - \frac{n\pi}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (4.22)$$

e

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{ymn}(\xi, \eta) = & \left[(-1 - (-1)^n) j \operatorname{sen} \left(\eta \frac{b'}{2} \right) + (1 - (-1)^n) \cos \left(\eta \frac{b'}{2} \right) \right] \cdot \\ & \cdot h E_{omn} \frac{a'}{2} \operatorname{sinc} \left(\frac{\Delta}{2} \eta \right) j^m \left[\operatorname{sinc} \left(\xi \frac{a'}{2} + \frac{m\pi}{2} \right) + (-1)^m \operatorname{sinc} \left(\xi \frac{a'}{2} - \frac{m\pi}{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (4.23)$$

em que

$$a' = a + \Delta, \quad b' = b + \Delta, \quad (4.24)$$

$$\xi = k_0 \operatorname{sen}(\theta) \cos(\phi), \quad \eta = k_0 \operatorname{sen}(\theta) \sin(\phi), \quad (4.25)$$

e Δ é a largura da ranhura, vista na Figura 4.4.

O campo distante é integrado sobre uma semi-esfera, já que é assumido que a antena de microfita está posicionada em um dielétrico com plano terra infinito, em ambas as direções transversais. Essa suposição resulta em um diagrama de radiação calculado que difere do real só para ângulos próximos

à incidência razante. Uma vez que a potência irradiada nessas direções é desprezada em comparação a outras direções, o dielétrico com plano terra infinito é uma boa aproximação de primeira ordem.

4.3.4 Dimensões da Antena de Microfita de Patch Retangular Efetivas

Na Figura 4.1 é ilustrado que o campo elétrico na cavidade ressonante não é perpendicular nas bordas do *patch* retangular. Entretanto, pode-se ainda trabalhar com a suposição de um campo perpendicular, se as dimensões transversais a e b forem mudadas para dimensões efetivas a_{ef} e b_{ef} . Essas dimensões efetivas são aumentadas em relação às dimensões físicas, para considerar o campo de franja [80].

As dimensões efetivas são dadas por

$$a_{ef} = a + \Delta, \quad (4.26)$$

$$b_{ef} = b + \Delta, \quad (4.27)$$

em que

$$\Delta = 0,824h \frac{(\varepsilon_{ef} + 0,3) \left(\frac{b}{h} + 0,262\right)}{(\varepsilon_{ef} - 0,258) \left(\frac{b}{h} + 0,813\right)}, \quad (4.28)$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{b}\right)^{-1/2}. \quad (4.29)$$

4.4 Divisor de Potência em T

O divisor de potência básico é ilustrado na Figura 4.5. As entradas e as saídas são assumidas a estar conectadas as LTs com impedâncias características de, respectivamente, Z_0 , Z_2 e Z_3 .

Embora na figura tem-se assumido um comprimento elétrico ρ para os dois acessos de saída, para a análise desse divisor de potência é considerado que $\rho \rightarrow 0$.

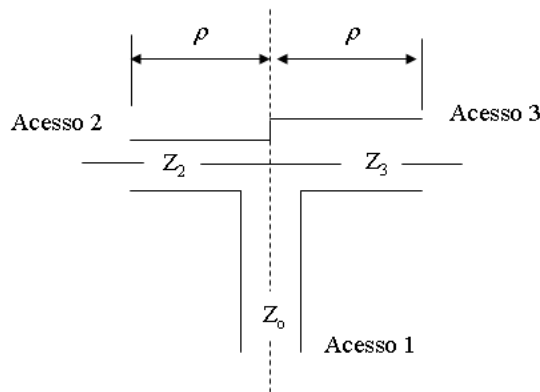


Figura 4.5: Divisor de potência de três acessos.

4.4.1 Níveis de Impedância

A potência de entrada, no acesso 1, é igual a P_1 . As potências de saída nos acessos 2 e 3, respectivamente, são representadas por P_2 e P_3 . A divisão de potência é

$$P_3 = K^2 P_2, \quad (4.30)$$

em que K é fornecido pelo projetista.

Como a potência no acesso 1 é $P_1 = P_2 + P_3$, obtêm-se

$$P_2 = \frac{1}{1 + K^2} P_1, \quad (4.31)$$

$$P_3 = \frac{K^2}{1 + K^2} P_1. \quad (4.32)$$

A tensão da LT 1 na posição da junção é representada por V_o^+ , a tensão da LT 2 na junção, por V_2^- e a tensão da LT 3 na junção, por V_3^- , então as potências de entrada e saída resultam em

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_o}, \quad (4.33)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{|V_2^-|^2}{Z_2}, \quad (4.34)$$

e

$$P_3 = \frac{1}{2} \frac{|V_3^-|^2}{Z_3}. \quad (4.35)$$

Agora, como na junção $V_o^+ = V_2^- = V_3^-$ as impedâncias características são relacionadas aos níveis de potência por meio de

$$\frac{Z_2}{Z_3} = \frac{P_3}{P_2} = K^2, \quad (4.36)$$

$$\frac{Z_2}{Z_o} = \frac{P_1}{P_2} = 1 + K^2, \quad (4.37)$$

de forma que se pode relacionar as impedâncias Z_2 e Z_3 a Z_o , como

$$Z_2 = (1 + K^2) Z_o, \quad (4.38)$$

$$Z_3 = \frac{1 + K^2}{K^2} Z_o. \quad (4.39)$$

4.4.2 Matriz de Espalhamento

Ao lidar com um circuito de três acessos, com níveis de impedância diferentes nos três acessos, usa-se a matriz de espalhamento desnormalizada, dada por

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}, \quad (4.40)$$

em que $c_i, i = 1, 2, 3$ são as amplitudes da onda complexa desnormalizada de chegada, $d_i, i = 1, 2, 3$, são as amplitudes da onda complexa desnormalizada de partida e $T_{ij}, i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3$ são os coeficientes de espalhamento desnormalizados.

A Figura 4.6 ilustra a terminação das duas saídas conectadas em suas impedâncias características.

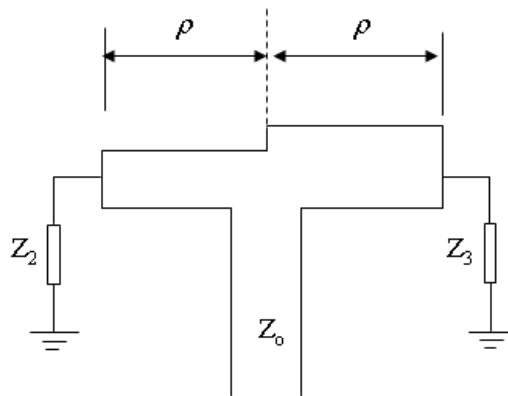


Figura 4.6: Divisor de potência terminado em impedâncias características.

Com a rede de três acessos da Figura 4.6, que é excitada no acesso 1 ($\rho \rightarrow 0$), experimenta-se tensões iguais no acesso 2 e 3 e, portanto, pode ser aplicado um curto circuito entre esses acessos e tomado o circuito paralelo das duas linhas de transmissão de comprimento elétrico ρ . Também, as impedâncias de terminação precisam ser em tal caso tomadas em paralelo. O circuito equivalente e os sinais nas junções são ilustrados na Figura 4.7

As equações que representam essa rede são dadas por

$$d_1 = \Gamma_1 c_1 + (1 - \Gamma_1) c_a, \quad (4.41)$$

$$d_a = (1 + \Gamma_1) c_1 - \Gamma_1 c_a, \quad (4.42)$$

$$c_a = \Gamma_2 e^{-j2\rho} d_a, \quad (4.43)$$

$$d_2 = (1 + \Gamma_2) e^{-j\rho} d_a. \quad (4.44)$$

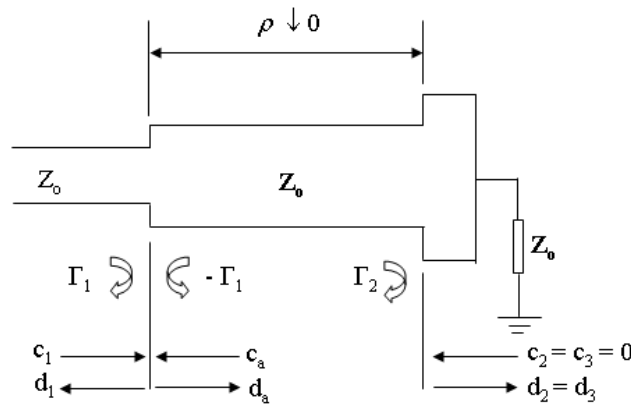


Figura 4.7: Circuito equivalente para o divisor de potência, excitado no acesso 1 e terminado nas impedâncias características.

Agora, usando as condições $\rho \rightarrow 0$ e $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$, obtém-se

$$d_1 = c_a, \quad d_a = c_1, \quad c_a = 0, \quad d_2 = d_a, \tag{4.45}$$

tal que

$$T_{21} = T_{31} = \left. \frac{d_2}{c_1} \right|_{c_2=c_3=0} = 1, \tag{4.46}$$

$$T_{11} = \left. \frac{d_1}{c_1} \right|_{c_2=c_3=0} = 0. \tag{4.47}$$

Com base na reciprocidade, resulta em

$$T_{12} = \frac{Z_o}{Z_2} T_{21}, \tag{4.48}$$

e

$$T_{13} = \frac{Z_o}{Z_3} T_{31}. \tag{4.49}$$

Os correspondentes coeficientes de espalhamento normalizados são

$$S_{11} = T_{11} = 0, \tag{4.50}$$

$$S_{12} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_o}} T_{12} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_2}}, \tag{4.51}$$

$$S_{13} = \sqrt{\frac{Z_3}{Z_o}} T_{13} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_3}}, \tag{4.52}$$

$$S_{21} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_2}} T_{21} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_2}}, \tag{4.53}$$

$$S_{31} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_3}} T_{31} = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_3}}. \tag{4.54}$$

Para a determinação dos outros parâmetros, excita-se os três acessos a partir dos acessos 2 e 3 como ilustrado na Figura 4.8.

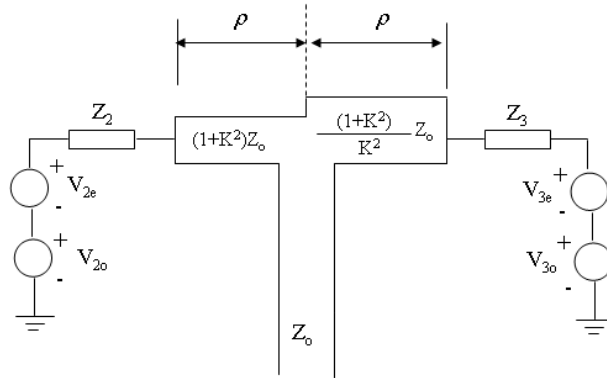


Figura 4.8: Divisor de potência, excitado nos acessos 2 e 3 para excitação simétrica (par) e anti-simétrica (ímpar).

Portanto, iniciando com a chamada excitação simétrica (par) para a qual $V_{2e} = V_{3e}$ e $V_{2o} = V_{3o} = 0$. Para essa situação, considerando novamente que $\rho \rightarrow 0$, o circuito da Figura 4.8 pode ser representado pelos circuitos equivalentes ilustrados na Figura 4.9.

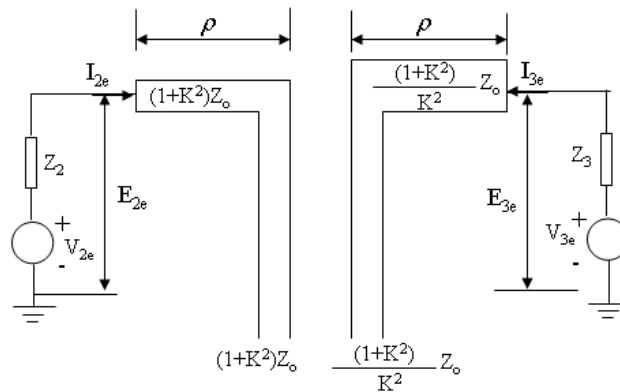


Figura 4.9: Circuitos equivalentes do divisor de potência para excitação par.

As correntes e tensões para a excitação par são relacionadas por

$$I_{2e} = \frac{V_{2e}}{Z_2 + Z_{2e}}, \tag{4.55}$$

$$E_{2e} = \frac{Z_{2e} V_{2e}}{Z_2 + Z_{2e}}, \tag{4.56}$$

em que

$$Z_{2e} = (1 + K^2) Z_o, \tag{4.57}$$

é a impedância vista do lado esquerdo da Figura 4.9.

Dessa forma,

$$I_{2e} = \frac{V_{2e}}{2(1 + K^2)Z_o}, \tag{4.58}$$

$$E_{2e} = \frac{V_{2e}}{2}. \tag{4.59}$$

Além disso,

$$I_{3e} = K^2 I_{2e}, \tag{4.60}$$

e

$$E_{3e} = E_{2e}. \tag{4.61}$$

Por outro lado, para a excitação antissimétrica (ímpar), $V_{2e} = V_{3e} = 0$ e $V_{2o} = -K^2 V_{3o}$. Os circuitos equivalentes são ilustrados na Figura 4.10.

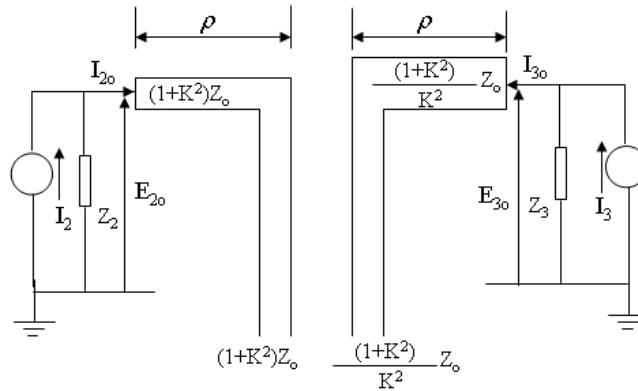


Figura 4.10: Circuitos equivalentes do divisor de potência para excitação ímpar.

As correntes I_2 e I_3 na Figura 4.10 são dadas por

$$I_2 = \frac{V_{2o}}{Z_2} = \frac{V_{2o}}{(1 + K^2)Z_o}, \tag{4.62}$$

$$I_3 = \frac{V_{3o}}{Z_3} = -\frac{V_{2o}}{(1 + K^2)Z_o}. \tag{4.63}$$

As tensões e correntes para a excitação ímpar são relacionadas por

$$E_{2o} = (I_2 - I_{2o})Z_2 = V_{2o} - Y_{2o}(1 + K^2)Z_o E_{2o}, \tag{4.64}$$

em que foi usada a corrente

$$I_{2o} = Y_{2o}E_{2o}, \tag{4.65}$$

e Y_{2o} é a admitância relativa ao lado esquerdo da Figura 4.10.

Assim,

$$E_{2o} = \frac{V_{2o}}{1 + Y_{2o}(1 + K^2)Z_o}, \quad (4.66)$$

$$I_{2o} = \frac{V_{2o}Y_{2o}}{1 + Y_{2o}(1 + K^2)Z_o}. \quad (4.67)$$

Desde que $I_3 = -I_2$, pode-se prever um curto circuito na extremidade das linhas de transmissão de comprimento elétrico ρ , vista a partir dos acessos 2 e 3. Isto significa que essa derivação é somente válida quando $\rho \rightarrow 0$, $Y_{2o} \rightarrow \infty$. Portanto

$$E_{2o} = 0, \quad (4.68)$$

$$I_{2o} = \frac{V_{2o}}{(1 + K^2)Z_o}, \quad (4.69)$$

e

$$E_{3o} = 0, \quad I_{3o} = -I_{2o}. \quad (4.70)$$

Combinando os resultados da excitação par e ímpar, obtém-se os restantes coeficientes de espalhamento desnormalizados.

Em primeiro escolhe-se $V_{2o} = -V_{2e}$, significando que não se excita o acesso 2. Portanto, usando isso e o estabelecido anteriormente $V_{2o} = -K^2V_{3o}$, a excitação do acesso 3, V é dada por

$$V = V_{3e} = V_{3o} = \frac{1 + K^2}{K^2}V_{2e}. \quad (4.71)$$

A tensão incidente em uma LT [80], V_{inc} é igual a $\frac{1}{2}$ V. Desse modo, a tensão total no acesso 3 V_{T3} é dada por

$$V_{T3} = (1 + T_{33})V_{inc} = (1 + T_{33})\frac{1 + K^2}{2K^2}V_{2e}. \quad (4.72)$$

Esta tensão incidente também satisfaz

$$V_{T3} = E_{3e} + E_{3o} = \frac{1}{2}V_{2e}, \quad (4.73)$$

em que são usadas (4.59), (4.61) e (4.70).

Das Equações (4.72) e (4.73), obtém-se

$$T_{33} = -\frac{1}{1 + K^2}. \quad (4.74)$$

O coeficiente T_{23} é dado por

$$T_{23} = \frac{V_{T2}}{V_{inc}}, \quad (4.75)$$

em que

$$V_{T2} = E_{2e} + E_{2o} = \frac{1}{2}V_{2e}, \quad (4.76)$$

e

$$V_{inc} = \frac{1 + K^2}{2K^2} V_{2e}. \quad (4.77)$$

Assim,

$$T_{23} = \frac{K^2}{1 + K^2}. \quad (4.78)$$

No entanto, como segunda escolha faz-se $V_{3o} = -V_{3e}$, significando que não se excita o acesso 3. A excitação do acesso 2, V' , é dada por

$$V' = V_{2e} + V_{2o} = (1 + K^2)V_{2e}. \quad (4.79)$$

A tensão incidente V'_{inc} , no acesso 2 é então

$$V'_{inc} = \frac{1}{2}V' = \frac{1}{2}(1 + K^2)V_{2e}. \quad (4.80)$$

A tensão total no acesso 2 é portanto

$$V_{T2} = (1 + T_{22})V'_{inc} = (1 + T_{22})\frac{1}{2}(1 + K^2)V_{2e}. \quad (4.81)$$

Essa tensão total também satisfaz

$$V_{T2} = E_{2e} + E_{2o} = \frac{1}{2}V_{2e}, \quad (4.82)$$

de forma que se obtém

$$T_{22} = -\frac{K^2}{1 + K^2}. \quad (4.83)$$

O coeficiente de espalhamento T_{32} é

$$T_{32} = \frac{V_{T3}}{V'_{inc}}, \quad (4.84)$$

em que

$$V_{T3} = E_{3e} + E_{3o} = \frac{1}{2}V_{2e}, \quad (4.85)$$

$$V_{inc} = \frac{1}{2}(1 + K^2)V_{2e}, \quad (4.86)$$

levando a

$$T_{32} = \frac{1}{1 + K^2}. \quad (4.87)$$

Os coeficientes de espalhamento normalizados são

$$S_{22} = T_{22}, \quad (4.88)$$

$$S_{23} = \sqrt{\frac{Z_3}{Z_2}} T_{23}, \quad (4.89)$$

$$S_{32} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_3}} T_{32}, \quad (4.90)$$

$$S_{33} = T_{33}. \quad (4.91)$$

Assim, com o uso de (4.38), (4.39), (4.50) a (4.54), (4.75), (4.78), (4.83), (4.87) e (4.88) a (4.91), obtém-se os coeficientes de espalhamento normalizados. Assim,

$$S_{11} = 0, \quad (4.92)$$

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{1+K^2}}, \quad (4.93)$$

$$S_{13} = \frac{K}{\sqrt{1+K^2}}, \quad (4.94)$$

$$S_{21} = S_{12}, \quad (4.95)$$

$$S_{22} = -\frac{K^2}{1+K^2}, \quad (4.96)$$

$$S_{23} = \frac{K}{1+K^2}, \quad (4.97)$$

$$S_{31} = S_{13}, \quad (4.98)$$

$$S_{32} = S_{23}, \quad (4.99)$$

$$S_{33} = -\frac{1}{1+K^2}. \quad (4.100)$$

4.5 Análise do Transformador de Impedância

Para o transformador de impedância de um quarto de onda faz-se uso da matriz ABCD de uma seção da LT. A matriz ABCD de uma rede dois acessos relaciona a tensão de saída V_2 e corrente I_2 à tensão de entrada V_1 e corrente I_1 por

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4.101)$$

A matriz ABCD de uma seção da LT de comprimento elétrico ρ é dada por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & jZ_c \sin(\rho) \\ j\frac{1}{Z_c} \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix}, \quad (4.102)$$

em que Z_c é a impedância característica da LT e

$$\rho = \frac{2\pi}{\lambda} \ell, \quad (4.103)$$

ℓ é o comprimento físico da seção da LT.

Quando a seção da LT é um transformador de impedância de um quarto de onda, o comprimento ℓ é igual a um quarto do comprimento de onda central λ_o , ou seja

$$\ell = \frac{\lambda_o}{4}. \quad (4.104)$$

A impedância característica Z_c é

$$Z_c = \sqrt{Z_{o1} Z_{o2}}, \quad (4.105)$$

como ilustrado na Figura 4.11.

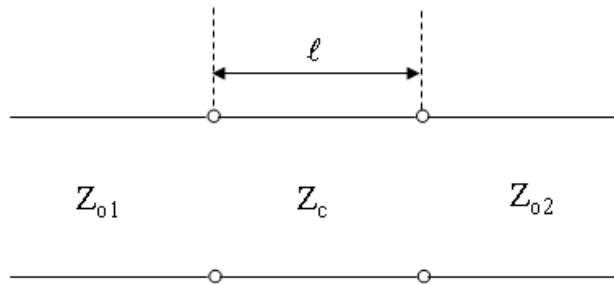


Figura 4.11: Transformador de impedância de um quarto de onda entre duas linhas de transmissão.

Os elementos da matriz de espalhamento normalizada podem ser determinados a partir dos elementos da matriz ABCD de acordo com

$$S_{11} = \frac{AZ_{o2} + B - CZ_{o1}Z_{o2} - DZ_{o1}}{AZ_{o2} + B + CZ_{o1}Z_{o2} + DZ_{o1}}, \quad (4.106)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)\sqrt{Z_{o1}Z_{o2}}}{AZ_{o2} + B + CZ_{o1}Z_{o2} + DZ_{o1}}, \quad (4.107)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{o1}Z_{o2}}}{AZ_{o2} + B + CZ_{o1}Z_{o2} + DZ_{o1}}, \quad (4.108)$$

$$S_{22} = \frac{-AZ_{o2} + B - CZ_{o1}Z_{o2} + DZ_{o1}}{AZ_{o2} + B + CZ_{o1}Z_{o2} + DZ_{o1}}. \quad (4.109)$$

4.6 Projeto do Arranjo de Antena de Microfita

Com a análise das subcomponentes do arranjo de antenas linear (antena de microfita de *patch* retangular e dos divisores de potência em T) sendo completada, pode-se agora passar à análise do

arranjo de antenas completo. A matriz de espalhamento do divisor de potência desempenha um papel fundamental na análise. A Figura 4.12 ilustra um divisor de potência com duas antenas de microfita de *patch* retangular.

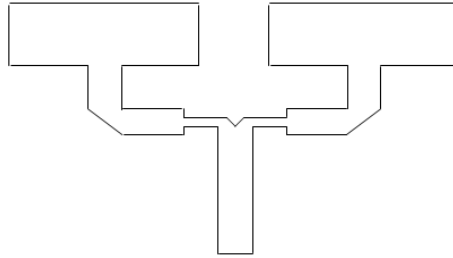


Figura 4.12: Divisor de potência em T com duas antenas de microfita.

Esse sistema pode ser representado pelo circuito ilustrado na Figura 4.13.

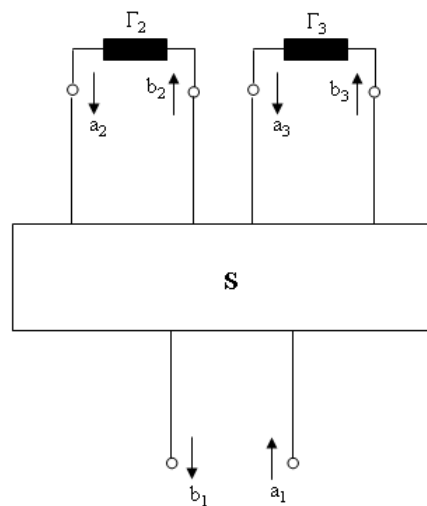


Figura 4.13: Circuito equivalente do arranjo de antenas de microfita com dois elementos.

O divisor de potência com divisão em T é caracterizado por sua matriz de espalhamento dada por

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}. \quad (4.110)$$

As antenas de microfita são representadas como cargas que são caracterizadas pelos coeficientes de reflexão Γ_2 e Γ_3 , respectivamente. Esses coeficientes de reflexão relacionam as amplitudes das ondas que chegam e partem dos dois acessos de saída do divisor de potência de acordo com

$$a_2 = \Gamma_2 b_2, \quad (4.111)$$

e

$$a_3 = \Gamma_3 b_3. \quad (4.112)$$

Então, substituindo (4.111) e (4.112) em (4.110), podem ser obtidas as amplitudes da onda que chegou, em termos de amplitude da onda que se propaga no subsistema a_1 , como

$$b_2 = \frac{(1 - S_{33}\Gamma_3)S_{21} + S_{23}\Gamma_3 S_{31}}{(1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3) - S_{23}S_{32}\Gamma_2\Gamma_3} a_1, \quad (4.113)$$

$$b_3 = \frac{(1 - S_{22}\Gamma_2)S_{31} + S_{32}\Gamma_2 S_{21}}{(1 - S_{22}\Gamma_2)(1 - S_{33}\Gamma_3) - S_{23}S_{32}\Gamma_2\Gamma_3} a_1, \quad (4.114)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}\Gamma_2 b_2 + S_{13}\Gamma_3 b_3. \quad (4.115)$$

Os coeficientes de reflexão Γ_i , $i = 2, 3$ são obtidos a partir da impedância de entrada da antena de microfita Z_{ent} e da impedância característica Z_c da LT conectada à antena de microfita da seguinte forma

$$\Gamma_i = \frac{Z_{ent} - Z_c}{Z_{ent} + Z_c}. \quad (4.116)$$

Assim, implicitamente, assume-se que as antenas de microfita são conectadas diretamente ao divisor de potência. Na realidade, as LTs são localizadas entre os acessos de saída do divisor de potência e os acessos de entrada da antena.

4.6.1 Antena de Microfita com Dois Elementos

Para projetar um arranjo de antenas linear com quatro elementos, foi estudado inicialmente um subarranjo com dois elementos. Além disso, tem-se visto que a análise é construída em torno da matriz de espalhamento do divisor de potência em T. Nessa análise é preciso também incorporar as LTs que conectam as antenas. A Figura 4.14 ilustra o subarranjo com duas antenas de microfita e sua rede de microondas equivalente.

Os sinais e parâmetros associados com o divisor de potência de três acessos são identificados com um sobrescrito⁽¹⁾. As LTs são conectadas a todos os três acessos do divisor de potência.

Então, usando (4.113) a (4.115), obtém-se

$$b_2^{(1)} = \frac{(1 - S_{33}^{(1)}\Gamma_3^{(1)})S_{21}^{(1)} + S_{23}^{(1)}\Gamma_3^{(1)}S_{31}^{(1)}}{(1 - S_{22}^{(1)}\Gamma_2^{(1)})(1 - S_{33}^{(1)}\Gamma_3^{(1)}) - S_{23}^{(1)}S_{32}^{(1)}\Gamma_2^{(1)}\Gamma_3^{(1)}} a_1^{(1)}, \quad (4.117)$$

$$b_3^{(1)} = \frac{(1 - S_{22}^{(1)}\Gamma_2^{(1)})S_{31}^{(1)} + S_{32}^{(1)}\Gamma_2^{(1)}S_{21}^{(1)}}{(1 - S_{22}^{(1)}\Gamma_2^{(1)})(1 - S_{33}^{(1)}\Gamma_3^{(1)}) - S_{23}^{(1)}S_{32}^{(1)}\Gamma_2^{(1)}\Gamma_3^{(1)}} a_1^{(1)}, \quad (4.118)$$

$$b_1^{(1)} = S_{11}^{(1)}a_1^{(1)} + S_{12}^{(1)}\Gamma_2^{(1)}b_2^{(1)} + S_{13}^{(1)}\Gamma_3^{(1)}b_3^{(1)}. \quad (4.119)$$

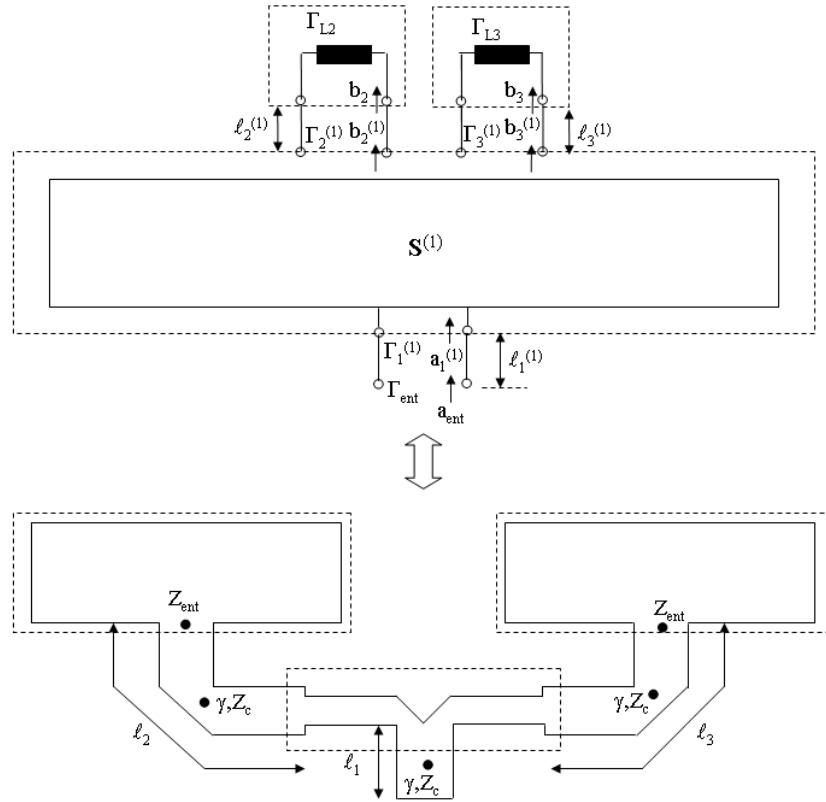


Figura 4.14: Rede de microondas equivalente do arranjo de antenas de microfita com dois elementos.

Neste projeto, a amplitude da onda no acesso 1 é dada por

$$a_1^{(1)} = a_{ent} e^{-\gamma \ell_1^{(1)}}, \quad (4.120)$$

em que γ é a constante de propagação da LT. As amplitudes das ondas que entram nas antenas de microfita, b_2 e b_3 são obtidas de uma maneira similar a partir de $b_2^{(1)}$ e $b_3^{(1)}$, respectivamente, como

$$b_2 = b_2^{(1)} e^{-\gamma \ell_2^{(1)}}, \quad (4.121)$$

$$b_3 = b_3^{(1)} e^{-\gamma \ell_3^{(1)}}. \quad (4.122)$$

Os coeficientes de reflexão $\Gamma_2^{(1)}$ e $\Gamma_3^{(1)}$, ilustrados na Figura 4.13, são obtidos, a partir dos coeficientes de reflexão nos acessos de entrada da antena de microfita, como

$$\Gamma_2^{(1)} = \Gamma_{L2} e^{-2\gamma \ell_2^{(1)}}, \quad (4.123)$$

e

$$\Gamma_3^{(1)} = \Gamma_{L3} e^{-2\gamma \ell_3^{(1)}}. \quad (4.124)$$

O fator dois no expoente dos coeficientes de reflexão é devido às ondas se propagarem pelo com-

primento da LT duas vezes, ou seja, indo da entrada para a terminação e voltando após a reflexão.

O coeficiente de reflexão na saída do subsistema é dado por

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_1^{(1)} e^{-2\gamma\ell_1^{(1)}}. \quad (4.125)$$

4.6.2 Antena de Microfita com Quatro Elementos

Um arranjo de antenas de microfita com quatro elementos é ilustrado na Figura 4.15.

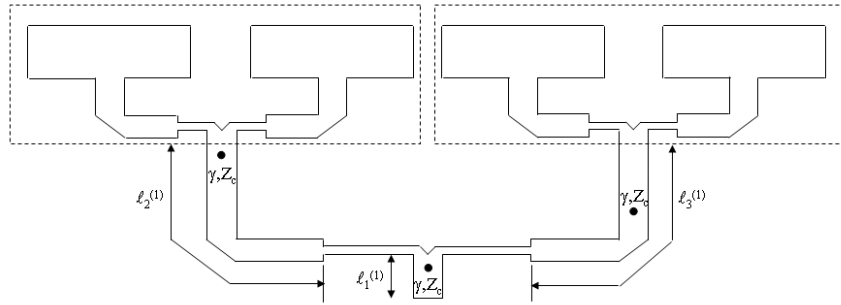


Figura 4.15: Arranjo de quatro elementos de antena de microfita, formado de dois subarranjos de dois elementos.

A conversão de nomenclatura é tal que o primeiro divisor de potência encontrado, a partir da entrada indo para as antenas de microfita, é nomeado (1), os outros são numerados (2) e (3). A rede de microondas equivalente é ilustrada na Figura 4.16

Os coeficientes de reflexão nas entradas dos três divisores de potência são obtidos como

$$\Gamma_1^{(2)} = \frac{b_1^{(2)}}{a_1^{(2)}} = S_{11}^{(2)} + S_{12}^{(2)}\Gamma_2^{(2)}\frac{b_2^{(2)}}{a_1^{(2)}} + S_{13}^{(2)}\Gamma_3^{(2)}\frac{b_3^{(2)}}{a_1^{(2)}}, \quad (4.126)$$

$$\Gamma_1^{(3)} = \frac{b_1^{(3)}}{a_1^{(3)}} = S_{11}^{(3)} + S_{12}^{(3)}\Gamma_2^{(3)}\frac{b_2^{(3)}}{a_1^{(3)}} + S_{13}^{(3)}\Gamma_3^{(3)}\frac{b_3^{(3)}}{a_1^{(3)}}, \quad (4.127)$$

$$\Gamma_1^{(1)} = \frac{b_1^{(1)}}{a_1^{(1)}} = S_{11}^{(1)} + S_{12}^{(1)}\Gamma_2^{(1)}\frac{b_2^{(1)}}{a_1^{(1)}} + S_{13}^{(1)}\Gamma_3^{(1)}\frac{b_3^{(1)}}{a_1^{(1)}}, \quad (4.128)$$

em que

$$\frac{b_2^{(i)}}{a_1^{(i)}} = \frac{\left[1 - S_{33}^{(i)}\Gamma_3^{(i)}\right] S_{21}^{(i)} + S_{23}^{(i)}\Gamma_3^{(i)} S_{31}^{(i)}}{\left[1 - S_{22}^{(i)}\Gamma_2^{(i)}\right] \left[1 - S_{33}^{(i)}\Gamma_3^{(i)}\right] - S_{23}^{(i)} S_{32}^{(i)}\Gamma_2^{(i)}\Gamma_3^{(i)}}, \quad (4.129)$$

e

$$\frac{b_3^{(i)}}{a_1^{(i)}} = \frac{\left[1 - S_{22}^{(i)}\Gamma_2^{(i)}\right] S_{31}^{(i)} + S_{32}^{(i)}\Gamma_2^{(i)} S_{21}^{(i)}}{\left[1 - S_{22}^{(i)}\Gamma_2^{(i)}\right] \left[1 - S_{33}^{(i)}\Gamma_3^{(i)}\right] - S_{23}^{(i)} S_{32}^{(i)}\Gamma_2^{(i)}\Gamma_3^{(i)}}, \quad (4.130)$$

para $i = 1, 2, 3$.

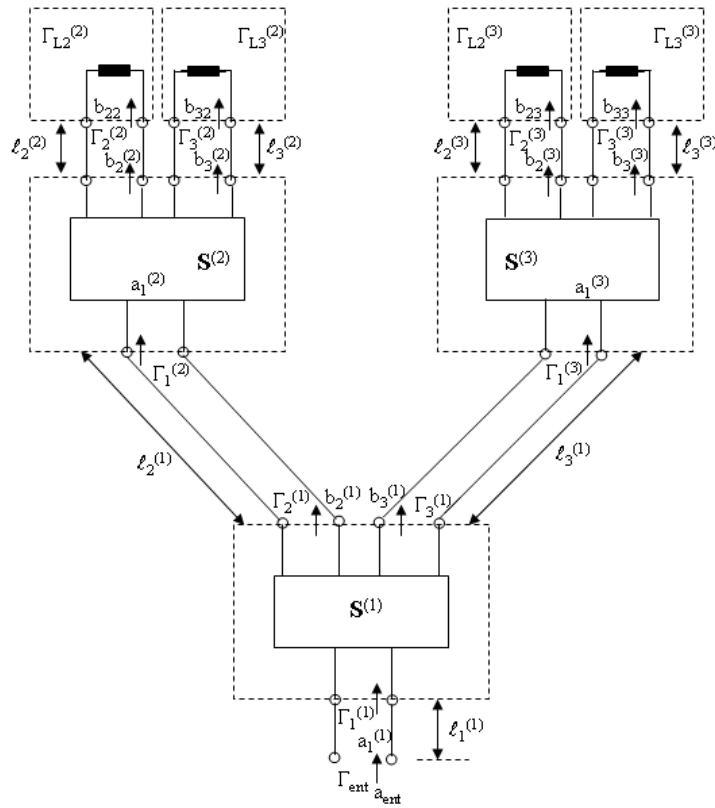


Figura 4.16: Rede de microondas equivalente do arranjo de antenas de microfita de quatro elementos.

Nestas últimas cinco equações, tem-se

$$\Gamma_2^{(i)} = \Gamma_{L2} e^{-2\gamma\ell_2^{(i)}}, \quad (4.131)$$

$$\Gamma_3^{(i)} = \Gamma_{L3} e^{-2\gamma\ell_3^{(i)}}, \quad (4.132)$$

para $i = 2, 3$, e

$$\Gamma_2^{(1)} = \Gamma_1^{(2)} e^{-2\gamma\ell_2^{(1)}}, \quad (4.133)$$

$$\Gamma_3^{(1)} = \Gamma_1^{(3)} e^{-2\gamma\ell_3^{(1)}}. \quad (4.134)$$

Finalmente, o coeficiente de reflexão de entrada do arranjo resulta em

$$\Gamma_{ent} = \Gamma_1^{(1)} e^{-2\gamma\ell_1^{(1)}}. \quad (4.135)$$

As amplitudes da onda entrando nas antenas de microfita, ilustradas na Figura 4.15, são obtidas por

$$b_{22} = b_2^{(2)} e^{-\gamma\ell_2^{(2)}}, \quad (4.136)$$

$$b_{32} = b_3^{(2)} e^{-\gamma\ell_3^{(2)}}, \quad (4.137)$$

$$b_{23} = b_2^{(3)} e^{-\gamma \ell_2^{(3)}}, \quad (4.138)$$

$$b_{33} = b_3^{(3)} e^{-\gamma \ell_3^{(3)}}, \quad (4.139)$$

em que as razões de amplitude da onda são

$$b_2^{(2)} = \frac{b_2^{(2)}}{a_1^{(2)}} a_1^{(2)}, \quad (4.140)$$

$$b_3^{(2)} = \frac{b_3^{(2)}}{a_1^{(2)}} a_1^{(2)}, \quad (4.141)$$

$$b_2^{(3)} = \frac{b_2^{(3)}}{a_1^{(2)}} a_1^{(3)}, \quad (4.142)$$

$$b_3^{(2)} = \frac{b_3^{(3)}}{a_1^{(3)}} a_1^{(3)}. \quad (4.143)$$

As amplitudes da onda nos acessos 2 e 3 resultam em

$$a_1^{(2)} = b_2^{(1)} e^{-\gamma \ell_2^{(1)}}, \quad (4.144)$$

$$a_1^{(3)} = b_3^{(1)} e^{-\gamma \ell_3^{(1)}}, \quad (4.145)$$

em que as amplitudes são

$$b_2^{(1)} = \frac{b_2^{(1)}}{a_1^{(3)}} a_1^{(1)}, \quad (4.146)$$

$$b_3^{(1)} = \frac{b_3^{(1)}}{a_1^{(3)}} a_1^{(1)}, \quad (4.147)$$

e

$$a_1^{(1)} = a_{ent} e^{-\gamma \ell_1^{(1)}}. \quad (4.148)$$

4.6.3 Resultados das Simulações

Um arranjo de antenas de microfita de quatro elementos foi construído a partir de dois subarranjos idênticos. Um dos subarranjos, com todas as suas dimensões (em mm), é ilustrado na Figura 4.17.

A Figura 4.18 apresenta o coeficiente de reflexão Γ de entrada calculado como função da frequência na banda de UHF. Esse coeficiente foi obtido a partir da impedância de entrada da antena de microfita (Z_{ent}) como

$$\Gamma = \frac{Z_{ent} - Z_o}{Z_{ent} + Z_o}, \quad (4.149)$$

em que Z_o é a impedância característica da LT de microfita conectada à antena de *patch* retangular.

A Figura 4.19 apresenta a resposta espacial de irradiação no plano $\phi = 0^\circ$ para o arranjo de

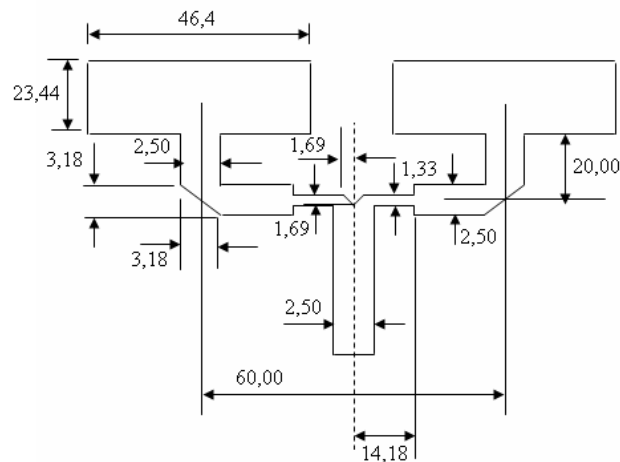


Figura 4.17: Arranjo de antenas de microfita de dois elementos.

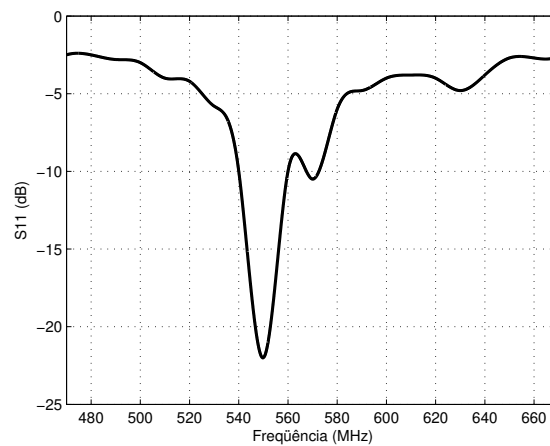


Figura 4.18: Coeficiente de reflexão de entrada para um arranjo de microfita de *patch* retangular de quatro elementos.

antenas de microfita na direção $\theta = 90^\circ$.

4.7 Conclusões

A modelagem e o projeto de arranjo de microfita de *patch* retangular para recepção de TV digital na faixa de UHF foram apresentados. As etapas do projeto foram primeiramente realizadas para um arranjo de dois elementos e depois extendidas para um arranjo de microfita com quatro elementos, operando em um frequência de 550 MHz. Esse arranjo é de tamanho limitado, o que favorece as medições da resposta espacial de irradiação em recinto fechado possíveis interferências (condição de campo distante). O arranjo foi excitado com uma rede de excitação comum, projetada para uma distribuição de abertura uniforme. O coeficiente de reflexão de entrada e o ganho (dBi), para a faixa de frequência escolhida, foram determinados por meio de simulação usando o simulador *CST Studio Suite*.

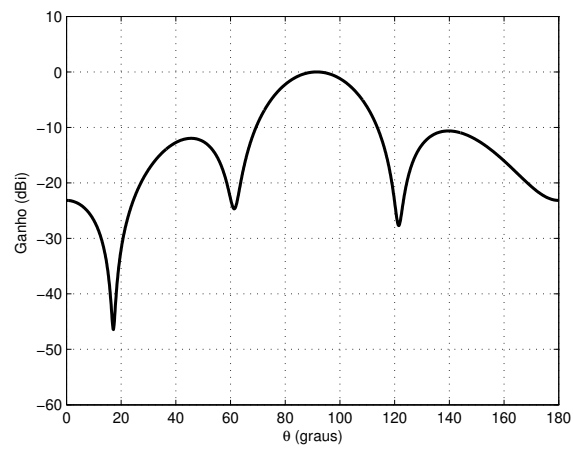


Figura 4.19: Representação da resposta espacial de irradiação para um arranjo de microfita de *patch* retangular de quatro elementos.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho, pode-se ressaltar entre as principais contribuições da tese, a resposta espacial no plano-H de um arranjo de antenas adaptativo ou inteligente, que inclui os efeitos do AM usando as teorias de circuito e de campo na modelagem de arranjos de antenas. Além disso, uma modelagem de um arranjo adaptativo com espaçamento aleatório foi formulada para analisar os efeitos do AM na resposta espacial do arranjo [53]–[56].

Este trabalho mostrou como arranjo de antenas podem ser utilizados em sistemas de comunicações. O foco foi apresentar uma tecnologia que vem sendo aplicada em sistemas de comunicações modernos: arranjo de antenas adaptativos ou inteligentes.

O uso de arranjos adaptativos em um sistema de comunicações implica em determinar a direção do sinal desejado e calcular os pesos do arranjo de antenas para gerar dinamicamente a resposta espacial.

Apesar de existirem vários algoritmos para otimizar o controle eletrônico da resposta espacial de arranjos adaptativos, este trabalho apresentou dois: algoritmo LMS e o algoritmo RLS. Desses dois algoritmos, o algoritmo LMS apresentou a média do sinal erro menor do que a do RLS e o máximo do sinal erro maior no caso de interferência presente ($SIR = 25$ dB) do sinal de chegada no arranjo. Enquanto que, os algoritmos apresentaram um erro desprezível no caso de interferência ausente.

Uma modelagem de um arranjo de antenas genérico com M elementos em que foi considerado os efeitos do AM entre os elementos do arranjo foi incluído. Além disso, com o uso de processamento adaptativo de sinais, aplicado a arranjo de antenas com diferentes dimensões e espaçamentos, foi determinada a resposta espacial no plano-H na direção do sinal desejado.

Finalmente, foi realizado a modelagem de um arranjo de antenas linear de microfitas com *patch* retangular para uso como antena de um aparelho receptor de TV digital na banda UHF. Esse arranjo foi alimentado por uma LT de microfitas, que permitiu construir o arranjo e a rede de alimentação com o mesmo material. A simulação desse arranjo foi realizada pelo simulador *CST Studio Suite*, que obteve como resultados o coeficiente de reflexão e o ganho para a frequência de operação de 550 MHz.

Neste trabalho, 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 do sistema de TV digital envolvendo as técnicas de antenas inteligentes e MIMO.

Apêndice

1.1 Impedância de Entrada, Auto-acoplamento e Acoplamento Mútuo

A impedância de entrada de uma antena pode ser obtida medindo a reflexão ou auto-acoplamento da antena, usando um analisador de rede vetorial (VNA – *vector network analyser*). Um VNA, que mede amplitude e fase, é um receptor de microondas de dois acessos que é capaz de determinar as razões complexas das amplitudes da onda de tensão refletida e incidente. Lembrando que uma rede de dois acessos, como a ilustrada na Figura 1.1, pode ser representada por parâmetros de espalhamento, tal como

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (1.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \quad (1.2)$$

em que b_1 é a amplitude da onda de tensão complexa da onda refletida no acesso 1, b_2 é a amplitude da onda de tensão complexa da onda refletida no acesso 2, a_1 é a amplitude da onda de tensão complexa da onda incidente no acesso 1 e a_2 é a amplitude da onda de tensão complexa da onda incidente no acesso 2.

A configuração básica do VNA para medição de S_{11} e S_{21} de um dispositivo sob teste (DUT – *device under test*) é ilustrada na Figura 1.2. Nesse caso $a_2 = 0$.

Se o DUT é conectado oposto à rede da Figura 1.2, os coeficientes de espalhamento restantes S_{21} e S_{22} podem ser medidos. Eles podem ser obtidos mantendo o DUT em sua posição e usando chaves para reconectar a fonte e a carga ($a_1 = 0$) e ao mesmo tempo redefinir a razão complexa.

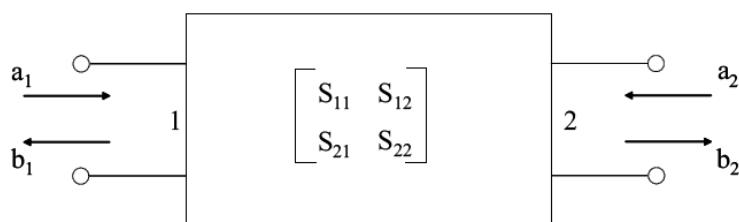


Figura 1.1: Rede de microondas de dois acessos e amplitudes da onda de tensão complexa incidente e refletida.

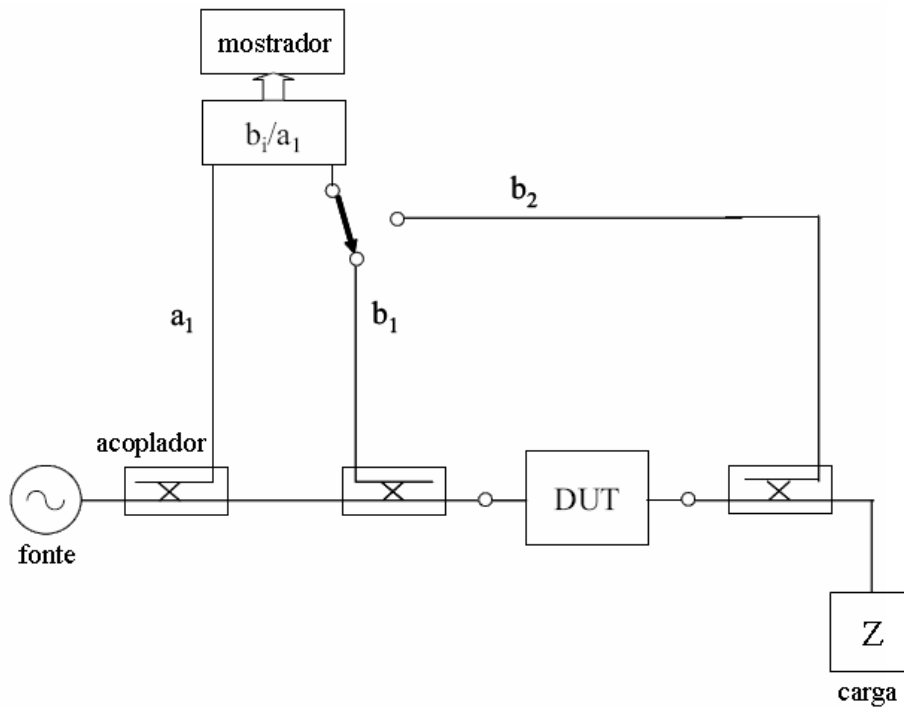


Figura 1.2: Configuração básica do VNA para a medição de S_{11} e S_{21} .

Para determinar a impedância de entrada de uma antena, é necessário calcular o coeficiente de reflexão Γ na entrada. Pode-se desprezar o segundo acesso do VNA e efetuar uma medição no primeiro acesso para obter $S_{11} = \Gamma$.

A partir da teoria das linhas de transmissão foi estabelecida uma relação, entre coeficiente de reflexão e impedância de entrada Z_{ent} , como

$$S_{11} = \frac{Z_{ent} - Z_o}{Z_{ent} + Z_o}, \quad (1.3)$$

em que Z_o é a impedância característica do sistema de medição do VNA (geralmente de 50Ω). Portanto, a partir da equação anterior, é obtida a impedância de entrada. Assim,

$$Z_{ent} = Z_o \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}, \quad (1.4)$$

em que Z_o é conhecida e S_{11} é obtido da medição.

Na Figura 1.3, é ilustrado um sistema com duas antenas e o correspondente fluxo de sinais. Nessa figura, assume-se que a antena 1 está energizada ou excitada (a). Devido ao descasamento, uma pequena parte da onda incidente é refletida (b) e a maior parte da energia incidente é irradiada (c,d). Uma parte da energia irradiada chega à abertura da antena 2 (d). Pelo mecanismo de reflexão e difração, uma parte dessa energia incidente na antena 2 é re-irradiada (e,g). Uma parte da energia incidente na antena 2 é recebida e transportada para o interior da rede de excitação (f). Devido às reflexões internas na rede de excitação, uma parte da energia de (f) é re-irradiada para as antenas 1 e

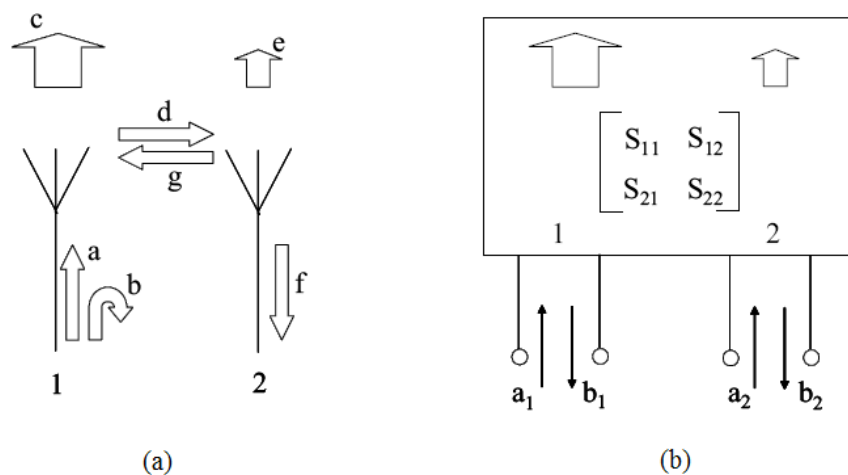


Figura 1.3: Acoplamento mútuo em um arranjo de antena consistindo de dois irradiadores. (a) Mecanismo de acoplamento. (b) Rede de excitação de dois acessos e a representação da matriz de espalhamento da rede.

2. Isso não está ilustrado na Figura 1.3. Parte da energia re-irradiada pela antena 2 chega na antena 1 (g), ocorrendo um processo semelhante como descrito para a antena 2. Os níveis de sinal então diminuem consideravelmente.

Na Seção 3.7 é visto que o acoplamento mútuo afeta não somente a impedância de entrada do elemento de antena, mas também sua resposta espacial de irradiação. A resposta espacial de um elemento em uma posição de arranjo é, em geral, diferente a partir de um único elemento em uma situação isolada. Além disso, o acoplamento mútuo também afeta as características de polarização de um elemento.

O processo de acoplamento mútuo para estes dois irradiadores pode também ser descrito por meio de uma matriz de espalhamento 2×2 , como ilustrado na Figura 1.3(b). O arranjo de antena com dois elementos é considerado uma rede de microondas de dois acessos. O acoplamento mútuo em um arranjo linear ou planar ou mesmo curvas de N elementos, pode ser representado por uma matriz de espalhamento $N \times N$ de uma rede de microondas de N acessos. Uma das vantagens de tal descrição é que os elementos da matriz de espalhamento podem ser obtidos diretamente por medição, usando um VNA.

1.2 Medição da Resposta Espacial de Irradiação

A potência de irradiação ou diagrama de campo de uma antena, ilustrado na Figura 1.4, é uma representação gráfica da potência irradiada ou amplitude do campo da antena como função dos ângulos de direção θ e ϕ .

Geralmente, estamos interessados em dois cortes bidimensionais, tomados a partir da resposta espacial tridimensional, e na maioria das vezes esses cortes indicam a resposta espacial da potência irradiada (amplitude do campo) como uma função de θ para um ângulo ϕ constante, como ilustrado

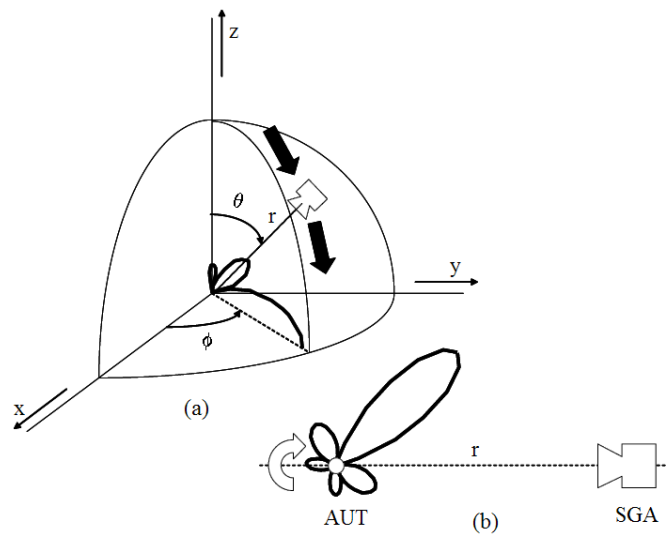


Figura 1.4: Medição de um diagrama de irradiação em um plano constante ϕ . (a) Um corte no diagrama de irradiação tridimensional é medido. (b) Medição prática do diagrama de irradiação bidimensional.

na Figura 1.4(a). No entanto, quando se deseja determinar a cartografia de irradiação de uma antena, isto é, a resposta espacial de uma antena sob teste (AUT – *antenna under test*) que está localizada na origem do sistema de coordenadas, como ilustrado na Figura 1.4(a). Um sensor é movido a uma distância r , o qual recebe o sinal irradiado pela AUT. Esse sinal é plotado como uma função da direção, originando a correspondente resposta espacial da AUT.

Uma implementação prática de medir dois cortes bidimensionais da resposta espacial de irradiação tridimensional é ilustrada na Figura 1.4(b). A AUT está localizada sobre uma base e rotacionada em volta do seu eixo, enquanto uma antena de ganho padrão (SGA – *standard gain antenna*) está localizada a uma distância r a partir da AUT, recebendo o sinal transmitido pela AUT, enquanto mantida em uma posição pré-determinada. Um SGA é uma antena com um ganho conhecido função da direção e da frequência. Desde que a distância r satisfaça a condição de campo distante, estabelecida anteriormente,

$$r \geq \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (1.5)$$

em que L é a maior dimensão da AUT e do SGA, e λ é o comprimento de onda.

Quando a condição de campo distante é satisfeita, a frente de onda esférica (transmitida pelo SGA, assumindo que o SGA é menor do que a AUT) afasta-se da sua posição normal a partir de uma frente de onda plana (sobre a abertura da AUT) no máximo $22,5^\circ$. Para a maioria das medições, esse afastamento de uma onda plana é aceitável [28].

Bibliografia

- [1] R. Hansen, "Preface: Special Issue on Active and Adaptive Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 12(2):140-141, March 1964.
- [2] D. L. Margerum, "Self-phased Arrays", in *Microwave Scanning Antennas*, vol. 3, R. C. Hansen, Ed. New York, Academic Press, 1966, ch. 5.
- [3] P. W. Howells, *Intermediate Frequency Side-lobe Canceller*, U. S. Patent 3 202 990, August 24, 1965 (filed May 4, 1959).
- [4] B. Widrow, *Adaptive Filters I: Fundamentals*, Stanford Univ. Electronics Labs., Syst. Theory Lab., Center for Syst. Res., Rep. SU-SEL-66-126, Tech. Rep. 6764-6, December 1966.
- [5] B. Widrow, "Adaptive Filters", in *Aspects of Network and System Theory*, R. E. Kalman and N. DeClaris, Eds. New York: Holt, Rinehart and Winston, 1971, ch. 5.
- [6] F. Bryn, "Optimum Signal Processing of Three-dimensional Arrays Operating Gaussian Signals and Noise", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 34, pp. 289-297, March 1962.
- [7] S. W. W. Shor, "Adaptive Technique to Discriminate Against Coherent Noise in a Narrow-band System", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.39, pp. 74-78, January 1966.
- [8] P. E. Green, Jr., R. A. Frosch, C. F. Ronney, "Principles of an Experimental Large Aperture Seismic Array (LASA)", *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 1821-1833, December 1965.
- [9] R. T. Lacoss, "Adaptive Combining of Wideband Array Data for Optimal Reception", *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, vol. GE-6, pp. 78-86, May 1968.
- [10] L. C. Van Atta, *Electromagnetic Reflection*, U. S. Patent 2 908 002, October 6, 1959.
- [11] W.F. Gabriel, "Adaptive Arrays—An Introduction", *Proceedings of the IEEE*, v.64, p.239-272, February 1976.
- [12] S. P. Applebaum, *Adaptive Arrays*, Syracuse Univ. Res. Corp., Rep. SPL TR 66-1, August 1966.

- [13] B. Widrow, P. E. Mantej, L. J. Griffiths, B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 2143-2159, December 1967.
- [14] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press LCC, New York, 2004.
- [15] P. Ioannides, C. A. Balanis, "Mutual Coupling in Adaptive Circular Arrays", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, Vol. 1, Issue, 20-25 June 2004, Page(s) 403-406 Vol. 1.
- [16] L. R. Feng *et al.*, "Analysis of the Performance of Adaptive Arrays with Mutual Coupling Compensation", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2006. IEEE*, pp. 4781-4784, October 2006.
- [17] G. V. Tsoulos, "Smart antennas for mobile communication systems: Benefits and challenges", *Electron. Commun. Eng. J.*, pp. 84-94, Apr. 1999.
- [18] B. D. V.Veen, K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering", in *IEEE ASSP Mag.*, pp. 4-24, Apr. 1988.
- [19] I.J. Gupta, A.A. Ksienski, "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.31, p.785-791, September 1983.
- [20] H. Steyskal, J. S. Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, pp. 1971-1975, Dec. 1990.
- [21] R.S. Adve, T.K. Sarkar, "Compensation for the Effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.48, n.1, p.86-95, January 2000.
- [22] K. R. Dandekar, H. Ling, G. Xu, "Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 480-487, Jul. 2002.
- [23] H. T. Hui, "Improved compensation for the mutual coupling effect in a dipole array for direction finding", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, pp. 2498-2503, Sep. 2003.
- [24] Z. Huang, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Mutual coupling in beamforming with uniform circular array: Theory and experiment", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 3082-3086, Nov. 2006.
- [25] Q. Yuan, Q. Chen, K. Sawaya, "Performance of Adaptive Array Antenna with Arbitrary Geometry in the Presence of Mutual Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(7):1991-1996, July 2006.

- [26] Z. Huang, C. A. Balanis, "LMS algorithm performance in mutual coupling", in *Proc. IEEE AP-S Int. Sym. and USNC/URSI National Radio Meeting, Albuquerque, NM*, pp. 48014804, Jul. 9-14, 2006.
- [27] J. W. Wallace, M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 13171325, Jul. 2004.
- [28] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [29] S.P. Applebaum, "Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.AP-24, p.585-598, September 1976.
- [30] B. Widrow *et al.*, "Adaptive Antenna Systems", *Proceedings of the IEEE*, v.55, p.2143-2158, December 1967.
- [31] L.C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", *Proceedings of the IEEE*, v.85, n.8, p.1195-1245, August 1997.
- [32] R. Kohno, "Spatial and Temporal Communications Theory using Adaptive Antenna Array", *IEEE Personal Communications*, p.28-35, February 1998.
- [33] I.J. Gupta, A.A. Ksienski, "Dependence of Adaptive Array Performance on Conventional Array Design", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.30, p.549-553, July 1982.
- [34] R.T. Compton Jr., "A Method of Choosing Element Patterns in an Adaptive Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.30, p.489-493, May 1982.
- [35] T. Shan *et al.*, "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals", *IEEE Transactions Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v.ASSP-33, n.4, p.860-865, August 1985.
- [36] M.L. Leou *et al.*, "Bearing Estimations with Mutual Coupling Present", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.37, p.1332-1335, October 1989.
- [37] T.K. Sarkar, N. Sangruji, "An Adaptive Nulling System for a Narrow-Band Signal with a Look-Direction Constraint Utilizing the Conjugate Gradient Method", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.37, p.940-944, July 1989.
- [38] B. Friedlander, A.J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.39, p.273-284, March 1991.

- [39] K.M. Pasala, E.M. Friel, "Mutual Coupling Effects and their Reduction in Wideband Direction of Arrival Estimation", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v.30, p.1116-1122, October 1994.
- [40] W.J.L. Queiroz, "Uma Nova Abordagem para a Análise de Arranjos de Antenas com Parâmetros Aleatórios", *Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) UFCG/CCT/DEE*, Campina Grande(PB), 2004.
- [41] S. Durrani, M. E. Bialkowski, "Effect of Mutual Coupling on the Interference Rejection Capabilities of Linear and Circular Arrays in CDMA", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(4):1130-1134, April 2004.
- [42] H. T. Hai, "A Practical Approach to Compensate for the Mutual Coupling Effect in an Adaptive Dipole Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(5):1262-1269, May 2004.
- [43] T. T. Zhang, H. T. Hui, "Direction of Arrival Estimation Using ESPRIT with Mutual Coupling Compensation", *IEE Proceedings, Science, Measurement and Technology*, Vol. 151, No. 6, pp. 476-478, November 2004.
- [44] I. J. Gupta, J. A. Ulrey, E. H. Newman, "Effects of Antennas Element Bandwidth on Adaptive Array Performance", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(7):2332-2336, July 2005.
- [45] K.-C. Lee, "Adaptive Algorithm of Direct Data Domain Including Mutual Coupling Effects", *Electronics Letters*, Vol. 41, No. 5, March 2005.
- [46] I. Salonen, P. Vainikainen, "Optimal Virtual Element Patterns for Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(1):204-210, January 2006.
- [47] Z. Huang, C. A. Balanis, "The MMSE Algorithm and Mutual Coupling for Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(5):1292-1296, May 2008.
- [48] M. Wang, Z. Shen, "Mutual Coupling Effect on the Performance of Antenna Arrays with Corporate Feed", *2008 Asia-Pacific-Symposium on Eletromagnetic Compatibility & 19th International Zurich Symposium on Eletromagnetic Compatibility*, 19-22 May 2008, Singapore, pp. 546-549, May 2008.
- [49] Z. Ye, C. Liu, "2-D DOA Estimation in the Presence of Mutual Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(10):3150-3158, October 2008.
- [50] ABNT NBR 15604:2007, *Televisão Digital Terrestre – Receptores*.
- [51] ITU Recommendation BT.419-3, *Directivity and Polarization Discrimination of Antennas in the Reception of Television Broadcasting*.

- [52] K. Kim *et al.*, "Adaptive Processing Using a Single Snapshot for a Nonuniformly Spaced Array in the Presence of Mutual Coupling and Near-field Scatterers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.50, n.5, p.582-590, May 2002.
- [53] M. J. L. Alves, M. S. Alencar, "Effects of Mutual Coupling in Smart Antenna Arrays", In: *IEEE International Microwave and Optics Conference - IMOC2007*, 2007, Salvador, Brasil. *Proceedings of the IEEE International Microwave and Optics Conference*. Piscataway, USA:IEEE/MTTS, 2007.v1.p.1-5.
- [54] M. J. L. Alves, M. S. Alencar, "Efeitos do Acoplamento Mútuo em um Arranjo Adaptativo de Antenas", In: *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2007, Recife, Brasil. Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações. Rio de Janeiro, Brasil: Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2007.v.1.p.1-5.
- [55] M. J. L. Alves, M. S. Alencar, "A Linear Adaptive Antenna Array With Random Spacing and Coupling Effects", *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 7, No. 1, pp. 16-25, June 2008.
- [56] M. J. L. Alves, M. S. Alencar, "Propagation of Stochastic Signals in a Random Medium", In: *International Symposium on Signals Systems and Electronics 2007 (ISSSE)*, 2007, Montreal, Canadá, *Proceedings of the International Symposium on Signals, Systems and Electronics*. Piscataway, USA:IEEE, 2007.v1.p.1-4.
- [57] D. T. Paris, F. K. Hurd, *Teoria Eletromagnética Básica*, traduzido por Anita Macedo, Ed. Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1984.
- [58] J. Kraus, R. Marhefka, *Antennas for all Applications*, 3rd Ed., MacGraw-Hill, New York, 2002.
- [59] M. N. O. Sadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, traduzido por Liane Ludwing e Jorge Amoretti Lisboa, 3.ed., Porto Alegre, Bookman, 2004.
- [60] J. D. Kraus, K. R. Carver, *Eletromagnetismo*, traduzido por Weber Figueiredo da Silva, 2.ed., Rio de Janeiro, Ed. Guanabara Dois, 1978.
- [61] R. W. P. King, "The Linear Antenna - Eighty Years of Progress", *Proceedings of the IEEE*, (55):2-16, January, 1967
- [62] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, 2nd Ed., Wiley, New Jersey, 2005.
- [63] D. Johnson, D. Dudgeon, *Array Signal Processing – Concepts and Techniques*, Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [64] M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3d ed. McGraw-Hill, New York, 2001.

- [65] T. Curtis, "Digital Beamforming for Sonar Systems", *IEE Proceedings on Pt. F*, Vol. 127, pp. 257-265, August 1980.
- [66] J. Litva, T. K-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, 1996. Litva, J., and T. Kowk-Yeung Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, 1996
- [67] J. Liberti, T. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, New York, 1999.
- [68] R. A. Monzingo, T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, Wiley, New York, 1980.
- [69] B. Allen, M. Ghavami, *Adaptive Array Systems: Fundamental and Applications*, Wiley, New Jersey, 2005.
- [70] R. B. Ertel *et al.*, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications*, 5(1):10-22, February, 1998.
- [71] H. V. Trees, *Optimum Array Processing – Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, Wiley Interscience, New York, 2002.
- [72] L. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", *Proceedings of the IEEE*, 85(8):1195-1245, August, 1997.
- [73] R. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, MacMillan, New York, Chap. 10, pp. 191, 1968.
- [74] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th Ed., Prentice Hall, New York, 2002.
- [75] B. Widrow, M. Hoff, "Adaptive Switch Circuits", *IRE Wescom*, Convention Record, Part 4, pp. 96-104, 1960.
- [76] B. Widrow *et al.*, "Adaptive Antenna Systems", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 55, December, 1967.
- [77] G. H. Golub, C. H. Van Loan, *Matrix Computations*, The Johns Hopkins University Press, 3d. Ed., 1996.
- [78] R. Garg, P. Bhartia *et al.*, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.
- [79] J-S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, Wiley, 2001.
- [80] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2rd. Ed., Wiley, New York, 1998.

- [81] P. Hammer *et al.*, "A model for Calculating the Radiation Field of Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-27, No. 2, pp.267-270, March 1979.