EDUARDO BARBOSA PERRI

**EFEITOS DE ACOPLAMENTO E DE BANDA DE OPERAÇÃO
EM REDES DE ANTENAS ADAPTATIVAS REAIS**

**Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do Título
de Doutor em Engenharia Elétrica.**

São Paulo

2005

EDUARDO BARBOSA PERRI

**EFEITOS DE ACOPLAMENTO E DE BANDA DE OPERAÇÃO
EM REDES DE ANTENAS ADAPTATIVAS REAIS**

**Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do Título
de Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Área de Concentração:
Sistemas Eletrônicos**

**Orientador:
Prof. Dr. Luiz Cezar Trintinalia**

**São Paulo
2005**

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 7 de março de 2005.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Perri, Eduardo Barbosa

**Efeitos de acoplamento e de banda de operação em redes de antenas adaptativas reais / E.B. Perri. -- ed.rev. --
São Paulo, 2005.
127 p.**

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1.Antenas 2.Processamento digital de sinais 3.Filtros elétricos adaptativos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II.t.

Dedico este trabalho aos meus professores, dos quais recebi ensinamentos inestimáveis, e especialmente a meu pai.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos os amigos e familiares que me incentivaram na realização deste trabalho, em especial ao meu orientador, Prof. Dr. Luiz Cezar Trintinalia, pela sua dedicação e paciência, e à minha esposa Avelina, pelo apoio incondicional.

RESUMO

Redes inteligentes de antenas vêm ganhando uma importância cada vez maior na expansão e no aperfeiçoamento de sistemas de telefonia celular, principalmente para sistemas de 3^a geração, que necessitarão de uma banda de transmissão ainda maior. Neste sentido, são muitas as contribuições da comunidade científica para este tema, com o objetivo de determinar a direção de chegada dos sinais incidentes na rede, de diminuir a interferência de um sinal sobre o outro e de sintetizar diagramas de radiação desejados. Na maior parte dos casos, porém, as antenas utilizadas nas simulações são consideradas ideais, desprezando-se os efeitos de acoplamento mútuo entre os seus elementos. Neste trabalho, através de simulações numéricas, é analisado o impacto da utilização de antenas reais no desempenho de sistemas de antenas inteligentes, levando-se em conta todas as características intrínsecas como acoplamento mútuo e diagramas de radiação reais dos seus elementos. Além disso, são propostas soluções para a utilização de redes de antenas reais através de métodos e procedimentos que possam contribuir para melhor precisão e confiabilidade dos resultados correspondentes. Dessa forma, é apresentado um método de processamento adaptativo em rede ideal equivalente, que leva a uma solução para formação de feixe em enlace de descida de sistemas de telefonia celular, utilizando-se uma transformação de rede real em rede ideal. É também investigada a dependência de velocidade de convergência e dos erros resultantes no processo acima citado em função da escolha da geometria da rede ideal. Apresenta-se, ainda, uma nova configuração de rede com redução de acoplamento mútuo, investigando-se a melhoria de características como nível de lóbulos secundários e precisão na determinação de direção de chegada de sinais em redes de antenas inteligentes.

ABSTRACT

Smart antenna arrays are becoming more important in the expansion and in the enhancement of cellular telephony systems, specially in the third-generation that will need an even larger bandwidth. In this subject, many contributions from the scientific community have been provided with the goal of determining direction-of-arrival for incident signals, eliminating interference between different signals and of synthesizing desired radiation patterns. On most cases, however, the antennas employed in the simulations are ideal antennas, where one disregards the mutual coupling effects between each pair of elements. In this work, the impact of using real antennas in the behavior of smart antenna systems is analyzed through numerical simulations, taking into account intrinsic features such as mutual coupling and real radiation patterns of its elements. On top of that, solutions are proposed for the utilization of real antenna arrays through methods and procedures that may contribute to a better precision and reliability of the related results. In this sense, it is initially presented an adaptive process method that leads to a solution for downlink beamforming in cellular systems, using a transformation of the real array into an ideal array. The dependence of convergence speed and errors on the choice of the ideal array geometry is also investigated. Next, a new array configuration with reduced mutual coupling is presented, and improvements in characteristics such as secondary lobe level and direction-of-arrival determination precision on smart antenna arrays are investigated.

SUMÁRIO

RESUMO

ABSTRACT

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1. INTRODUÇÃO	1
2. MÉTODOS DE PROCESSAMENTO ADAPTATIVO DE SINAIS EM REDES DE ANTENAS INTELIGENTES	12
3. PROCESSAMENTO ADAPTATIVO EM REDE IDEAL EQUIVALENTE	22
4. TRANSPOSIÇÃO DE PESOS ADAPTATIVOS DO ENLACE DE SUBIDA (UPLINK) PARA A FREQUÊNCIA DE DESCIDA (DOWNLINK)	30
5. ANÁLISE DE ERROS E VELOCIDADE DE CONVERGÊNCIA EM PROCESSAMENTO ADAPTATIVO NUMA REDE IDEAL EQUIVALENTE	40
6. NOVAS CONFIGURAÇÕES DE REDES DE ANTENAS COM ACOPLAMENTO REDUZIDO	68
CONCLUSÕES	81
LISTA DE REFERÊNCIAS	84
APÊNDICE I– CONVERSÃO DE PESOS PARA OUTRA FREQUÊNCIA EM REDES REAIS	
APÊNDICE II– REDES DE ANTENAS COM ACOPLAMENTO REDUZIDO (REDES “Z”)	
APÊNDICE III– OUTROS MÉTODOS DE PROCESSAMENTO ADAPTATIVO E DE DETERMINAÇÃO DE DOA	

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Rede linear uniforme orientada ao longo do eixo x , recebendo uma onda plana proveniente da direção (θ, ϕ)	13
Figura 2.2 - Filtro transversal linear	15
Figura 2.3 – Superfície de desempenho de erro em filtro de dois coeficientes	18
Figura 2.4 – Estrutura do filtro transversal adaptativo	20
Figura 3.1 – Circuito equivalente de rede de antenas em recepção	28
Figura 3.2 – Circuito equivalente de rede de antenas em transmissão.....	28
Figura 4.1– Diagrama de fluxo do algoritmo adaptativo para determinação de pesos na frequência de descida	34
Figura 4.2 - Diagrama de radiação no plano horizontal para rede equivalente ideal com 5 elementos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, adaptado para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama obtido com a eq. (4.1)	37
Figura 4.3 - Diagramas de radiação no plano horizontal para rede real com 5 elementos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Método proposto 900 MHz -----; 800 MHz _____	38
Figura 4.4 - Diagramas de radiação em 800 MHz, no plano horizontal, para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$; adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama desejado, com pesos calculados pelo método proposto _____; diagrama com pesos originais da frequência 900 MHz -----	39
Figura 4.5 - Diagramas de radiação em 800 MHz, no plano horizontal, para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$; adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama desejado, com pesos calculados pelo método proposto _____; diagrama com conversão de pesos supondo rede ideal -----	39
Figura 5.1 – Variação do k -ésimo modo natural do algoritmo de <i>steepest descent</i> com o tempo	44

Figura 5.2 – Antenas como uma rede de $N+1$ portas	49
Figura 5.3 – Representação pictórica do módulo dos elementos da matriz de transformação T , para rede com espaçamento real 0.25λ e espaçamento da rede ideal igual a a) 0.25λ ; b) 0.3λ ; c) 0.4λ	55
Figura 5.4 – Distâncias entre elementos das redes real e virtual	56
Figura 5.5 – Curvas de aprendizagem referentes aos casos descritos na Tab. 5.1 , para redes com espaçamento entre elementos igual a 0.25λ e diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente, conforme indicado	60
Figura 5.6 – Curvas de aprendizagem referentes aos casos descritos na Tab. 5.2 , para redes com espaçamento entre elementos igual a 0.20λ e diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente, conforme indicado	62
Figura 5.7 – Diagramas de radiação resultantes de processamento adaptativo dos casos descritos na Tab. 5.1 . São indicados valores de espaçamento na rede ideal equivalente, em termos de comprimentos de onda	64
Figura 5.8 – Diagramas de radiação resultantes de processamento adaptativo dos casos descritos na Tab. 5.2. São indicados valores de espaçamento na rede ideal equivalente, em termos de comprimentos de onda	64
Figura 5.9 - Diagramas de radiação no plano horizontal para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$, adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , segundo solução de Wiener _____ e via transformação T -----	67
Figura 6.1(a) Redes de antenas Yagi	70
Figura 6.1(b) Redes de antenas Yagi	71
Figura 6.2. Diagramas de radiação para uma rede de 4 Yagis com $d = 0.4\lambda$: ----- $\phi_I = 90^\circ$ (convencional); $\phi_I = 38.7^\circ$ _____ (rede Z proposta); plano xz (plano E), em função do ângulo θ com o eixo z	72
Figura 6.3 - Diagramas de radiação de uma antena Yagi na presença de outras 8 antenas similares com $d = 0.35\lambda$: $\phi_I = 90^\circ$; -.-.-.- $\phi_I = 45^\circ$; _____ $\phi_I = 15^\circ$; ----- Yagi simples; plano yz	74

Figura 6.4 - Diagramas de radiação de uma rede Z de 9 Yagis com $d = 0.35\lambda$ e $\phi_I = 15^\circ$; _____ calculado com fator de rede ideal ; ----- exato, em função do ângulo θ com o eixo z	74
Figura 6.5 - Diagramas de radiação de redes de 9 Yagis com $\phi_I = 15^\circ$ e $d = 0.35\lambda$: ----- rede Z ; _____ rede V ; plano xz	76
Figura 6.6– Rede de dipolos em configuração Z, com os elementos no plano xz	76
Figura 6.7 – Espectro MUSIC numa rede convencional de antenas ideais, sem acoplamento, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , para sinais incidentes a 40° e a 60°	77
Figura 6.8 – Espectro MUSIC numa rede real, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , em configuração convencional----- e em configuração inclinada Z _____, para sinais incidentes a 40° e a 60°	78
Figura 6.9 – Espectro MUSIC numa rede convencional de antenas ideais, sem acoplamento, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , para sinais incidentes a 60° , 120° e a 160°	79
Figura 6.10 – Espectro MUSIC numa rede real, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , em configuração convencional----- e em configuração inclinada Z _____, para sinais incidentes a 60° , 120° e a 160°	79

Apêndice II

Figura 1 - Rede de duas antenas tipo “Yagi-Uda” em polarização vertical com: a) ângulo ϕ_I entre o poste e o suporte das antenas igual a 90° ; b) ângulo ϕ_I entre o poste e o suporte das antenas diferente de 90°	3
Figura 2 - Geometria proposta para redes de duas antenas, com ângulo de posicionamento relativo ϕ_I	4
Figura 3 - Fator de rede no plano yz para 2 elementos distanciados de λ ($d = \lambda/2$) e para três valores de ϕ_I : _____ 90° ; ----- 60° ; -.-.-.-.- 45°	6

Figura 4 - Fator de rede no plano xz para 2 elementos distanciados de λ ($d = \lambda/2$) e para dois valores de ϕ_I : _____ 60° ; -.-.-.-.- 45°	7
Figura 5 - Diagramas de radiação de antena Yagi-Uda de 5 elementos _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H)	10
Figura 6 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração convencional, com $d = \lambda/4$ e $\phi_I = 90^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H)	11
Figura 7 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração convencional, com $d = 0.44\lambda$ e $\phi_I = 90^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H)	12
Figura 8 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração proposta, com $d = 0.44\lambda$ e $\phi_I = 34.6^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H)	12
Figura 9 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano xz . _____ solução proposta; ----- solução convencional	14
Figura 10 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano yz . _____ solução proposta; ----- solução convencional	14
Figura 11 - Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano $\phi = 135^\circ$. _____ solução proposta; ----- solução convencional	15
Figura 12 - Redes de antenas Yagi	17
Figura 13 - Redes de antenas Yagi	21

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente	59
Tabela 5.2 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de 0.2λ em 900 MHz, para sinal incidente na de espaçamento na rede ideal equivalente	61
Tabela 5.3 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente. Ruído gaussiano independente incidente em cada elemento da rede, 40 dB abaixo do nível médio dos sinais	63
Tabela 5.4 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , considerando ausência de acoplamento mútuo (rede ideal), para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente	66

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DOA	- Direction of Arrival
ESPRIT	- Estimation of Parameters by Rotational Invariance
LMS	- Least Mean Square
MUSIC	- Multiple Signal Classification
RLS	- Recursive Least Squares
IMT-2000	- International Mobile Telecommunications 2000
FDD	- frequency division duplex
SS	- Spatial Signature
NEC	- numerical electromagnetic code
SINR	- relação sinal-interferência e ruído
LS	- Least Squares
VHF	- very high frequency
INPI	- Instituto Nacional de Propriedade Industrial

LISTA DE SÍMBOLOS

r, θ, ϕ	sistema de coordenadas esféricas
x, y, z	sistema de coordenadas retangulares
$z(t)$	sinal total na saída de uma rede de antenas
w_k	peso multiplicativo de sinal no elemento k de uma rede de antenas
$u_k(t)$	sinal recebido no elemento k de uma rede de antenas
$s(t)$	envoltória complexa de banda base
$f(\theta, \phi)$	fator de rede
$\mathbf{w}$	vetor de pesos
$\mathbf{u}$	vetor de dados
$\mathbf{a}(\theta, \phi)$	vetor de direção
$d(n)$	resposta esperada de um sistema
$e(n)$	erro de estimativa da amostra n
E	operador valor médio de uma variável aleatória ou intensidade de campo elétrico
J	função custo
$\mathbf{R}$	matriz de correlação
$\mathbf{p}$	correlação cruzada
$\hat{w}$	estimativa do valor da variável w
σ	variância
$\mathbf{\Lambda}$	matriz diagonal dos autovalores de $\mathbf{R}$
$\mathbf{Q}$	matriz unitária cujas colunas são os autovetores de $\mathbf{R}$ correspondentes aos elementos de $\mathbf{\Lambda}$
$\mathbf{c}(n)$	vetor de erro de pesos
$\mathbf{v}(n)$	vetor transformado de erro de pesos
λ	comprimento de onda ou autovalor
μ	parâmetro de passo
$\mathbf{U}(t)$	vetor de tensões recebidas nos elementos da rede
$\mathbf{n}(t)$	vetor de ruído nos elementos da rede
$\mathbf{A}(\theta, \phi)$	matriz de direção

$S(t)$	matriz de sinais
T	matriz de transformação
$A_v(\theta, \phi)$	matriz de direção de rede ideal
Φ	conjunto de ângulos de visada
ϕ_i	ângulo de visada
Δ	espaçamento angular
k	número de onda
u_v	vetor de dados na rede ideal
w_v	vetor de pesos na rede ideal
I ou i	corrente elétrica
V ou v	tensão elétrica
Z	impedância
$f(\theta, \phi)$	diagrama de radiação
d	espaçamento entre elementos de uma rede
r_k	razão de uma série geométrica
τ_k	constante de tempo
q	autovetor
Z_0	matriz de impedância normalizada
V	matriz de tensões
V_0	matriz de tensões de circuito aberto
Z_L	impedância de carga
X	matriz de impedância mútua equivalente
R_v	matriz de correlação de sinais da rede ideal
ϕ	ângulo de inclinação da rede
S	matriz de transformação de sinais na rede ideal
M	matriz de transformação global
L_x	dimensão de rede no sentido dos x
L_y	dimensão de rede no sentido dos y

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresentamos uma visão geral do conteúdo do presente trabalho e uma revisão da literatura. Nos capítulos seguintes abordamos as bases teóricas que definem as redes inteligentes, suas principais características e os desenvolvimentos que compõem os resultados do trabalho.

Redes inteligentes de antenas vêm ganhando uma importância cada vez maior na expansão e no aperfeiçoamento de sistemas de telefonia celular, principalmente para sistemas de 3^a geração, que necessitarão de uma banda de transmissão ainda maior. Neste sentido, são muitas as contribuições da comunidade científica para este tema, com o objetivo de determinar a direção de chegada dos sinais incidentes na rede, de diminuir a interferência de um sinal sobre o outro e de sintetizar diagramas de radiação desejados.

Contribuições nesta área datam da década de 60 com os trabalhos de Applebaum [1], Widrow et al [2] e Gabriel [3], entre outros, explorando as características e potencialidades de sistemas adaptativos. Destacam-se, porém, como abrangentes e fundamentais, os trabalhos mais recentes conforme listado a seguir:

- O livro de Liberti Jr. e Rappaport em [4], que dá uma visão geral do assunto abordando aspectos básicos de sistemas móveis, modulação e propagação, assim como detalhes de CDMA e sistemas IS-95, redes de antenas inteligentes, algoritmos adaptativos ótimos de antenas inteligentes, algoritmos de estimativa de DOA e sistemas de localização de RF;
- O artigo tutorial de Godara em [5], que mostra uma visão geral do assunto e uma grande lista de referências. É um trabalho histórico, entra em detalhes sobre processos adaptativos e determinação de DOA. As citações de referências são todas bem situadas e divididas por tópico, assunto ou especialidade, tornando o documento um ponto de partida relevante para qualquer trabalho na área;

- O artigo de Kohno em [6], que dá um resumo geral do assunto. O trabalho faz uma revisão quanto a desenvolvimento de teoria de canal com transmissão e recepção usando redes adaptativas.

Influência do acoplamento mútuo em redes de antenas reais

Diversos estudos e simulações têm sido realizados visando à implantação de sistemas de telefonia celular, com recursos de processamento cada vez mais eficientes utilizando-se redes de antenas inteligentes, mas na maior parte dos casos as antenas utilizadas nas simulações são consideradas ideais, desprezando-se os efeitos de acoplamento mútuo entre os elementos da rede e as variações dos diagramas de radiação e das impedâncias de entrada de cada elemento da antena, que variam tanto em função da posição do elemento como também da frequência. Este fato tem uma origem histórica, pois o processamento adaptativo foi considerado primordialmente para redes acústicas, onde os elementos são tratados como isotrópicos. Sabe-se, porém, que estes efeitos, assim como a existência de sinais interferentes coerentes com o sinal desejado, são significativos na degradação da resolução e da precisão dos resultados.

Neste sentido, analisamos neste trabalho, através de simulações numéricas, o impacto da utilização de antenas reais no desempenho de sistemas de antenas inteligentes, levando em conta todas as características intrínsecas como acoplamento mútuo e diagramas de radiação reais dos elementos que formam as redes, e propomos soluções para a sua utilização através de métodos e procedimentos que possam contribuir para melhorar a precisão e a confiabilidade dos resultados correspondentes, o que inclui métodos de processamento adaptativo de sinal e de redução dos acoplamentos.

No que se refere então aos objetivos deste trabalho que são acima mencionados, passamos a citar e comentar as principais referências, estando em primeiro lugar, numa ordem cronológica, a contribuição de Gupta e Ksienski [7], constatando que o desempenho de uma rede adaptativa é fortemente afetado pelas características

eletromagnéticas da rede, considerando-se o efeito de acoplamento mútuo. É derivada uma expressão analítica para a SINR (relação sinal-interferência e ruído) no regime, e calculados resultados que mostram a influência de acoplamento mútuo no desempenho das redes, tanto em função da DOA quanto em função do número de elementos da rede. Isso é feito modelando-se a rede de antenas através de N terminais, mais um terminal que corresponde à fonte de sinais, obtendo-se dessa forma uma expressão para o vetor de pesos proveniente do algoritmo LMS aplicado ao sinal de referência da rede. A partir daí, é calculada a expressão final da SINR. A matriz de impedância normalizada da rede, necessária nos cálculos, é montada a partir de expressões conhecidas de impedância mútua e própria de dipolos. São ainda mostrados os efeitos do acoplamento mútuo nos autovalores da matriz de covariância (que controlam a velocidade de resposta da rede adaptativa), mostrando uma diminuição nos autovalores para espaçamento menor dos elementos da rede.

Finalmente, é refeito o cálculo de SINR para redes adaptativas tipo Applebaum [1], que usam pesos iniciais em vez de sinal de referência, mostrando-se resultados análogos ao do primeiro caso analisado.

Observa-se neste artigo, o qual se tornou uma contribuição clássica referenciada por uma grande número de trabalhos que vieram a seguir, que os autores somente constatarem e quantificam a influência do acoplamento mútuo nos resultados advindos do processo adaptativo, mas não indicam uma solução efetiva para a solução do problema. Em nosso trabalho são propostas soluções para melhorar a precisão e a confiabilidade dos resultados oriundos de sistemas de antenas inteligentes adaptativas reais, ou seja, onde existe o efeito de acoplamento mútuo entre os elementos da rede.

Gupta e Ksienski em [8] mostram que o comportamento da rede adaptativa pode ser previsto a partir do diagrama da rede convencional que maximiza o sinal desejado, e que a SINR será tanto melhor quanto mais estreito for o lóbulo principal e menores os lóbulos secundários do diagrama convencional; e Compton [9] sugere a possibilidade de aumento da SINR com a adição de novos elementos na rede, desde

que não haja efeito mútuo, ou seja, com outra orientação e espaçamento. O artigo, por outro lado, não integra esta idéia com processos adaptativos nem considera acoplamento mútuo.

Shan, Wax e Kailath [10] mostram que o método MUSIC para determinação de DOA [4] é inconsistente se existem sinais coerentes, o que pode ser causado por *smart jammers*, propagação multitrajeto ou acoplamento mútuo, e propõem para esses casos o uso do método de *spatial smoothing*, que consiste em usar a média amostral de matrizes de covariância parciais. Leou et al [11] apresentam um método de compensação de acoplamento mútuo que consiste em aplicar o *smoothing* sobre uma matriz de covariância modificada.

Por outro lado, Sarkar e Sangruji [12] apresentam uma aplicação do método de adaptação do gradiente conjugado, que converge mais rapidamente que o método de *steepest descent* mas que exige o armazenamento de uma matriz de direção. O método é aplicado, porém, a uma rede ideal sem acoplamento.

Friedlander e Weiss [13] constataam que métodos de determinação de DOA como MUSIC, baseados em análise de estrutura de autovalores, exigem conhecimento preciso de sinais recebidos por um sensor da rede a partir de uma fonte localizada numa direção qualquer, e desenvolvem um método de estimativa de DOA baseado em estrutura de autovalores que consiste em exprimir o sinal recebido através de coeficientes de Fourier, acrescentado posteriormente de uma matriz de acoplamento que pode ter propriedades de simplificação. A análise da matriz resultante permite estimar DOAs e a matriz de acoplamento através de um processo iterativo. São apresentados exemplos numéricos comprovando a eficácia do método.

Pasala e Friel [14], referenciando os mais importantes trabalhos anteriores e constatando que o desempenho de uma rede adaptativa é fortemente afetado pelos efeitos de acoplamento mútuo na rede, analisam esses efeitos e propõem uma solução que consiste em se calcular uma segunda matriz de impedâncias somente para os terminais dos elementos, a qual através das correntes nos terminais permitirá

calcular as tensões que existiriam na ausência de acoplamento, ou seja, uma matriz de tensões corrigida. São apresentados cálculos realizados para três tipos de antenas, levando-se em conta suas características reais através do emprego do método dos momentos, e comparando-se os três casos na situação ideal, com acoplamento e com acoplamento corrigido, constatando-se que a determinação de DOA pelo MUSIC fica mais sensível com o método proposto.

Adve e Sarkar [15] constataam que a maioria dos algoritmos de adaptação se baseia na matriz de covariância dos sinais incidentes na rede, e que estes métodos não se prestam a resolver situações onde existem sinais correlacionados (*smart jammer*, multitrajeto e acoplamento mútuo). Consideram que outros métodos como o *spatial smoothing*, e posteriormente o mesmo, porém sobre uma matriz de covariância modificada, foram desenvolvidos para atender a essas situações. Seu trabalho, partindo deste ponto, apresenta um método adaptativo que leva em conta os efeitos de acoplamento mútuo para dipolos idealmente finos, baseado no cálculo deste acoplamento através do método dos momentos e posterior compensação. Mostram inicialmente que o *spatial smoothing* sozinho não resolve o problema de acoplamento, e propõem um método de compensação baseado em modificação da matriz de impedâncias do método dos momentos. No final, apresentam simulações que mostram a eficácia do método.

Nossa contribuição, apresentada no presente trabalho, é uma alternativa para os procedimentos acima descritos, usando a transformação de uma rede real numa rede virtual onde não existe acoplamento mútuo e aonde podem ser aplicados o MUSIC e processos adaptativos como o LMS; além de uma nova configuração de redes de antenas com acoplamento reduzido.

Por outro lado Kim et al [16] constataam que, tradicionalmente, a maior parte dos algoritmos de processamento adaptativo tem sido aplicada a redes uniformes. Seu trabalho considera redes circulares ou redes não uniformemente espaçadas (que podem ser redes virtuais equivalentes a uma circular). Adicionalmente, são considerados os efeitos mútuos e de espalhamento por corpos próximos (os efeitos

são semelhantes). Como os algoritmos convencionais não apresentam bom desempenho no caso de redes não uniformes, é apresentado um método novo que tem desempenho melhor.

É usado o método de quadrados mínimos (*least squares* – LS) para gerar uma matriz de transformação que pré-processa voltagens medidas em uma recepção de amostra única, para então calcular o vetor de pesos da rede. Os efeitos mútuos são compensados desta forma através daquela matriz, que transforma a matriz de vetores de direção A da rede original numa outra matriz A_v referente a uma rede equivalente. Este método tem os mesmos objetivos que o método anterior apresentado por Adve e Sarkar [15], porém usa uma implementação nova, com a vantagem de poder usar dados externos, ou seja, voltagens recebidas (calculadas ou medidas), enquanto que o anterior se baseia em dados do método dos momentos.

Dandekar et al [17] analisam o comportamento de algoritmos adaptativos face à presença de acoplamento mútuo entre elementos da rede de antenas, utilizando dois diferentes métodos: a transformação da rede real em rede virtual, e o uso de matriz de direção real calculada pelo método dos momentos. São analisados diversos métodos adaptativos que incluem determinação de feixe a partir de medida de DOA, e são feitas comparações com valores medidos. Também é considerada a estimativa de pesos para uso em formação de feixe em enlace de descida. Não é mencionado o efeito da frequência, considerando-se a mesma frequência para enlaces de descida e de subida.

Por fim, citamos Freese et al [18], que usam a mesma transformação para rede virtual em um caso em que as redes reais não têm todos os elementos iguais (redes não uniformes), e aplicam o MUSIC para determinação de DOA, apresentando resultados experimentais para dois tipos de antenas.

As propostas apresentadas neste trabalho utilizam o método descrito na referência [16], porém com novas aplicações tais como uso do método LMS para determinação do vetor de pesos, cálculo de pesos em nova frequência, e uma análise dos erros e

limitações decorrentes da transformação da rede real numa rede virtual. Uma parte dessas propostas foi incluída em trabalho aceito e apresentado em congresso internacional (Perri e Trintinalia, [19]) realizado no mês de junho de 2004, abordando a aplicação de técnica de transposição para rede ideal na solução de formação de feixe em enlace de descida com mudança de frequência.

Redes adaptativas de faixa larga

Neste trabalho optamos por explorar as características de uma rede de antenas adaptativa operando numa faixa larga de frequências, porém na presença de sinais de faixa estreita, ou seja, usando portadoras que podem ocupar valores dentro de uma faixa ampla, sendo porém estreito o espectro do sinal modulado. Os casos de análise de redes adaptativas operando com sinais de espectro amplo, no entanto, foi também amplamente pesquisado durante o desenvolvimento deste trabalho. No intuito de tornar esta análise mais completa, e também de fornecer subsídios para futuros trabalhos neste tópico, fornecemos a seguir as principais referências, em ordem cronológica:

- Wang e Kaveh [20,21] usam técnica de decomposição espectral de sinal de banda larga em faixas estreitas de frequência para gerar sinais equivalentes os quais, por sua vez, dão origem a uma única matriz de covariância. O problema é então resolvido determinando-se DOAs a partir desse resultado;
- M. Wax et al [22] apresentam análise espectral espaço-temporal (direção-frequência), mostrando enfoques diferentes para situação de banda estreita e banda larga, que são o enfoque temporal em banda estreita e o enfoque de frequência em banda larga (coeficientes de Fourier). Não são mencionados efeitos de acoplamento. Os resultados incluem determinação de DOA e frequência de sinais incidentes;
- Friedlander e Weiss [23] apresentam uma técnica de resolução de DOA em banda larga, sem considerar acoplamento mútuo. A técnica consiste em achar as matrizes de transformação por quadrados mínimos para faixas estreitas de

freqüência usando sempre a mesma matriz ideal, e, depois, obter uma matriz de covariância válida para faixa larga;

- Doron et al [24] mostram solução de determinação de DOA em banda larga usando interpolação de freqüências. O método trata da determinação de vetor de direção em uma freqüência central a partir de freqüências parciais. Usa representação da exponencial de onda plana em termos de função de Bessel, o que permite a separação de variáveis relativas ao número de onda e à DOA na matriz de direção. Uma matriz de covariância interpolada é determinada a partir das matrizes parciais. Não se considera acoplamento mútuo;
- Doron e Weiss [25] usam técnicas de autoestrutura estendidas para faixa larga. Seu trabalho mostra como obter matriz de covariância equivalente a partir das matrizes de banda estreita usando as *focusing matrices*. Trata-se de uma análise detalhada e mais atual que [20], mostrando várias formas de se obter as referidas matrizes;
- Di Claudio e Parisi [26] analisam métodos existentes de determinação de DOA em banda larga, principalmente o de Wang e Kaveh [20], e propõem novo método;
- Agrawal e Prasad [27] estendem técnicas de determinação de DOA para sinais de banda larga, porém considerando redes ideais. É apresentado um método de busca no subespaço do sinal para determinação da DOA;
- Fernández-Recio et al [28] estendem a técnica apresentada por Kim et al em [16] para determinação de DOA em uma faixa larga de freqüências, usando a montagem de matriz de direção com dados de toda a faixa.

Configurações de redes de antenas com acoplamento mútuo reduzido

Ainda no que se refere a características de acoplamento mútuo e seus efeitos em processos adaptativos, neste trabalho incluímos também uma nova configuração de redes de antenas com menor acoplamento entre os elementos, quando comparado com redes de configuração convencional com elementos paralelos e alinhados. Esta pode ser uma vantagem em redes adaptativas, onde o acoplamento mútuo sempre

contribui para a degeneração de resultados no que concerne a impedância mútua e ao diagrama de radiação individual dos elementos

Mostramos que a configuração apresentada pode ter importante aplicação em sistemas que usam processamento de sinais para determinação de DOA como o MUSIC ou outro congênere, pois permite obter melhor precisão de determinação de DOA.

Parte dessas contribuições foi incluída em trabalho aceito e publicado em anais de congresso internacional (Perri e Trintinalia, [29]) realizado em 2003. As idéias iniciais a respeito desse desenvolvimento foram objeto de solicitação de Patente de Invenção [30] depositada junto ao INPI – Instituto Nacional de Propriedade Industrial, sendo inventor o autor deste trabalho .

Posteriormente Toyama [31] apresentou um método para redução de lóbulos *grating* em antenas planares de satélite com fase eletronicamente controlada, cujo resultado inclui um deslocamento dos elementos da rede a partir de sua posição original na rede e que se relaciona com nossa proposta. Isto é feito pelo autor analisando a derivada do diagrama de radiação da rede. Entretanto, cabe ressaltar que: a) nosso enfoque é diferente do que foi usado por ele; b) nossa proposta resulta em deslocamento sistemático dos elementos; c) que nosso trabalho foi desenvolvido independentemente de Toyama e publicado em primeiro lugar.

Visão geral do trabalho

Apresentamos no Capítulo 2 métodos de tratamento e processamento adaptativo de sinais em redes de antenas inteligentes, abordando a teoria fundamental e as ferramentas básicas de tratamento de sinal. Descrevemos especificamente os métodos que servem de referência para o presente trabalho, entre eles o LMS. No Anexo III deste trabalho, este assunto é complementado com a descrição de outro algoritmo adaptativo, o RLS, e de técnicas de determinação de DOA como MUSIC e ESPRIT.

A seguir, apresentamos, no Capítulo 3, um método de processamento adaptativo em rede ideal equivalente, assim como resultados obtidos por diversos autores, para ilustração e comparação com nossas propostas.

No Capítulo 4 tratamos do problema de formação do feixe de descida em sistemas de telefonia celular e suas possíveis soluções. A solução mais simples é transmitir com o mesmo diagrama que foi usado pelo receptor de antena inteligente do enlace de subida, mas esta técnica pode não ser eficaz devido às diferenças no comportamento do canal em ambas as frequências no caso de duplexação de frequência (FDD). Existem na literatura diversas técnicas abordando este assunto, mas elas tratam de otimização de diagramas considerando o comportamento global do canal e não exploram a evolução específica dos pesos da rede inteligente na banda de frequência de operação, o que fazemos aqui.

No Capítulo 5 as técnicas propostas, que incluem transformação de rede real em rede ideal, são analisadas no que tange aos erros relacionados aos processos, pois a transformação embute um erro do processo de quadrados mínimos (LS) que está ligado à velocidade de convergência quando os dados são processados por método adaptativo. É investigada a dependência de velocidade de convergência e dos erros resultantes nos processos acima citados em função da escolha da geometria da rede ideal.

No Capítulo 6 e no Apêndice II apresentamos uma nova configuração de rede com diminuição de acoplamento mútuo, investigando a melhoria de características tais como nível de lóbulos laterais e a precisão na determinação de DOA em redes de antenas inteligentes.

Ao final, apresentamos as conclusões deste trabalho, que são constituídas principalmente dos itens listados a seguir:

- Solução para formação de feixe em enlace de descida em pesos adaptados numa rede inteligente;
- Análise de erros relacionados aos processos de transformação de rede real em rede ideal e seu relacionamento com velocidade de convergência quando os dados são processados por método adaptativo;
- Apresentação de nova configuração de rede com diminuição de acoplamento mútuo, investigando a melhoria de características de adaptação de pesos em algoritmos adaptativos, tais como erro médio quadrático e velocidade de convergência.

As investigações citadas acima foram conduzidas por meio de simulações numéricas.

Destacamos os seguintes itens de conteúdo original apresentados neste trabalho que se relacionam com seus objetivos, assim como as referências associadas de artigos aceitos, projetos desenvolvidos e depósitos de patente:

- Aplicação de técnica de transposição para rede ideal na solução de formação de feixe em enlace de descida com mudança de frequência [19];
- Análise de erros associados à técnica de transformação em rede ideal e indicação de métodos com alguma otimização;
- Apresentação de nova configuração de rede de antenas (redes “Z”) e suas características [29,30], assim como suas aplicações em redes inteligentes.

Os módulos de programas desenvolvidos em Matlab estão colocados em disquete anexo.

2. MÉTODOS DE PROCESSAMENTO ADAPTATIVO DE SINAIS EM REDES DE ANTENAS INTELIGENTES

Este capítulo apresenta métodos de tratamento e processamento adaptativo de sinais em redes de antenas inteligentes, abordando a teoria fundamental e as ferramentas básicas de tratamento de sinal e incluindo os aspectos de determinação de pesos adaptativos que permitem a maximização de um sinal desejado. Descrevemos especificamente os métodos que servem de referência para o presente trabalho, entre eles o LMS. No Anexo III deste trabalho, este assunto é complementado com a descrição de outro algoritmo adaptativo, o RLS, e de técnicas de determinação de DOA como MUSIC e ESPRIT.

Sistemas de antenas inteligentes e algoritmos adaptativos de faixa estreita

Antenas inteligentes utilizam uma rede cujos elementos são antenas de baixo ganho [4] que são conectadas por um dispositivo de combinação. Uma rede de M elementos é mostrada na Fig. 2.1. Aqui, ϕ é o ângulo azimutal e θ é o ângulo de elevação de uma onda plana incidente na rede. O horizonte é representado por $\theta = \pi/2$. Para simplificar a análise das redes de antenas, fazemos as seguintes hipóteses: a) o espaçamento entre os elementos da rede é suficientemente pequeno de forma que seja desprezível a variação de amplitude entre os sinais incidentes nos diferentes elementos; b) existe um número finito de sinais.

Para concentrar-nos nos tópicos de interesse principal, consideraremos ainda nesta análise a rede implementada com elementos em linha e igualmente espaçados. Considerando-se uma rede deste tipo de M elementos operando no modo recepção (*uplink* ou enlace de subida), e considerando-se ainda que cada ramo da rede tem um coeficiente de peso w_m e um sinal recebido $u_m(t)$, o sinal na saída da rede é dado por

$$z(t) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k u_k(t) = Ks(t)f(\theta, \phi) \quad (2.1)$$

onde K é uma constante de ganho arbitrária, $s(t)$ a envoltória complexa de banda base da onda plana incidente e $f(\theta, \phi)$ é o fator de rede. Esta relação pode também ser expressa como o produto interno do vetor de pesos da rede $\mathbf{w}^H$ e o vetor de dados $\mathbf{u}$ (o símbolo superescrito H indica matriz transposta conjugada, e T a transposta):

$$z(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(t) \quad (2.2)$$

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots w_{M-1}]^H \quad (2.3)$$

$$\mathbf{u} = [u_0(t) \quad u_1(t) \quad \dots u_{M-1}(t)]^T \quad (2.4)$$

Temos ainda $\mathbf{u}(t) = \mathbf{a}(\theta, \phi) s(t) \quad (2.5)$

$$f(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

O termo $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ é o vetor de direção na direção (θ, ϕ) :

Figura 2.1 - Rede linear uniforme orientada ao longo do eixo x , recebendo uma onda plana proveniente da direção (θ, ϕ) .

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [1 \quad a_1(\theta, \phi) \quad \dots a_{M-1}(\theta, \phi)]^T \quad (2.7)$$

Um conjunto de vetores de direção, seja ele medido ou calculado sobre todos os ângulos, é chamado *matriz de direção* $\mathbf{A}$. Neste trabalho, consideraremos o caso em que uma onda incide na rede mostrada na Fig. 2.1 no plano xy (horizontal), de tal forma que $\theta = \pi/2$. Esta é uma aproximação razoável para muitas aplicações de antenas inteligentes em sistemas celulares. Assim, por simplicidade, omitiremos a dependência no ângulo θ daqui em diante.

Numa rede adaptativa o peso w é ajustado para maximizar a qualidade do sinal que existe na entrada do demodulador para um sinal no índice temporal i , quando comparado a um sinal de referência conhecido. Nos processos ótimos de formação de feixe (*beamforming*), determina-se um vetor de pesos que minimiza uma função custo, conforme detalhado a seguir.

Formulação do problema de filtragem linear

Consideremos um filtro linear com linha de atraso cuja resposta impulsiva seja dada por uma sequência de números $w(0), w(1), \dots, w(M-1)$, conforme ilustrado na Fig. 2.2, onde se identificam blocos de atraso unitário e os coeficientes. No caso de aplicação deste tipo de filtro à rede de antenas, os atrasos correspondem às diferenças de tempo de propagação do sinal até cada elemento da rede.

O filtro é excitado por sinais em série discreta que produzem as variáveis aleatórias $u(n); u(n-1); \dots; u(n-M+1)$ nas suas M tomadas. O sinal produzido na saída do filtro pode ser escrito como

$$z(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k u(n-k) \quad (2.8)$$

Deseja-se projetar o filtro de tal forma que a diferença entre uma resposta esperada $d(n)$ e o valor correspondente da saída $z(n)$ (o sinal erro) seja minimizada em algum sentido. A diferença é escrita

$$e(n) = d(n) - z(n) \quad (2.9)$$

Figura 2.2- Filtro transversal linear.

O erro de estimativa é o valor amostral de uma variável aleatória. Para otimizar o projeto do filtro [32], escolhe-se minimizar o valor médio quadrático de $e(n)$. Define-se então uma função custo como o erro médio quadrático:

$$J = E[e(n)e^*(n)] = E[|e(n)|^2] \quad (2.10)$$

onde o símbolo superescrito * indica complexo conjugado. Como os dados de entrada são representados na forma complexa, os pesos serão também em geral complexos. Definindo-se um operador gradiente da função custo em relação a cada componente do vetor peso, podemos achar os pontos estacionários da função J , que corresponderão aos pontos de mínimo. Isto é conseguido igualando-se o gradiente a zero:

$$\nabla_k J = 0 \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.11)$$

Nesta condição o filtro é dito ótimo no sentido do erro médio quadrático e, desta forma, existe um valor mínimo do erro médio quadrático dado por

$$J_{min} = E[|e_o(n)|^2] \quad (2.12)$$

sendo $e_o(n)$ o valor mínimo do erro.

Desenvolvendo-se a condição (2.10) de gradiente nulo com a expressão de J e usando as expressões de $z(n)$ e $e(n)$, resulta a equação de Wiener-Hopf [32]

$$R w = p \quad (2.13)$$

Onde $\mathbf{w}$ é o vetor de pesos (eq. 2.3) e

$$\mathbf{p} = [p(0) \ p(-1) \dots \ p(1-M)]^T \quad \text{vetor de correlação cruzada} \quad (2.14)$$

$$p(-k) = E[u(n-k)d^*(n)]$$

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} r(0) & r(-1) \dots & r(1-M) \\ r(1) & r(0) & r(1-M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r(M-1) & r(M-2) & r(0) \end{pmatrix} \quad \text{matriz de correlação} \quad (2.15)$$

$$r(i-k) = E[u(n-k)u^*(n-i)]$$

A solução da eq. (2.13) é

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (2.16)$$

sendo $\mathbf{R}$ a matriz de correlação do vetor de dados $\mathbf{u}$, e $\mathbf{p}$ a correlação cruzada entre o vetor de dados e o sinal desejado. Esta é conhecida como a solução de Wiener. Para que exista a inversa $\mathbf{R}^{-1}$, a matriz de correlação deve ser não singular.

Ao invés de se resolver (2.13) diretamente, são freqüentemente usadas técnicas adaptativas com enfoque iterativo que fornecem um vetor de pesos atualizado após cada etapa de cálculo. Tal solução é conhecida como o algoritmo de erro médio quadrático mínimo (LMS) e é dada por

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n) [d^*(n) - \mathbf{u}^H(n) \hat{\mathbf{w}}(n)] \quad (2.17)$$

e está detalhada adiante.

Cabe observar que a largura de faixa de sinais incidentes na rede tem um impacto significativo na habilidade da rede em rejeitar interferência. Uma rede de faixa estreita construída como mostrado na Fig. 2.1 tem a capacidade de formar nulos somente numa única freqüência, isto porque os vetores de direção associados com a

rede são função tanto da frequência do sinal incidente quanto do espaçamento entre os elementos.

Superfície de erro

Usando-se a expressão de $e(n)$ e desenvolvendo a função custo, esta pode ser escrita como

$$J(\mathbf{w}) = \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.18)$$

onde

$$\sigma_d^2 = E[|d(n)|^2] \quad (2.19)$$

é a variância da resposta desejada. Esta equação mostra que, quando as entradas do filtro e a resposta desejada são conjuntamente estacionárias (lembramos que $\mathbf{p}$ é vetor de correlação cruzada entre u e d), a função custo é uma função de segunda ordem dos pesos do filtro. Consequentemente, podemos visualizar a dependência de J com os pesos como uma superfície $(M+1)$ -dimensional em forma de tigela, com M graus de liberdade representados pelos pesos. Esta superfície é caracterizada por um único mínimo, como exemplificado na Fig. 2.3 para o caso de vetor de pesos de dimensão 2×1 .

De (2.14), pode-se demonstrar [32] que é possível escrever a função custo como

$$J(\mathbf{w}) = J_{min} + (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0)^H \mathbf{R} (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0) \quad (2.20)$$

Sendo $\mathbf{w}_0$ o vetor de pesos do filtro ótimo.

Podemos representar a matriz de correlação $\mathbf{R}$ em função de seus autovalores e autovetores:

Figura 2.3 – Superfície de desempenho de erro em filtro de dois coeficientes.

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \quad (2.21)$$

sendo

$\mathbf{\Lambda}$ = matriz diagonal dos autovalores de $\mathbf{R}$

$\mathbf{Q}$ = matriz unitária cujas colunas são os autovetores de $\mathbf{R}$ correspondentes aos elementos de $\mathbf{\Lambda}$

O vetor de erro dos pesos é definido como

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(n) \quad (2.22)$$

sendo $\mathbf{w}_0$ o valor ótimo do vetor de pesos $\mathbf{w}$, dado pela solução da equação de Wiener-Hopf (2.13).

Define-se o vetor transformado de erro dos pesos:

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{Q}^H \mathbf{c}(n) \quad (2.23)$$

Fazendo mudança de base,

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_{min} + (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0)^H \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H (\mathbf{w} - \mathbf{w}_0) \quad (2.24)$$

ou

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_{min} + \mathbf{v}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{v} \quad (2.25)$$

Como a matriz $\mathbf{\Lambda}$ é diagonal, a forma quadrática $\mathbf{v}^T \mathbf{\Lambda} \mathbf{v}$ é canônica e

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_{min} + \sum_{k=0}^{M-1} \lambda_k v_k v_k^* = \mathbf{J}_{min} + \sum_{k=0}^{M-1} \lambda_k |v_k|^2 \quad (2.26)$$

sendo v_k a k -ésima componente do vetor $\mathbf{v}$ e λ_k os autovalores de $\mathbf{R}$.

De forma a se eliminar a necessidade de operação de inversão da matriz $\mathbf{R}$, é usual empregar-se algoritmos adaptativos que, iniciando com um valor de partida do vetor de pesos $\mathbf{w}$ do filtro, atualizam os valores após cada unidade de tempo, continuando este processo de adaptação até se alcançar um estado próximo o suficiente da solução de Wiener.

Entre esses algoritmos estão o método de *steepest descent* (descida mais inclinada) e o LMS (*least mean square* ou mínimo erro médio quadrático). O fundamento do processo adaptativo está num procedimento recursivo onde são aplicadas correções apropriadas aos pesos, de forma a se mover continuamente para mais perto do ponto de mínimo da superfície de erro após cada iteração. A Fig.2.4 mostra o diagrama de blocos do filtro transversal adaptativo. O método de *steepest descent* consiste em se calcular recursivamente o vetor gradiente da função custo, e então fazer alterações na versão presente do vetor de pesos numa direção contrária à do gradiente. Correções sucessivas nos pesos levam ao resultado de mínimo erro médio quadrático, situação em que os pesos do filtro assumem seus valores ótimos.

Figura 2.4 – Estrutura do filtro transversal adaptativo.

O gradiente da função custo $J(n)$ resulta, de (2.14), em:

$$\nabla J(n) = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n) \quad (2.27)$$

Assim, o algoritmo de *steepest descent* é formalmente descrito por

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{1}{2}\mu \nabla J(n) \quad (2.28)$$

Onde n simboliza a iteração, ou seja, o passo de tempo no processo iterativo; μ é o parâmetro de passo (um escalar positivo); e o fator $\frac{1}{2}$ foi introduzido por conveniência matemática.

Assim, substituindo-se (2.27) em (2.28), resulta o valor atualizado do vetor de pesos $\mathbf{w}(n+1)$ usando a relação recursiva simples

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)] \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.29)$$

O algoritmo LMS

Este algoritmo usa estimativas instantâneas do vetor gradiente, baseadas em valores de amostra do vetor de entrada $\mathbf{u}(n)$ e do sinal de erro $e(n)$. Em particular, a partir de (2.27), escrevemos a estimativa do vetor gradiente:

$$\hat{\nabla} \mathbf{J}(n) = -2\mathbf{u}(n)d^*(n) + 2\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n) \quad (2.30)$$

Substituindo-se esta estimativa do vetor gradiente na definição do algoritmo de *steepest descent* dada em (2.28), obtemos uma nova relação recursiva para atualizar o vetor de pesos:

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{u}(n)\left[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)\right] \quad (2.31)$$

Esta é a forma complexa do algoritmo LMS.

O Apêndice III descreve técnicas de determinação de DOA como MUSIC e ESPRIT, assim como o algoritmo de processamento adaptativo RLS para determinação do vetor de pesos.

3. PROCESSAMENTO ADAPTATIVO EM REDE IDEAL EQUIVALENTE

Redes de antenas adaptativas são potencialmente indicadas para se combater os efeitos de interferência em sistemas de comunicação, levando-se em conta sua habilidade de direcionar eletronicamente o lóbulo principal de radiação para qualquer direção e simultaneamente colocar nulos em direções específicas das fontes de interferência. Conforme vimos anteriormente neste trabalho, pode-se determinar o vetor de pesos para atingir tais objetivos com uma rede adaptativa através da equação de Wiener (2.13) ou, ao invés de se resolver diretamente a equação, usar técnicas adaptativas com enfoque iterativo que fornecem um vetor de pesos atualizado após cada etapa de cálculo. Alternativamente, podem simplesmente ser determinadas as direções de chegada (DOA) usando-se métodos como MUSIC e congêneres.

No entanto, a maioria dos algoritmos adaptativos admite que os elementos da rede são sensores isotrópicos independentes que amostram os campos incidentes sem reirradiação, além de estarem isolados de outros elementos nas vizinhanças. Mas, num sistema real, cada elemento da rede tem algum tamanho físico, e na prática os elementos reirradiam os campos incidentes. Esses campos interagem com outros elementos, causando um acoplamento mútuo entre os sensores. Existe também efeito similar devido ao espalhamento por objetos presentes no campo próximo da rede.

Como já mencionado no Cap. 1, diversos autores propuseram diferentes soluções para a compensação dos efeitos mútuos em algoritmos adaptativos. No presente trabalho, optamos por utilizar a transformação em rede ideal equivalente descrita por Kim et al em [16], onde se usa o método de quadrados mínimos (*least squares* – LS) para gerar uma matriz de transformação que pré-processa voltagens medidas em uma recepção de amostra única, para então calcular o vetor de pesos da rede. Os efeitos mútuos são compensados desta forma através daquela matriz, que transforma a matriz de vetores de direção $\mathbf{A}$ da rede original numa outra matriz $\mathbf{A}_v$, referente a uma rede equivalente. Em [16], os pesos e a intensidade do sinal desejado são determinados através de solução de autovalores e autovetores generalizados de uma

equação matricial, enquanto nossa proposta aqui apresentada é aplicar a referida transformação em métodos iterativos ou de análise espectral de autovalores.

Descrição do método

Para se obter a matriz de compensação, vamos então, numa técnica de interpolação, utilizar o vetor de direção, que pode ser medido ou calculado por simulação e que está contaminado pela presença de acoplamento mútuo entre os elementos da rede (e eventualmente pela presença de corpos espalhadores).

Consideremos novamente uma rede de M elementos conforme já mostrado na Fig. 2.1 (neste caso, porém, não será necessário que a rede seja uniforme), com L fontes de faixa estreita incidentes na rede a partir de L direções. Por uma questão de simplicidade e objetividade, consideramos ainda que os campos incidentes são coplanares e que as fontes estão localizadas na região distante da rede. Usando-se representação de envoltória complexa, o vetor $M \times 1$ de tensões recebidas pelos elementos da rede num instante t pode ser escrito

$$\mathbf{U}(t) = [U_0(t) \ U_1(t) \ \dots U_{M-1}(t)]^T = \sum_{k=0}^{L-1} \mathbf{a}(\phi_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.1)$$

onde $s_k(t)$ indica o sinal incidente nos elementos da rede a partir da k -ésima fonte, $\mathbf{a}(\phi_k)$ representa o vetor de direção da rede na direção ϕ_k e $\mathbf{n}(t)$ o vetor de ruído em cada um dos elementos. Usando representação matricial, resulta

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{A}(\phi) \mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{A}(\phi)$ é a matriz $M \times L$ de vetores de direção chamada de *matriz de direção*:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\phi_0) \ \mathbf{a}(\phi_1) \ \dots \mathbf{a}(\phi_{L-1})] \quad (3.3)$$

$$\mathbf{S}(t) = [s_0(t) \ s_1(t) \ \dots s_{L-1}(t)]^T \quad (3.4)$$

Esta matriz de direção numa rede real está contaminada pelos efeitos de não uniformidade no espaçamento, pelo acoplamento mútuo entre os elementos e pela presença de espalhadores próximos, o que compromete o desempenho de um algoritmo adaptativo convencional.

O processo de compensação aqui descrito [16,17] consiste em se calcular ou medir as tensões induzidas em cada elemento da rede por diversos sinais incidentes sobre um setor angular determinado, formando-se assim a matriz de direção $A(\phi)$, e depois calcular as tensões induzidas em cada elemento de uma rede ideal por cada sinal incidente no mesmo setor, formando-se assim a matriz de direção ideal $A_v(\phi)$. Seleccionamos a transformação T ajustada entre a matriz de direção real e a matriz de direção ideal para todos os ângulos ϕ dentro de um setor predefinido. Os elementos desta rede virtual são radiadores pontuais isotrópicos situados no espaço livre. Assim, compensamos a falta de uniformidade e a presença de acoplamento mútuo entre os elementos da rede real, e daí podemos aplicar qualquer técnica adaptativa para aquisição de vetor de pesos ou para determinação de DOA.

Dada então uma rede de antenas composta de M elementos, deseja-se transformá-la numa rede virtual equivalente de N elementos ideais, ou seja, tais que a tensão induzida nestes elementos por uma onda plana incidente corresponda, ainda que de forma aproximada, àquelas que seriam medidas numa rede de antenas ideais. Isto é conseguido através da matriz de compensação. O objetivo é seleccionar a transformação T ajustada entre a matriz de direção real e a matriz de direção ideal para todos os ângulos ϕ dentro de um setor prédefinido de tal forma que:

$$T A(\phi) = A_v(\phi) \quad (3.5)$$

Descrevemos a seguir as etapas de preparação dos dados para cálculo da matriz de transformação:

1. Dividimos o espaço ou campo de visão da rede em setores, podendo ser um único setor de 180° ;

2. Para cada setor definido, fixamos um conjunto de ângulos de visada igualmente espaçados:

$$\Phi = [\phi_i, \phi_i + \Delta, \phi_i + 2\Delta, \dots, \phi_f] \quad (3.6)$$

sendo Δ o espaçamento angular e ϕ_i e ϕ_f os ângulos de início e de fim do setor, respectivamente.

3. Medimos ou calculamos numa determinada frequência os vetores de direção associados com o conjunto Φ acima, da rede real. Isto é feito situando-se um sinal na região distante para cada um dos ângulos de chegada $\phi_i, \phi_i + \Delta, \dots$. Montamos então a matriz de direção definida por:

$$\mathbf{A}(\phi) = [\mathbf{a}(\phi_i) \quad \mathbf{a}(\phi_i + \Delta) \quad \dots \mathbf{a}(\phi_f)] \quad (3.7)$$

Esta matriz inclui todos os efeitos indesejáveis de acoplamento. Cada linha de $\mathbf{A}(\phi)$ representa a intensidade relativa de sinal recebido nos elementos da antena, e é função somente do ângulo de incidência de uma onda plana dentro do setor predefinido.

4. Fixamos os elementos virtuais da rede interpolada, que são radiadores pontuais omnidirecionais no espaço livre, uniformemente espaçados. Representamos por $\mathbf{A}_v(\phi)$ a matriz de direção da rede virtual:

$$\mathbf{A}_v = [\mathbf{a}_v(\phi_0) \quad \mathbf{a}_v(\phi_1) \quad \dots \mathbf{a}_v(\phi_{L-1})] \quad (3.8)$$

sendo $\mathbf{a}_v(\phi_i)$ o vetor de direção da rede ideal para direção incidente ϕ_i como dado por (2.6), k o número de onda e x_i a distância do elemento i da rede até o elemento de referência, conforme disposição da Fig. 2.1 :

$$\mathbf{a}_v(\phi_i) = e^{-jkx_i \cos \phi_i} \quad (3.9)$$

5. Finalmente, calculamos a matriz de transformação $\mathbf{T}$ para o setor correspondente conforme (3.5) usando-se o método dos quadrados mínimos. Isto é feito minimizando-se a funcional

$$\min_{\mathbf{T}} \|\mathbf{A}_v - \mathbf{T}\mathbf{A}\| \quad (3.10)$$

A solução de mínimos quadrados de (3.10) é dada por

$$\mathbf{T} = \mathbf{A}_v \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \quad (3.11)$$

Dessa forma, as tensões induzidas equivalentes na rede ideal são dadas por

$$\mathbf{u}_v = \mathbf{T} \mathbf{u} \quad (3.12)$$

Sendo $\mathbf{w}$ o vetor de pesos utilizado para combinar os sinais dos elementos da rede real no sentido de se obter um determinado diagrama de radiação, e $\mathbf{w}_v$ o correspondente vetor para a rede virtual, temos que os pesos reais podem ser obtidos a partir dos pesos ideais pela expressão:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{w}_v^H \mathbf{A}_v = \mathbf{w}_v^H \mathbf{T} \mathbf{A} \quad (3.13)$$

ou seja,

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{w}_v^H \mathbf{T} \quad (3.14)$$

Deve-se notar que essa transformação é específica para cada frequência analisada. Caso deseje-se utilizar a mesma rede em duas frequências diferentes mas com o mesmo diagrama de radiação (uma no enlace de subida e outra no enlace de descida, por exemplo), esta matriz de transformação deve ser obtida para ambas as frequências de *uplink* e de *downlink*, de tal forma que possamos transformar os sinais recebidos, aplicar o algoritmo adaptativo, obter o novo vetor ideal na frequência de *downlink* e então transformá-lo de volta no vetor de pesos reais $\mathbf{w}'$ para ser usado no *downlink beamforming*.

É necessário calcular a matriz de transformação somente uma vez a priori para cada setor e para cada frequência, e o cálculo pode ser feito *offline*. Assim, uma vez conhecida $\mathbf{T}$, podemos compensar os efeitos eletromagnéticos indesejados e a não uniformidade no espaçamento dos elementos simultaneamente.

No Capítulo 5 é definido o erro de interpolação para medir a precisão do método de determinação da matriz $\mathbf{T}$.

Influência das impedâncias de carga

Para a rede transmissora, devemos produzir nos seus elementos as mesmas tensões equivalentes da recepção, e desta forma usamos na simulação geradores equivalentes com tensão $\mathbf{w}^H$ e impedância interna igual à impedância de carga na recepção (50Ω). Isto pode ser mostrado como se segue.

O circuito equivalente da rede de antenas adaptativa em recepção pode ser estabelecido como na Fig. 3.1, incluindo o transmissor. Nesta condição, a tensão total pode ser escrita da forma seguinte, como na eq. (2.1):

$$z_R = \sum_{k=0}^{M-1} w_k u_k \quad (3.15)$$

e já traduz o resultado desejado de adaptação do diagrama de radiação ao padrão desejado através da ponderação com os pesos w_k . A Fig. 3.1 mostra a antena transmissora sendo excitada por um gerador ideal de tensão u_0 através de uma impedância Z_{L0} em série, e com os elementos na rede receptora sendo terminados em impedâncias de carga Z_{Lk} . Nesta situação temos:

$$I_0 = \frac{u_0}{Z_{L0}} \quad \text{corrente de gerador ideal equivalente}$$

$$Z_{k0} = \frac{u_k}{I_0} \quad \text{impedância de transferência entre tensão no elemento } k$$

e corrente no gerador

Figura 3.1 – Circuito equivalente de rede de antenas em recepção.

Figura 3.2 – Circuito equivalente de rede de antenas em transmissão.

Analisando agora a rede operando em transmissão conforme ilustrado na Fig. 3.2, temos que, para manter o mesmo diagrama de radiação referente à recepção, a tensão correspondente ao sinal deve ser distribuída de forma ponderada entre os elementos da rede, de forma que podemos escrever a tensão aplicada em cada elemento da rede através de uma impedância Z_{Lk} como:

$$u'_k = w'_k z_T \quad (3.16)$$

Temos ainda:

$$I'_k = \frac{u'_k}{Z_{Lk}} \quad \text{corrente de gerador ideal equivalente}$$

$$Z_{0k} = \frac{u'_{0k}}{I'_k} \quad \text{impedância de transferência entre tensão na carga } Z_{L0}$$

e corrente no elemento k

Mas, por reciprocidade, $Z_{0k} = Z_{k0}$. Consequentemente, cada elemento da rede em transmissão produz no receptor remoto uma tensão igual a

$$u'_{0k} = \frac{u_k}{I_0} \cdot \frac{u'_k}{Z_{Lk}} = u_k \frac{w'_k z_T}{Z_{Lk} u_0} Z_{L0} \quad (3.17)$$

Devemos ter $z_R = u'_0$ e $z_T = u_0$, e portanto

$$u'_0 = \sum_{k=0}^{M-1} u'_{0k} = Z_{L0} \sum_{k=0}^{M-1} u_k \frac{w'_k}{Z_{Lk}} \quad (3.18)$$

Se $Z_{Lk} = Z_{L0}$ então:

$$u'_0 = \sum_{k=0}^{M-1} w'_k u_k \quad (3.19)$$

E, nessa condição, $u'_0 = z_R$ para $w'_k = w_k$. Desta forma, tendo em vista a eq. (2.2), para se obter em transmissão o mesmo diagrama de radiação adaptado em recepção, devemos utilizar vetores de peso w^H e excitar cada elemento de rede através de impedância igual à impedância de carga usada em recepção.

4. TRANSPOSIÇÃO DE PESOS ADAPTATIVOS DO ENLACE DE SUBIDA (UPLINK) PARA A FREQUÊNCIA DE DESCIDA (DOWNLINK)

Neste Capítulo analisamos a realização de diagramas de radiação em *downlink* de sistemas celulares que utilizam redes adaptativas, levando-se em conta os efeitos de acoplamento mútuo entre os elementos da rede e tendo em vista que suas características se alteram com a frequência do sinal considerado. Assim, é necessário ajustar os pesos da rede adaptados, referentes ao enlace de subida, para outra frequência usada no enlace de descida.

Muitos métodos neste assunto [17,33,34] tratam de otimização de diagramas considerando o comportamento do canal como um todo, mas não exploram a variação dos pesos com a frequência. São os casos de Jeng et al [34], assim como Dandekar et al em [17], que analisam também o comportamento de algoritmos adaptativos face à presença de acoplamento mútuo entre elementos da rede de antenas, mas fazem a determinação de DOA por métodos já estabelecidos como o MUSIC. Pasala e Friel [14] propõem uma solução para determinação de DOA através de uma matriz de tensões corrigida. Winters et al em [33] apresentam estudo de mecanismos adaptativos considerando características do canal em função da frequência. Freese et al [18] usam a transformação para rede virtual em um caso em que as redes reais não têm todos os elementos iguais (redes não uniformes), e usam o MUSIC para determinação de DOA.

Entretanto, conforme já comentado anteriormente, nossa proposta é aplicar a transformação de matriz de direção com métodos iterativos e explorar a variação dos pesos com a frequência, o que foge da forma com que as propostas anteriores acima comentadas foram estabelecidas.

Os pesos obtidos adaptativamente para o enlace de subida em uma frequência são calculados usando-se uma transformação da rede real em uma rede ideal sem acoplamento [17], conforme exposto no Cap. 3 deste trabalho, e então convertidos novamente para uma rede real numa outra frequência de operação. O conteúdo deste

item relaciona-se com um trabalho aceito e apresentado em congresso internacional [19] realizado no mês de junho de 2004.

Faixas de frequência

As faixas 1900-1980 MHz, 2010-2025 MHz e 2110-2170 MHz (referidas como as faixas do IMT-2000) são faixas potencialmente chaves para a prestação de serviços móveis e para introdução de maior concorrência no mercado de telefonia móvel. A maioria dos países alocou espectro para o IMT-2000, mas, entretanto, escolheram licenças específicas para $2 \times 15 + 5$ MHz (ou seja, 15 MHz de espectro em duas faixas e 5 MHz de espectro em uma só faixa). Isto implica nos seguintes valores de faixas de operação:

- Espectro total 1885 a 2200 MHz
- Canais de 5 MHz e de 15 MHz
- Diferença de frequência de ida e volta (enlace de descida e enlace de subida) para operação em FDD (frequency division duplex) igual a 190 MHz, ou seja, faixa de aproximadamente 10% da frequência da portadora
- Limites de espectro de trabalho de cada operadora correspondem a uma faixa de até 125 MHz

I. TEORIA

Diagrama de radiação de descida (*downlink*)

Para que haja verdadeiro benefício das antenas inteligentes, devem ser considerados [4] resultados balanceados nos enlaces de descida e de subida. Na formação de feixe em enlace de descida, o objetivo é formar um padrão de feixe que permita qualidade adequada de sinal para o assinante alvo, ao mesmo tempo em que se minimiza a interferência transmitida em outras direções. A solução mais simples neste caso é transmitir com o mesmo diagrama que foi usado pelo receptor de antena inteligente do enlace de subida, mas esta técnica pode não ser eficaz devido às diferenças no

comportamento do canal em ambas as freqüências no caso de duplexação de freqüência (FDD). Outras técnicas identificam um ou mais caminhos específicos e formam um feixe ou múltiplos feixes para reforçar o sinal recebido na unidade móvel.

De qualquer forma, neste caso é necessário ajustar os pesos da rede adaptados no enlace de subida de maneira que se leve em conta a mudança de freqüência na descida, o que configura o objetivo deste capítulo. Foram já apresentadas diversas técnicas nesta área [17,33,34] que tratam de otimização de diagramas considerando o comportamento global do canal, mas que não exploram a evolução específica dos pesos na banda de freqüência de operação. Nosso enfoque, portanto, será nos aspectos relacionados com o acoplamento mútuo no que concerne à rede e seus elementos, o que pode ser aplicado a qualquer técnica de formação de feixe, como é aqui mostrado.

Para uma rede considerada *ideal* onde se desprezam os efeitos de acoplamento mútuo, a determinação do vetor de pesos na freqüência de descida para manter o mesmo diagrama de radiação de subida pode ser feita através da solução da equação

$$f(\phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a} = \mathbf{w}'^H \mathbf{a}' \quad (4.1)$$

Onde o superescrito ' indica referência à nova freqüência.

Aqui $\mathbf{a} = [1 e^{-jkd\cos\phi} \dots e^{jkd(M-1)\cos\phi}]^T$ e $\mathbf{a}' = [1 e^{-jk'd\cos\phi} \dots e^{jk'd(M-1)\cos\phi}]^T$, sendo d o espaçamento entre os elementos da rede e k e k' os números de onda nas duas freqüências respectivas. A solução pode ser obtida usando-se o método de quadrados mínimos para obter o vetor de pesos $\mathbf{w}'$ de forma a minimizar

$$\|f(\phi) - \mathbf{w}'^H \mathbf{a}'\|$$

que é a norma L2 da diferença entre os dois diagramas de radiação sobre todos os ângulos. A minimização é feita para um conjunto de valores ϕ , ou seja:

$$\mathbf{w}' = \min_{\mathbf{w}'} \|\mathbf{f}(\phi) - \mathbf{w}'^H \mathbf{A}'\| \quad (4.2)$$

A' sendo a matriz de direção na nova frequência correspondente dada por:

$$A' = \begin{bmatrix} a_0' & a_1' & \dots & a_{L-1}' \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Onde os a_i' têm a forma dada atrás e L é o número de ângulos de incidência considerados no setor. Para que a solução seja única, é necessário ter o número de ângulos de incidência maior do que o número de elementos da rede.

Para se determinar A e A' conforme definido na eq. (3.5), calculamos as tensões induzidas sobre cada elemento da rede em todos os ângulos de interesse. Dessa forma, a solução de quadrados mínimos para (4.1) é dada por

$$w'^H = f(\phi) A'^H (A' A'^H)^{-1} \quad (4.4)$$

Entretanto, para o caso geral e prático de redes reais, onde existem os efeitos mútuos, esta solução, considerando-se vetor de direção ideal, não leva a resultados satisfatórios, pois a existência de acoplamento mútuo entre os elementos da rede altera as tensões induzidas provenientes de sinal incidente a partir de uma determinada direção se a frequência mudar. Surge então a necessidade de se incluir os efeitos de acoplamento no cálculo do vetor de pesos para operação na nova frequência.

Para atingir este objetivo, inicialmente calculamos a matriz de direção da rede real, a matriz de direção da rede ideal segundo (3.8), e, então, calculamos T usando (3.11) para as duas frequências de interesse. As tensões induzidas em cada elemento, resultantes da incidência de sinais (desejados e interferentes) na rede, são transformadas para a rede ideal e usadas como a entrada no processador adaptativo, que fornece o vetor de pesos para a rede ideal equivalente. Determinamos o novo vetor de pesos para a mesma rede na nova frequência segundo (4.4) e usamos a eq. (3.14) para obter o vetor da rede real na nova frequência. A Fig. 4.1 mostra um diagrama de fluxo relativo a esse processo.

Figura 4.1 – Diagrama de fluxo do algoritmo adaptativo para determinação de pesos na frequência de descida.

Utilizando-se as matrizes de direção da rede real em duas frequências diferentes, é possível efetuar o cálculo direto dos pesos na segunda frequência. Embora o objetivo principal deste trabalho não esteja direcionado para este tipo de solução, julgamos importante constatar essa possibilidade, o que está demonstrado no Apêndice I.

Formação de feixe na transmissão a partir da DOA (direção de chegada)

Existem outros métodos que podem ser usados para formação de feixe de transmissão (enlace de descida). A informação de DOA, obtida no enlace de subida, pode ser usada por um algoritmo de formação de feixe no enlace de descida para o propósito de transmitir informação mais eficientemente da estação base para o terminal móvel, conforme as seguintes opções:

- Formação de feixe no enlace de descida pelo método da DOA dominante [34] onde, para um dado usuário móvel, toma-se o ângulo no qual existe a maior potência recebida durante o enlace de subida (o melhor trajeto), e focaliza-se toda a potência transmitida naquela direção. Isto é feito modelando-se o diagrama de radiação na transmissão com o uso de um vetor de pesos igual ao complexo conjugado do vetor de direção da DOA dominante do enlace de subida;

- DOA pseudoinversa [5], onde tomamos a pseudoinversa da matriz de direção associada com todas as fontes de sinal, incluindo-se a DOA do usuário desejado em primeiro lugar, resultando o vetor de pesos igual à primeira linha da matriz pseudoinversa. Este método coloca nulos em todas as DOAs, exceto no usuário desejado, o que minimiza a interferência;
- Assinatura espacial (SS) complexa conjugada, onde a SS do enlace de subida é capturada e usada para gerar o vetor de pesos na descida como sendo seu valor complexo conjugado. O principal objetivo deste método é maximizar a potência de sinal ou a relação sinal-ruído, sem o objetivo de anular interferências. Em vez de focalizar a energia do sinal somente na direção da DOA dominante do usuário desejado, o feixe é dirigido a todos os trajetos que correspondem àquele usuário. A assinatura espacial associada a um determinado sinal é definida [34] como a soma dos vetores de direção de multitrajeto do sinal, considerando-se o atraso e a amplitude relativos a cada trajeto ;
- SS pseudoinversa, que é semelhante à DOA pseudoinversa, porém utilizando-se as assinaturas espaciais de subida de todos os usuários. O principal objetivo deste método é maximizar a relação sinal-ruído e anular interferências ao mesmo tempo. São inseridos nulos nas DOAs correspondentes às assinaturas dos outros usuários móveis no sistema.

Para estes métodos, pode-se sempre fazer uso das técnicas aqui apresentadas transformando-se as tensões recebidas para uma rede ideal, obtendo-se então as DOAs através de algum método apropriado, e finalmente sintetizando-se o diagrama de radiação de enlace de descida desejado na rede ideal e transpondo os pesos de volta à rede real.

Processo de cálculo de tensões induzidas e campos irradiados

As tensões induzidas em cada elemento da rede de antenas para sinais desejado e interferentes foram aqui calculadas usando-se o método dos momentos, e da mesma forma foram calculadas intensidades de campo irradiado por redes transmissoras. Neste método, para se determinar a distribuição de corrente numa antena cilíndrica, estabelece-se e se procura a solução de uma equação integral [35,36]. Conhecendo-se

a voltagem nos terminais de alimentação e determinando-se a distribuição de corrente, podem ser obtidos a impedância de entrada e o diagrama de radiação. Fios são divididos em pequenos segmentos retos com um único ponto de teste no centro de cada segmento. Utilizamos neste trabalho uma versão do código NEC chamada Supernec, que é uma versão orientada a objetos do programa FORTRAN NEC-2. Para extração dos resultados aqui apresentados utilizamos programas adicionais especificamente desenvolvidos em Matlab para implementação das outras equações descritas.

II. Resultados numéricos

O método proposto foi aplicado a uma rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz. As matrizes de direção em 900 MHz e 800 MHz foram obtidas para sinais incidentes nas direções 0° a 180° com intervalos de 10° . Na simulação, consideramos a incidência de sinal desejado incidente a 80° e de sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , e usamos um algoritmo adaptativo LMS para calcular o vetor de pesos ótimo. O diagrama de radiação resultante referente à rede ideal está mostrado na Fig. 4.2. Usando o vetor de pesos obtido para a rede real na frequência nominal, obtivemos o diagrama de radiação da Fig. 4.3 em 900 MHz. Verifica-se que o diagrama atende ao objetivo de maximizar sinal desejado e minimizar sinal interferente, mostrando no pior caso uma rejeição de -36 dB na direção 40° , comparada com -48 dB da solução exata. Considerando-se, agora, a nova frequência, calculamos o vetor de pesos da rede ideal na nova condição e depois obtemos o novo vetor de pesos da rede real usando (3.14). O diagrama correspondente em 800 MHz está também na Fig. 4.3.

É interessante comparar o resultado do método aqui proposto com o uso direto do vetor de pesos obtido, porém aplicado a sinais na outra frequência. A Fig. 4.4 mostra esse resultado, onde se pode ver que há alterações no diagrama de radiação devido ao emprego do vetor de pesos em uma frequência diferente da original, na qual foram adaptados os pesos. A Fig. 4.5 mostra, por outro lado, o diagrama correspondente aos

pesos convertidos para a nova frequência usando (3.14), como se fosse uma matriz de direção de uma rede ideal, mostrando que esta abordagem também não fornece um resultado aceitável.

Figura 4.2 - Diagrama de radiação no plano horizontal para rede equivalente ideal com 5 elementos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, adaptado para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama obtido com a eq. (4.1).

Conclusão

Analizamos neste Capítulo a síntese de diagramas de radiação em enlace de descida de sistemas celulares que utilizam redes adaptativas, levando em conta os efeitos de acoplamento mútuo entre os elementos da rede, quando é necessário recalcular o vetor de pesos para operação na nova frequência de descida. Utilizamos um novo processo que usa a técnica de transformação da rede numa rede equivalente ideal sem acoplamento, onde se determinam os pesos num processo adaptativo para depois

transportar o resultado para a rede real em uma frequência de operação diferente. O método proposto foi aplicado a uma rede de dipolos, verificando-se que o diagrama atende ao objetivo de maximizar sinal desejado e minimizar sinal interferente e comprovando-se que a técnica permite obter resultados mais precisos do que outros métodos que não consideram efeitos de acoplamento mútuo.

O método apresentado neste Capítulo para a realização de diagramas de radiação em enlace de descida de sistemas celulares que utilizam redes adaptativas permite ajustar os pesos da rede adaptados, referentes ao enlace de subida, para outra frequência usada no enlace de descida. Pode-se ainda empregar qualquer processo adaptativo ou de estimativa de DOA sobre os sinais transformados para o plano ideal.

Figura 4.3 - Diagramas de radiação no plano horizontal para rede real com 5 elementos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Método proposto 900 MHz -----; 800 MHz _____.

Figura 4.4 - Diagramas de radiação em 800 MHz, no plano horizontal, para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$; adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama desejado, com pesos calculados pelo método proposto _____; diagrama com pesos originais da frequência 900 MHz -----.

Figura 4.5 - Diagramas de radiação em 800 MHz, no plano horizontal, para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$; adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° . Diagrama desejado, com pesos calculados pelo método proposto _____; diagrama com conversão de pesos supondo rede ideal -----.

5. ANÁLISE DE ERROS E VELOCIDADE DE CONVERGÊNCIA EM PROCESSAMENTO ADAPTATIVO NUMA REDE IDEAL EQUIVALENTE

Este capítulo tem como objetivo a análise de erros do processo de transformação de redes de antenas reais em redes ideais, e a indicação de condições de aplicação e validade desta técnica.

Conforme descrito no Capítulo 4, a determinação do vetor de pesos para operação na nova frequência do enlace de descida é feita utilizando-se um novo processo através da técnica de transformação da rede real numa rede equivalente ideal sem acoplamento[19], onde se determinam os pesos num processo adaptativo para depois transpor o resultado para a rede real em uma frequência de operação diferente. Esta matriz de transformação pode ser obtida para ambas as frequências de *uplink* e de *downlink*, de tal forma que podemos transformar os sinais recebidos, aplicar o algoritmo adaptativo, usar a expressão (3.14) para obter o novo vetor ideal na frequência de *downlink* e então transformá-lo de volta no vetor de pesos reais $\mathbf{w}'$ para ser usado na formação de feixe do enlace de descida .

A transformação acima mencionada e descrita por Dandekar em [17] e Kim e outros em [16] embute um condicionamento da matriz de correlação que está ligado à velocidade de convergência quando os dados são processados adaptativamente através do algoritmo LMS e ao erro do processo LS. Durante o desenvolvimento do presente trabalho tivemos a oportunidade de observar em diversas simulações a dependência de velocidade de convergência e dos erros resultantes nos processos acima citados em função da escolha da geometria da rede ideal. Como este fato está intimamente ligado aos autovalores da matriz de correlação dos sinais equivalentes ideais gerados a partir da transformação, julgamos oportuno investigar estes aspectos para se chegar a uma análise e quantificação dos processos envolvidos, uma vez que escolhas criteriosas da mencionada geometria podem dar origem a otimizações convenientes em termos dos parâmetros de importância como os acima citados.

Neste Capítulo quantificamos a velocidade de convergência, que depende dos autovalores da matriz de covariância, e a precisão da solução em termos da relação sinal-ruído, em função do erro, que é a variância da solução no método LS e, desta forma, observamos que pode haver aceleração de convergência em determinados casos. No universo de trabalhos correlatos, até onde pudemos investigar não detectamos nenhum tratamento destes itens aqui apresentados, de forma que consideramos original e inédito este conteúdo como aqui apresentado.

Incluímos neste Capítulo a análise de contribuição de outros autores referentes a trabalhos desenvolvidos no sentido do presente objetivo.

I - Teoria

Medida de erros associados ao processo de quadrados mínimos

A transformação para rede ideal equivalente e a solução de um sistema de equações pelo método dos quadrados mínimos foram apresentadas no Cap. 3. Neste trabalho vamos utilizar a avaliação de erro de interpolação para medir a precisão do método de determinação da matriz $\mathbf{T}$, conforme definição em [37,18]:

$$Erro = \left\{ \frac{1}{ML} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{L-1} \left| \mathbf{A}_{v_{ij}} - [\mathbf{T}\mathbf{A}]_{ij} \right|^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

sendo $\mathbf{A}$ e $\mathbf{A}_v$ conforme definidas no Cap. 3, com $\mathbf{A}_v$ de dimensão $M \times L$. Esta definição mostra uma medida absoluta de erro por unidade de elemento da matriz $\mathbf{A}$. É uma medida semelhante à norma $L2$, porém expressa de forma unitária.

Conforme visto no Cap. 3, a solução de mínimos quadrados de (3.5) é dada por

$$\mathbf{T} = \mathbf{A}_v \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \quad (5.2)$$

Estabilidade e convergência do algoritmo de steepest descent

No Cap. 2 apresentamos o algoritmo LMS. Apresentamos agora uma análise de comportamento [38, 39] de maneira a termos uma métrica conveniente do ponto de vista de convergência para efetuar as análises de interesse neste caso. A partir da expressão (2.29) do vetor de pesos atualizado e da eq (2.22), e eliminando-se o vetor $\mathbf{p}$ com a equação de Wiener-Hopf (2.13), obtemos

$$\mathbf{c}(n+1) = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}) \mathbf{c}(n) \quad (5.3)$$

Multiplicando-se (5.3) por $\mathbf{Q}^H$ e usando (2.23) resulta

$$\mathbf{v}(n+1) = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{\Lambda}) \mathbf{v}(n) \quad (5.4)$$

Esta equação representa um sistema de equações de diferenças de primeira ordem desacopladas. A k -ésima equação pode ser escrita

$$v_k(n+1) = (1 - \mu \lambda_k) v_k(n) \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (5.5)$$

Esta equação, por sua vez, define o comportamento transitório do k -ésimo modo natural do algoritmo. A solução desta equação é:

$$v_k(n) = (1 - \mu \lambda_k)^n v_k(0) \quad (5.6)$$

onde $v_k(0)$ é o valor inicial do k -ésimo elemento do vetor de erro dos pesos transformado, que por sua vez vale:

$$\mathbf{v}(0) = \mathbf{Q}^H [\mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(0)] \quad (5.7)$$

Conforme ilustrado na Fig. 5.1, os números gerados por essa solução representam uma série geométrica com razão

$$r_k = 1 - \mu \lambda_k \quad (5.8)$$

Para estabilidade ou convergência do algoritmo de *steepest descent*, esta razão deve ter magnitude menor do que 1 para todo k . Isto garante que, independentemente das condições iniciais, todos os modos naturais do algoritmo desaparecem com o tempo, ou seja, o vetor $\mathbf{v}(n)$ tende ao vetor nulo. Assim, a condição necessária e suficiente para a estabilidade do algoritmo é que o parâmetro de passo satisfaça a seguinte condição:

$$0 < |1 - \mu\lambda_k| < 1 \quad (5.9)$$

Como todos os autovalores da matriz de correlação $\mathbf{R}$ são reais e positivos, concluímos que o algoritmo é estável se e somente se

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (5.10)$$

Sendo $\lambda_{\max}$ o maior autovalor de $\mathbf{R}$. Examinando a Fig. 5.1, vemos que uma envoltória exponencial de constante de tempo τ_k pode ser ajustada à série geométrica considerando-se a duração de um ciclo de iteração como sendo a unidade de tempo, e escolhendo τ_k de tal forma que

$$r_k = e^{-1/\tau_k} \quad (5.11)$$

Consequentemente, usando-se (5.8), resulta que

$$\tau_k = \frac{-1}{\ln(1 - \mu\lambda_k)} \quad (5.12)$$

A constante de tempo τ_k define o tempo necessário para a amplitude do k -ésimo modo natural $v_k(n)$ decrescer a $1/e$ do seu valor inicial $v_k(0)$, e o tempo necessário para que a exponencial atinja um valor igual a 0,02 do seu valor inicial é aproximadamente igual a 4 vezes a constante de tempo τ_k [39], razão pela qual adotamos o tempo de convergência como sendo $4\tau_k$.

Podemos, então, chegar à solução desejada do vetor de pesos com este algoritmo. Multiplicando-se a expressão (2.23) do erro transformado por $\mathbf{Q}$, obtemos

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}_0 - \mathbf{Q} \mathbf{v}(n) \quad (5.13)$$

Figura 5.1 – Variação do k -ésimo modo natural do algoritmo de *steepest descent* com o tempo.

que também pode ser escrita

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}_0 - \sum_{k=0}^{M-1} \mathbf{q}_k v_k(n) \quad (5.14)$$

sendo $\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_M$ os autovetores normalizados associados aos autovalores $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ da matriz de correlação $\mathbf{R}$, respectivamente. Podemos então, usando (5.6), descrever o comportamento transitório do i -ésimo peso do filtro transversal por

$$w_i(n) = w_{0i} - \sum_{k=1}^M q_{ki} v_k(0) (1 - \mu \lambda_k)^n \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5.15)$$

sendo w_{0i} o valor ótimo do i -ésimo peso do filtro e q_{ki} o i -ésimo elemento do autovetor $\mathbf{q}_k$. M é igual à quantidade de pesos, ou seja, ao número de elementos da

rede. Esta equação permite observar o comportamento da constante de tempo global do processo, τ_a .

A taxa mais lenta de convergência ocorre quando $q_{ki} v_k(0)$ é nulo para todo k , exceto para aquele que corresponde ao menor autovalor λ_{min} . A taxa mais rápida de convergência, por outro lado, ocorre quando todos os $q_{ki} v_k(0)$ são nulos, exceto aquele correspondente ao maior autovalor λ_{max} . Então, os limites da constante de tempo global do processo são dados por

$$\frac{-1}{\ln(1 - \mu\lambda_{max})} \leq \tau_a \leq \frac{-1}{\ln(1 - \mu\lambda_{min})} \quad (5.16)$$

Isto mostra que, quando os autovalores da matriz de correlação são muito espalhados, o tempo de convergência do algoritmo de *steepest descent* é limitado pelos menores autovalores, ou seja, pelos modos mais lentos.

Ocorre porém que, neste trabalho, nos termos da condição (5.10) e na busca de convergência mais rápida possível no processo adaptativo, usamos em todas as simulações valores do parâmetro de passo μ muito próximos de seu limite superior, inclusive para comparar objetivamente diferentes condicionamentos da matriz de correlação. Assim sendo, substituindo-se μ pelo seu valor limite na eq. (5.12), resulta

$$\tau_k \cong \frac{-1}{\ln\left(1 - \frac{\lambda_k}{\lambda_{max}}\right)} \quad (5.17)$$

Aqui se percebe que o menor tempo de convergência corresponderá à maior relação $\lambda_{min}/\lambda_{max}$, ou seja, ao menor espalhamento de autovalores da matriz de correlação $\mathbf{R}$.

Erro médio quadrático

Da eq. (2.26), podemos obter uma nova expressão que mostra o comportamento da função custo. Substituindo-se o valor de $v_k(n)$ dado em (5.6), resulta

$$J(n) = J_{min} + \sum_{k=1}^M \lambda_k (1 - \mu \lambda_k)^{2n} |v_k(0)|^2 \quad (5.18)$$

A curva resultante do erro médio quadrático $J(n)$ versus número de iterações n é a chamada curva de aprendizagem e corresponde a uma soma de exponenciais, cada qual relacionada a um modo natural do algoritmo. Percebe-se, a partir da eq. (5.18), que eventuais autovalores nulos não participam do processo de convergência.

Resta porém avaliar em que condições um determinado autovalor é suficientemente pequeno para ser considerado irrelevante na velocidade de convergência. Da eq. (5.18), traduzimos esta condição para comparar o autovalor λ_k com todos os outros autovalores:

$$\lambda_k (1 - \mu \lambda_k)^{2n} |v_k(0)|^2 \ll \lambda_j (1 - \mu \lambda_j)^{2n} |v_j(0)|^2 \quad (5.19)$$

Consideramos que $|v_k(0)|$ e $|v_j(0)|$ são de mesma ordem de grandeza. Além disso, como estamos supondo λ_k pequeno, resulta:

$$\lambda_k \ll \lambda_j \left(1 - \frac{\lambda_j}{\lambda_{max}} \right)^{2n} \quad (5.20)$$

Sendo λ_j o menor autovalor relevante, resulta o termo entre parênteses na inequação acima próximo da unidade e, desta forma, de um ponto de vista prático podemos, para efeito de avaliação da velocidade de convergência, desprezar o menor autovalor se ele for muito menor do que aquele imediatamente superior, sendo este procedimento feito de forma sistemática (ou seja, mais de um autovalor pequeno poderá ser desconsiderado).

Convergência do algoritmo LMS

Substituindo-se no valor estimado do vetor de pesos atualizado, dado pela eq. (2.31), o valor anterior do peso a partir da eq. (2.22), obtemos

$$\mathbf{c}(n+1) = [\mathbf{I} - \mu \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n)] \mathbf{c}(n) - \mu [\mathbf{u}(n) d^*(n) - \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{w}_0] \quad (5.21)$$

Tomando-se o valor esperado na equação acima, levando em conta a independência de $\mathbf{c}(n)$ e $\mathbf{u}(n)$, e substituindo-se $\mathbf{p}$ pelo seu valor dado por (2.13), resulta:

$$E[\mathbf{c}(n+1)] = (\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}) E[\mathbf{c}(n)] \quad (5.22)$$

Comparando-se esta equação com a (5.3), vemos que elas têm a mesma forma matemática, ou seja, o valor médio do vetor de erro dos pesos $E[\mathbf{c}(n)]$ no algoritmo LMS tem o mesmo papel do vetor $\mathbf{c}(n)$ no algoritmo de *steepest descent*. Consequentemente, o algoritmo LMS converge na média, significando que o valor esperado do erro tende a zero quando $n \rightarrow \infty$, desde que o parâmetro de passo μ satisfaça à condição (5.10). Da mesma forma como anteriormente, concluímos que quando os autovalores da matriz de correlação são espalhados, o tempo necessário para o vetor médio de pesos convergir para o valor ótimo é primariamente limitado pelos menores autovalores.

Da teoria apresentada, pode-se concluir que a velocidade de convergência depende da magnitude dos autovalores da matriz de correlação. Para matriz de correlação com autovalores dispersos, na velocidade de convergência (a partir da constante de tempo), prevalece praticamente só o efeito do menor deles, sendo maior a velocidade quanto maior for esse valor.

Efeitos do espaçamento entre elementos da rede virtual

A transformação $\mathbf{T}$ apresentada no Cap. 3 é uma transformação linear da matriz de direção $\mathbf{A}$ da rede real na matriz de direção $\mathbf{A}_v$ da rede virtual. Reproduzindo a eq. (3.5) para facilidade de entendimento, temos:

$$\mathbf{T}\mathbf{A} = \mathbf{A}_v \quad (5.23)$$

Nesse sentido, cada elemento da matriz de direção da rede virtual equivalente A_v , é uma combinação linear de elementos da matriz de direção da rede real A , sendo os coeficientes da combinação linear os valores dos elementos da matriz T . Analisando em detalhe um desses elementos, temos:

$$T_{i1}A_{11} + T_{i2}A_{21} + \dots + T_{iN}A_{N1} = A_{v,i1} \quad (5.24)$$

Vemos que o elemento da matriz A_v pode ser escrito como a soma de duas parcelas, uma que provém do elemento correspondente A_{ii} na matriz A e outra que provém dos outros elementos:

$$A_{v,i1} = T_{ii}A_{i1} + \sum_{k \neq i} T_{ik}A_{k1} \quad (5.25)$$

A segunda parcela acima leva em conta as diferenças de resposta entre as duas redes consideradas (real e virtual), englobados aí os efeitos mútuos da rede real e a diferença de fase progressiva nas duas redes devido aos diferentes espaçamentos eventualmente escolhidos. Se os espaçamentos forem iguais, então as diferenças entre as redes provêm exclusivamente dos efeitos mútuos entre os elementos da rede. Observando-se a forma (5.24), podemos afirmar que, para espaçamentos iguais entre elementos da rede real e da rede virtual, a matriz T será simétrica pois seus elementos correspondem a coeficientes de acoplamento mútuo que, em razão da propriedade de reciprocidade na rede [35], são também recíprocos. Se não forem considerados os efeitos mútuos, os coeficientes T_{ik} para k diferente de i são nulos e a matriz T é igual à matriz unitária I . Por outro lado, se os espaçamentos entre os elementos são diferentes na rede real e na rede virtual, diferenças adicionais surgirão entre os elementos, eliminando a simetria da matriz T .

Na sequência, vamos dar uma nova interpretação à matriz de transformação T , que servirá para reforçar os argumentos acima expostos. Isso será feito com a utilização da teoria de Gupta e Ksienski [7] e com a obtenção da matriz T em função de uma matriz de impedância normalizada. Os autores referidos, considerando o efeito de acoplamento mútuo, modelam em [7] a rede de antenas através de M 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 da rede. A partir daí, é calculada a expressão final da SINR. A matriz de impedância normalizada da rede é montada a partir de expressões conhecidas de impedância mútua e própria de dipolos.

Vamos considerar [7] a rede de antenas de M elementos como sendo uma rede linear e bilateral de $M+1$ acessos, respondendo a uma fonte de sinal externa como ilustrado na Fig. 5.2 . Cada porta da rede de antenas é terminada com uma impedância de carga Z_L , e a rede tem como fonte um gerador com tensão de circuito aberto V_G e impedância interna Z_G , que equivale à fonte de sinal externa. Podemos escrever as equações de Kirchhoff para a rede de $M+1$ terminais:

$$\begin{aligned} v_1 &= i_1 Z_{11} + \dots + i_j Z_{1j} + \dots + i_M Z_{1M} + i_s Z_{1s} \\ v_j &= i_1 Z_{j1} + \dots + i_j Z_{jj} + \dots + i_M Z_{jM} + i_s Z_{js} \\ v_M &= i_1 Z_{M1} + \dots + i_j Z_{Mj} + \dots + i_M Z_{MM} + i_s Z_{Ms} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Figura 5.2 – Antenas como uma rede de $N+1$ portas .

onde Z_{ij} representa a impedância mútua entre as portas (elementos da rede) i e j . Usando a relação entre corrente do terminal e impedância de carga, temos:

$$i_j = -\frac{v_j}{Z_L} \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (5.27)$$

Se todos os elementos na rede de antenas estão em aberto, ou seja, se

$$i_j = 0 \quad j = 1, 2, \dots, M \quad (5.28)$$

temos

$$v_j = v_{0j} = Z_{js} i_s \quad (5.29)$$

Substituindo-se i_j e i_s em (5.26), resulta assim:

$$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \frac{Z_{12}}{Z_L} \dots & \frac{Z_{1M}}{Z_L} \\ \frac{Z_{21}}{Z_L} & 1 + \frac{Z_{22}}{Z_L} \dots & \frac{Z_{2M}}{Z_L} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{Z_{M1}}{Z_L} & \frac{Z_{M2}}{Z_L} \dots & 1 + \frac{Z_{MM}}{Z_L} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \\ \vdots \\ v_{0M} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Ou, de forma mais compacta, usando-se notação matricial:

$$\mathbf{Z}_0 \mathbf{V} = \mathbf{V}_0 \quad (5.31)$$

Aqui $\mathbf{Z}_0$ é a matriz de impedância normalizada e $\mathbf{V}_0$ representa as tensões de circuito aberto nos terminais das antenas. Como $\mathbf{Z}_0$ é não singular, pode-se achar as tensões de saída dos elementos a partir das tensões de circuito aberto:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{V}_0 \quad (5.32)$$

Deve-se notar que a matriz $\mathbf{Z}_0$ é uma matriz de impedâncias, normalizada em relação à impedância de carga. Esta matriz funciona como uma matriz de transformação de tensões de circuito aberto em tensões nos terminais.

Por outro lado, a matriz A pode ser identificada com tensões induzidas normalizadas e, como já comentado anteriormente, cada elemento da matriz A_v é uma combinação linear de elementos da matriz A , sendo os coeficientes da combinação linear os valores dos elementos da matriz T . Por outro lado, a matriz Z_0 é um fator de transformação de tensões induzidas resultantes de soma de sinais. O vetor de tensões induzidas tem como componentes a soma de tensões relativas a cada sinal incidente, de forma que podemos escrever:

$$\begin{aligned} V &= \begin{bmatrix} \sum_i V_1(\phi_i) \\ \vdots \\ \sum_i V_M(\phi_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1(\phi_1) + V_1(\phi_2) + \dots + V_1(\phi_N) \\ \vdots \\ V_M(\phi_1) + V_M(\phi_2) + \dots + V_M(\phi_N) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} V_1(\phi_1) & V_1(\phi_2) & \dots & V_1(\phi_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_M(\phi_1) & V_M(\phi_2) & \dots & V_M(\phi_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_N = A[1]_N \end{aligned} \quad (5.33)$$

sendo $[1]_N$ o vetor coluna de dimensão $N \times 1$ com todos os elementos iguais à unidade.

Portanto

$$V = A[I]_N$$

e daí, de (5.31) resulta

$$V_0 = Z_0 A[I]_N \quad (5.34)$$

Mas, da definição (3.5) da matriz T :

$$TA[I]_N = TV = A_v[I]_N \quad (5.35)$$

Subtraindo-se (5.35) e (5.31), resulta

$$(T - Z_0)V = A_v[I]_N - V_0 \quad (5.36)$$

Segundo a hipótese de Gupta e Ksienski, o vetor de tensões em aberto V_0 nos terminais dos elementos da rede é igual à soma das tensões correspondentes aos sinais incidentes na rede na ausência de acoplamento mútuo, o que não é exatamente correto, mas configura uma boa aproximação em alguns casos. Decorre daí então que

$$A_v[I]_N = \frac{Z_L}{Z_{ii} + Z_L} V_0, \text{ e portanto}$$

$$T = \frac{Z_L}{Z_{ii} + Z_L} Z_0 \quad (5.37)$$

Este resultado está de acordo com Su, Ling [40] .

Tendo este fato em pauta, a matriz T pode ser interpretada como uma matriz normalizada de impedâncias mútuas e próprias, o que vem reforçar o comentário anterior de que os elementos de T correspondem a coeficientes de acoplamento mútuo que, em razão da propriedade de reciprocidade na rede, são também recíprocos. Vale também comentar que, se os espaçamentos entre os elementos são diferentes nas redes real e virtual, as diferenças adicionais que surgem entre os elementos, eliminando a simetria da matriz T , decorrem do fato de Z_0 não mais representar a transição, pois há necessidade de compensar os dois efeitos superpostos, e portanto não há como garantir que T seja simétrica. A Fig. 5.3 ilustra pictoricamente a evolução da matriz T para o caso abordado adiante na Tab. 5.1, com espaçamento entre elementos da rede virtual d_v progressivamente maior que d , o espaçamento entre elementos na rede real.

Realmente, percebe-se que a matriz T não mais representa somente os efeitos mútuos, pois as “distâncias” entre os elementos das redes real e virtual não são mais recíprocas, conforme ilustrado no diagrama dado na Fig. 5.4 .

Podemos então dizer que a transformação T , conforme definida em (3.5), transforma a rede real numa rede virtual. Consequentemente, esta rede virtual é igual a uma rede

ideal com a mesma geometria da rede virtual. O resultado obtido com a transformação T para uma rede virtual difere da rede ideal somente por um fator de escala e pelo erro do processo LS utilizado na referida transformação. Este fato foi observado em diversos casos simulados, assim como a semelhança entre os autovalores da matrizes de correlação respectivas dos casos ideal e virtual.

Se a transformação envolver uma mudança de geometria da rede, como por exemplo um espaçamento maior entre os elementos da rede virtual comparado com a rede real, a matriz T correspondente não mais será igual a Z_0 , como já comentado anteriormente. Neste caso podemos definir uma nova matriz X de impedância mútua equivalente através de

$$T=Z_0 X$$

Esta matriz X engloba os efeitos adicionais de transformação pela diferença de geometria entre a rede real e a rede virtual.

Desta forma, as alterações na matriz de correlação da rede virtual após a aplicação da transformação T podem ser analisadas de forma mais simples e objetiva à luz das características de uma rede ideal correspondente à geometria da rede virtual utilizada na transformação.

Observa-se, notadamente na presença de ruído ou de uma quantidade grande de sinais incidentes na rede, uma diminuição no espalhamento de autovalores (*spread*), e conseqüente aceleração da convergência, quando o espaçamento entre os elementos da rede aumenta. Este fato é observado inclusive em redes ideais, sem acoplamento mútuo. A diminuição do *spread* de autovalores da matriz de correlação para redes de espaçamento maior entre elementos, relaciona-se com a dimensão elétrica da rede e, conseqüentemente, com sua maior capacidade de discriminação de sinais através da formação de feixes de radiação mais definidos. Gupta e Ksienski [7] observam ainda que, no sentido oposto, redes de antenas adaptativas com espaçamento entre elementos menor do que $0,25\lambda$ aproximadamente, apresentam uma diminuição nos

autovalores da matriz de correlação de sinais, diminuindo assim a velocidade de convergência, o que está de acordo com nossas observações e resultados.

O que se conclui, então, é que há dois aspectos principais a serem considerados na transformação T :

1. A alteração de R em função da geometria da rede virtual e dos sinais incidentes;
2. A alteração de R a partir dos erros do processo LS que determina a matriz T , ou seja, erros decorrentes de uma distorção na matriz T .

a)

b)

c)

Figura 5.3 – Representação pictórica do módulo dos elementos da matriz de transformação T , para rede com espaçamento real 0.25λ e espaçamento da rede ideal igual a a) 0.25λ ; b) 0.3λ ; c) 0.4λ .

Figura 5.4 – Distâncias entre elementos das redes real e virtual.

Redes de elementos pouco espaçados

Redes de antenas com elementos muito próximos uns dos outros têm resolução pequena no que se refere à capacidade de formação de feixes e pontos de nulo de radiação, pois os efeitos necessários para tal não ocorrem nestes casos, já que o fator de rede é praticamente uniforme em toda a região visível. Explica-se tal fato pela pequena diferença de trajeto entre os elementos da rede a partir de um sinal incidente. No caso de uma rede adaptativa conforme a que estamos considerando, pode-se dizer que neste caso não é possível medir diferenças de trajeto que possam levar à identificação das direções de chegada de diferentes sinais. O caso limite onde o espaçamento tende a zero resulta em sinais iguais em todos os elementos e, assim sendo, não há solução para a equação de Wiener-Hopf, pois a matriz $\mathbf{R}$ torna-se singular.

Conforme mostrado por Gupta e Ksienski [8], a relação sinal-ruído mais interferência numa rede adaptativa será tanto menor quanto mais aberto for o lóbulo principal e maiores forem os lóbulos secundários do diagrama de radiação da rede convencional, o que equivale à situação de uma rede com pequeno espaçamento entre seus elementos.

A transformação de uma rede deste tipo para uma rede virtual com espaçamento maior também não leva a um resultado diferente com o algoritmo LMS, pois os sinais, mesmo transpostos para outra geometria com espaçamento maior, não contêm informação que permita identificar sua direção. Além disso, a transformação gera um erro do processo LS muito grande e não permite convergência para a solução desejada de discriminação de interferentes. Em particular, simulamos uma rede ideal com espaçamento $0,05\lambda$ entre elementos, transformada para outra rede ideal com espaçamento $0,2\lambda$, resultando num grande aumento de faixa de autovalores e, conseqüentemente, longo tempo de convergência.

II - Simulações e resultados

Como o intuito de validar a teoria e os comentários apresentados, notadamente no que se refere à dependência da velocidade de convergência do processo adaptativo LMS e do erro do processo LS com os autovalores da matriz de correlação de sinais transformados para a rede virtual, determinamos os vetores de peso usando inicialmente o mesmo caso explorado no Cap. 4, ou seja, uma rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz. As matrizes de direção em 900 MHz foram obtidas da forma já descrita. Na simulação, consideramos a incidência no plano H de sinal desejado incidente a 80° e de sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , e usamos um algoritmo adaptativo LMS para calcular o vetor de pesos ótimo. Para o caso presente, porém, fizemos variar o espaçamento da rede virtual entre $0,2\lambda$ e $0,5\lambda$ para observar e analisar os resultados de velocidade de convergência e precisão do diagrama de radiação resultante.

Em redes de antenas planares e lineares, aparecem múltiplos lóbulos de amplitude máxima quando o espaçamento entre os elementos é maior ou igual a $\lambda/2$ [35]. Os lóbulos secundários desta categoria são os chamados *grating lobes*, e ocorrem quando o espaçamento entre elementos é suficientemente grande de forma a permitir a soma em fase de campos irradiados em mais de uma direção.

Como neste trabalho nosso interesse é formar diagramas de radiação com maximização de sinal desejado proveniente de uma direção e minimização de sinais interferentes de outras direções, optamos por restringir espaçamentos ao máximo de $\lambda/2$ para evitar o aparecimento de “grating lobes”.

A Tab. 5.1 mostra alguns resultados relevantes que incluem, conforme descrito atrás, magnitudes de autovalores das matrizes de correlação de sinais originais $\mathbf{R}$ e de sinais transformados $\mathbf{R}_v$ e seus espalhamentos respectivos, erro da solução de quadrados mínimos, velocidade de convergência e discriminação de sinais interferentes para diferentes espaçamentos de elementos na rede virtual. Entre esses valores pode-se observar, em consonância com as considerações anteriores:

- O aumento da velocidade de convergência (diminuição do número de passos) com a diminuição do espalhamento de autovalores da matriz de correlação dos sinais transformados;
- O aumento do erro do processo de quadrados mínimos (5.1) com o aumento do espaçamento entre elementos da rede virtual.

A Fig. 5.5 mostra em detalhe as curvas de aprendizagem (*learning curves*) correspondentes aos casos simulados.

Com o objetivo de confirmar o comportamento observado e acima descrito, simulamos um outro caso com os mesmos elementos da rede anterior porém sendo seus elementos espaçados de $\lambda/5$. A Tab. 5.2 e a Fig. 5.6 mostram os resultados para este caso, e permitem observar conclusões equivalentes à Tab. 5.1 e à Fig. 5.5 atrás expostas.

Tabela 5.1 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , e para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente.

Espaçamento entre elementos da rede ideal (comprimentos de onda)		0,20	0,25	0,30	0,40	0,50
$\lambda_{max}(R_v)$		16,47	15,10	12,72	10,07	8,33
$\lambda_{min}(R_v)$		0,01	0,05	0,22	1,01	0,93
$\lambda_{max}(R_v) / \lambda_{min}(R_v)$		1511	299	56	10	9
μ		0,0529	0,0600	0,0643	0,0818	0,1000
$\mu_{max} = 1/\lambda_{max}(R_v)$		0,0607	0,0662	0,0786	0,0992	0,1200
erro de LS		$0,27 \times 10^{-2}$	$0,46 \times 10^{-4}$	0,04	0,29	0,42
número de passos para convergência		6.935	1.307	282	47	47
discriminação de interferentes (dB)	40°	-	47	67	87	77
	60°	-	56	67	99	58
	120°	-	51	69	91	63

$\lambda_{max}(R) = 5,72$; $\lambda_{min}(R) = 0,04$; $\lambda_{max}(R) / \lambda_{min}(R) = 143$

Cabe observar que, em cada caso explorado nas Tabs. 5.1 e 5.2, buscou-se obter a máxima velocidade de convergência, maximizando-se o parâmetro μ de acordo com a eq. 5.10. No sentido de explorar mais possibilidades ainda, obtivemos resultados com a mesma rede e com os mesmos sinais incidentes, porém acrescidos de incidência de ruído gaussiano independente em cada elemento da rede. Os resultados correspondentes estão na Tab. 5.3, e mostram o mesmo comportamento da rede em

Figura 5.5 – Curvas de aprendizagem referentes aos casos descritos na Tab. 5.1 , para redes com espaçamento entre elementos igual a $0,25\lambda$ e diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente, conforme indicado em termos de comprimento de onda.

termos dos parâmetros aqui tratados. Vale destacar que o número de passos para convergência é calculado, segundo (5.12), pelo menor autovalor da matriz de correlação dos sinais virtuais, exceto aqueles que tendem a zero e que são desprezíveis, como justificado atrás.

Simulamos também, da mesma forma, uma rede ideal com espaçamento de $\lambda/4$ entre elementos, transformada para outro valor de espaçamento na rede virtual, e verificamos um comportamento semelhante ao da rede real (ver Tab. 5.4), sendo muito próximos os respectivos resultados correspondentes de erro do processo LS e velocidade de convergência.

Tabela 5.2 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de 0.2λ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente.

Espaçamento entre elementos da rede ideal (comprimentos de onda)		0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50
$\lambda_{max}(R_v)$		19,73	16,97	14,96	12,97	9,94	8,43
$\lambda_{min}(R_v)$		$1,8 \times 10^{-3}$	0,01	0,04	0,09	0,01	0,14
$\lambda_{max}(R_v) / \lambda_{min}(R_v)$		10963	1438	369	139	82	58
μ		0,0045	0,0500	0,0560	0,0640	0,0810	0,1000
$\mu_{max} = 1/\lambda_{max}(R_v)$		0,0500	0,0580	0,0660	0,0770	0,1000	0,1180
erro de LS		$0,14 \times 10^{-2}$	$0,09 \times 10^{-3}$	0,04	0,16	0,39	0,49
número de passos para convergência		48.394	6.776	1.753	666	400	273
discriminação de interferentes (dB)	40°	-	51	58	59	61	58
	60°	-	47	50	60	55	57
	120°	-	50	48	72	58	68

$\lambda_{max}(R) = 5,00$; $\lambda_{min}(R) = 0,02$; $\lambda_{max}(R) / \lambda_{min}(R) = 250$

Destacamos que, conforme já demonstrado, neste caso:

- A matriz $T=I$ quando $d = d_v$
- A matriz de correlação R_v resulta diferente do caso da rede real, já que na rede ideal não existem efeitos mútuos. Consequentemente, os autovalores de R e R_v numa rede ideal mudam em relação à rede real

Figura 5.6 – Curvas de aprendizagem referentes aos casos descritos na Tab. 5.2, para redes com espaçamento igual a 0.20λ e diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente, conforme indicado.

Para completar a análise dos resultados atrás apresentados, faz-se necessário no entanto avaliar a qualidade do produto final do processo, que é a discriminação dos sinais interferentes, descrita pelo respectivo diagrama de radiação. Neste sentido, foi feita esta avaliação para cada caso tratado nas Tabs. 5.1 e 5.2, sendo os resultados de discriminação constantes das respectivas tabelas, e alguns diagramas de radiação ilustrados nas Figs. 5.7 e 5.8. A exemplo do que foi usado nos capítulos anteriores, os diagramas de radiação foram gerados usando-se o método dos momentos.

Observa-se que os valores de discriminação constantes das Tabs. 5.1 e 5.2 estão em geral acima de 40 dB para estes casos, mostrando que é sempre atingido o objetivo de discriminar os sinais interferentes para os espaçamentos de rede utilizados.

Tabela 5.3 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente. Ruído gaussiano independente incidente em cada elemento da rede, 40 dB abaixo do nível médio dos sinais.

Espaçamento entre elementos da rede ideal (comprimentos de onda)		0,25	0,30	0,40	0,50
$\lambda_{max}(R_v)$		14,90	13,42	10,29	8,22
$\lambda_{min}(R_v)$		0,05	0,22	0,95	0,90
$\lambda_{max}(R_v) / \lambda_{min}(R_v)$		292	60	11	9
μ		0,0529	0,0643	0,0750	0,0900
$\mu_{max} = 1/\lambda_{max}(R_v)$		0,0671	0,0745	0,0971	0,1215
erro de LS		$0,46 \times 10^{-4}$	0,04	0,29	0,42
número de passos para convergência		1.479	276	53	46
discriminação	40°	42	32	56	32
de	60°	52	40	33	22
interferentes (dB)	120°	26	26	42	22

$\lambda_{max}(R) = 5,72$; $\lambda_{min}(R) = 0,04$; $\lambda_{max}(R) / \lambda_{min}(R) = 143$

Como verificação adicional, processamos um dos casos anteriores com a solução de Wiener dada por (2.16), e o resultado para $d = d_v = \lambda/4$ ilustrado na Fig. 5.9 mostra uma quase coincidência de diagramas de radiação com o uso da transformação T . A mesma tendência foi observada para todos os outros valores de d_v utilizados. Os valores específicos de discriminação dos sinais interferentes são próximos daqueles relativos à transformação para rede ideal seguida de processo adaptativo LMS, conforme pode ser observado na própria Fig. 5.9.

Figura 5.7 – Diagramas de radiação resultantes de processamento adaptativo dos casos descritos na Tab. 5.1 . São indicados os valores de espaçamento na rede ideal equivalente, em termos de comprimentos de onda.

Figura 5.8 – Diagramas de radiação resultantes de processamento adaptativo dos casos descritos na Tab. 5.2 . São indicados os valores de espaçamento na rede ideal equivalente, em termos de comprimentos de onda.

Dos dados obtidos até o presente momento e explorando-se uma faixa de variação de espaçamento de rede virtual que seja útil na prática, ou seja, até $0,5\lambda$ para não resultar num diagrama final multilobulado, resulta que, com espaçamento de rede virtual menor do que o real, a convergência é muito lenta. Já com espaçamento de rede virtual maior que a real, a velocidade de convergência pode aumentar progressivamente.

Por outro lado, a partir das simulações realizadas, o erro decorrente da solução da matriz de transformação pelo método dos mínimos quadrados (LS) tem um valor mínimo quando o espaçamento escolhido para a rede virtual é igual ao espaçamento da rede real (para redes lineares), situação que geralmente não corresponde à maior velocidade de convergência, e este erro está diretamente ligado à qualidade do diagrama como já mostrado, pois erro do processo LS significa um desvio dos dados originais.

Examinando, porém, as diversas simulações apresentadas neste Capítulo, podemos concluir que:

- Erros do processo LS até da ordem de 0,5 , da forma como definido em (5.1), são aceitáveis do ponto de vista de formação de diagrama de radiação desejado;
- Para casos com mais de um sinal incidente, redes com espaçamentos maiores entre elementos (até $0,5\lambda$) tendem a gerar matriz de correlação de sinais com faixa de autovalores menor, permitindo maior velocidade de convergência com o algoritmo LMS. Este fato está de acordo com o que foi comentado atrás, no item “Efeitos do espaçamento entre elementos da rede virtual”.

Tabela 5.4 – Resultados de processamento adaptativo para rede de 5 dipolos paralelos espaçados de $\lambda/4$ em 900 MHz, para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , considerando ausência de acoplamento mútuo (rede ideal), para diferentes valores de espaçamento na rede ideal equivalente.

Espaçamento entre elementos da rede ideal (comprimentos de onda)		0,25	0,30	0,40	0,50
$\lambda_{max} (R_v)$		11,26	10,74	8,54	7,29
$\lambda_{min} (R_v)$		0,04	0,19	0,85	0,72
$\lambda_{max} (R_v) / \lambda_{min} (R_v)$		256	58	10	10
μ		0,0750	0,0750	0,1000	0,1000
$\mu_{max} = 1/\lambda_{max} (R_v)$		0,0888	0,0931	0,1171	0,1371
erro de LS		$0,12 \times 10^{-4}$	0,04	0,29	0,43
número de passos para convergência		1.210	285	45	53
discriminação	40°	36	37	10	12
de	60°	28	27	14	21
interferentes (dB)	120°	30	39	14	18
$\lambda_{max} (R) = 11,26$; $\lambda_{min} (R) = 0,04$; $\lambda_{max} (R) / \lambda_{min} (R) = 281$					

Concluindo, neste Capítulo relacionamos a velocidade de convergência e a precisão da solução com o erro da solução no método LS e, desta forma, mostramos que, quando os autovalores da matriz de correlação são muito espalhados, o tempo de convergência do algoritmo é limitado pelos menores autovalores. Para matriz de correlação com autovalores dispersos, na velocidade de convergência prevalece praticamente só o efeito do menor deles. Mostramos ainda o efeito sobre o diagrama de radiação resultante com a aplicação dos pesos calculados adaptativamente, mais especificamente a discriminação, e simulamos diversos casos de redes reais e ideais, mostrando a validade das teorias e conclusões apresentadas.

Desta forma, temos de lidar com diferentes resultados de interesse como velocidade de convergência e a qualidade do resultado final, a qual em nosso caso pode ser medida através do diagrama de radiação resultante com a aplicação dos pesos

calculados adaptativamente, mais especificamente a discriminação, ou, equivalentemente, através do desajustamento ou, ainda, de acordo com alguma métrica a ser estabelecida através dos pesos propriamente ditos.

Figura 5.9 - Diagramas de radiação no plano horizontal para rede de 5 elementos espaçados de $\lambda/4$, adaptados para sinal incidente na direção 80° e sinais interferentes a 40° , 60° e 120° , segundo solução de Wiener _____ e via transformação T -----.

6. NOVAS CONFIGURAÇÕES DE REDES DE ANTENAS COM ACOPLAMENTO REDUZIDO

Neste Capítulo mostramos o desenvolvimento e a descrição de propostas para redução de acoplamento entre elementos de uma rede de antenas e suas vantagens. Este conteúdo relaciona-se com um artigo aceito e publicado em anais de congresso internacional [29] realizado em 2003, e aborda novos detalhes e conclusões que foram alcançadas mais recentemente.

Nosso plano é explorar as propriedades das redes apresentadas e destacar as vantagens de sua utilização tanto em redes de antenas convencionais quanto em redes de antenas inteligentes. Mostramos aqui que é possível controlar o nível de lóbulos secundários numa rede, porém o ponto mais importante a ser destacado é o impacto da diminuição do acoplamento devido à nova configuração de rede na melhoria de precisão de determinação de direção de chegada e de características de adaptação de pesos em algoritmos adaptativos. Entre outras aplicações, este aspecto pode ser importante em terminais móveis, onde é necessário ter uma rede com número reduzido de elementos [43] e um espaçamento pequeno entre eles.

I. Introdução

Levando-se em consideração que nas antenas diretivas é usual buscar-se sempre a obtenção do binômio máxima diretividade e mínimo nível de lóbulos secundários, é desejável que se encontre uma nova solução que, com as mesmas antenas, permita obter diretividade maior e nível de lóbulos secundários menor que aqueles obtidos em configurações convencionais de redes de antenas. Esta necessidade foi detectada pelo autor durante seu trabalho na Brasilsat SA, fabricante de antenas no Brasil, em face de normas da Telebrás sobre antenas de VHF que estabeleciam valores dos parâmetros das redes que não seriam atingidos facilmente numa configuração convencional. Como decorrência deste desenvolvimento, foi depositada junto ao INPI – Instituto Nacional de Propriedade Industrial, uma solicitação de Patente de Invenção [30].

Neste trabalho mostramos que é possível obter um grau de liberdade a mais na configuração da geometria de uma rede de antenas, o que permite controlar de forma mais efetiva parâmetros característicos da rede tais como nível de lóbulos laterais, ângulo de meia potência, diretividade e impedância mútua. Estes resultados são de aplicação geral em diversos tipos de antenas, inclusive em redes inteligentes de antenas, onde é importante prever com precisão as características mencionadas.

Apresentamos a seguir as redes inclinadas de antenas, ilustradas na Fig. 6.1. No Apêndice II são apresentados os fundamentos e a teoria básica correspondente. Chamaremos estas configurações de redes “Z”, porque sua forma lembra o desenho da letra Z. Mostraremos também uma geometria relacionada em configuração “V”. O ângulo ϕ_l com o eixo x é denominado *ângulo de inclinação* ou de *tilt* e não deve ser confundido com o ângulo de *downtilt* vertical usado em sistemas de cobertura radio. A Fig. 6.1 representa redes de elementos Yagi com seus respectivos eixos na direção z , vistas no plano xy para as configurações mencionadas, assim como uma vista em perspectiva da rede “Z”. Comparando-se com redes em configuração convencional, as vantagens observadas podem ser resumidas como segue: 1 – obter de forma flexível, através de ajustes no ângulo de inclinação lateral ϕ_l , nulos de radiação em qualquer direção desejada assim como nível de lóbulo secundário mais baixo em planos determinados, o que só seria possível em configurações convencionais através de ajuste de espaçamento entre elementos e fase de correntes; 2 – obter menor acoplamento entre elementos da rede, quando comparado com redes de configuração convencional com elementos paralelos e alinhados. Esta pode ser uma vantagem em redes adaptativas, onde o acoplamento mútuo sempre contribui para a degeneração de resultados no que concerne à impedância mútua, ao diagrama de radiação individual dos elementos e à determinação de DOA. Apresentamos a seguir alguns resultados e aplicações.

Figura 6.1(a) Redes de antenas Yagi.

Rede convencional

Figura 6.1 (b) Redes de antenas Yagi.

Controle de nível de lóbulo secundário

O efeito de se impor um nulo de radiação numa determinada direção está detalhado no Ap. II. Vamos aqui aplicar a técnica ali descrita a um exemplo de rede de quatro Yagis, cada uma composta de cinco dipolos lineares, com ângulo de inclinação ótimo para provocar um nulo de radiação a $\theta = 24^\circ$ no plano xz . Os elementos Yagi estão posicionados conforme Fig. 6.1, com máximo de radiação na direção z , que corresponde a $\theta = 0^\circ$. De acordo com a eq. (10) do Ap. II, para $d = 0,4\lambda$ isto resulta em $\phi_l = 38.7^\circ$. A Fig. 6.2 mostra os resultados de simulação comparados com a rede convencional onde $\phi_l = 90^\circ$. Conforme pode ser visto, a configuração Z permite obter nível de lóbulo lateral reduzido no plano xz quando comparado com a configuração convencional.

Figura 6.2. Diagramas de radiação para uma rede de 4 Yagis com $d = 0,4\lambda$:
 ----- $\phi_l = 90^\circ$ (convencional); $\phi_l = 38.7^\circ$ _____ (rede Z proposta); plano xz (plano E), em função do ângulo θ com o eixo z .

Diagrama de radiação da rede obtido a partir do fator de rede ideal

Usando-se uma rede de nove Yagis com meio espaçamento igual a $0,35\lambda$, com somente o elemento central excitado (5º elemento), e comparando-se com o caso de um elemento isolado, podemos verificar, conforme mostrado na Fig. 6.3 para o plano yz , que os diagramas de radiação para diversos ângulos de inclinação se aproximam do diagrama de uma antena isolada à medida que reduzimos o ângulo de tilt, novamente em virtude de um menor acoplamento.

Esta observação pode ser justificada a partir dos valores de impedância mútua para dipolos em *echelon* [35], que diminuem com o ângulo ϕ . Tendo em vista esse comportamento e o resultado anterior, comparamos na Fig. 6.4 os diagramas de radiação para uma rede de nove elementos Yagi com meio espaçamento igual a $0,35\lambda$ e com todos os elementos igualmente espaçados e ângulo de inclinação de 15° , com resultados calculados a partir de multiplicação com diagramas individuais e fator de rede ideal. Aqui se pode perceber mais uma vez que, com um ângulo de inclinação pequeno, o diagrama da rede se aproxima do diagrama real.

Dessa forma, podemos concluir que é possível sintetizar diagramas de radiação de redes de antenas reais sem se considerar acoplamento mútuo, desde que se utilizem as configurações propostas.

Comparação de diagramas de redes Z e V

A Fig. 6.5 mostra diagramas de radiação para as configurações propostas e ângulo de inclinação 15° . Percebe-se que, no plano xz , a rede Z apresenta um efeito de rede mais forte, e a rede V um menor efeito com diferentes posições de máximos e mínimos de radiação devido à geometria diferente e, consequentemente, diferentes composições de fase dos campos produzidos por cada elemento da rede. As diretividades das redes Z e V são praticamente iguais.

Figura 6.3. Diagramas de radiação de uma antena Yagi na presença de outras 8 antenas similares com $d = 0,35\lambda$: $\phi_l = 90^\circ$; -.-.-. $\phi_l = 45^\circ$; _____ $\phi_l = 15^\circ$; ----- Yagi simples; plano yz.

Figura 6.4. Diagramas de radiação de uma rede Z de 9 Yagis com $d = 0,35\lambda$ e $\phi_l = 15^\circ$; _____ calculado com fator de rede ideal ; ----- exato, em função do ângulo θ com o eixo z.

Comparando-se essas duas configurações, podemos concluir que:

- No plano xz , o lóbulo principal do diagrama de radiação da rede Z é mais estreito que o da rede V, em virtude de menor abertura segundo o eixo x ;
- As dimensões das referidas redes para os casos apresentados são, para a rede Z, iguais a 5.9λ na dimensão maior e área $8.5\lambda^2$. Para a rede V, resulta 5.4λ na dimensão maior e área $6.4\lambda^2$, mostrando que a configuração V pode ser preferida quando houver alguma limitação de espaço físico;
- É possível configurar a rede V, apresentada na Fig. 6.1, com polarização girada de 90° , ou seja, com os elementos da rede nas mesmas posições porém rotacionados de 90° e paralelos ao eixo y . Neste caso, entretanto, aumenta o nível de lóbulos secundários no plano H.

Determinação de direção de chegada (DOA)

No intuito de verificar uma aplicação do efeito de desacoplamento nas redes Z e suas congêneres, simulamos a determinação de DOA num caso típico de uma rede de dipolos, comparando os resultados nos casos de utilização de rede convencional e de rede Z.

É sabido [10] que o algoritmo MUSIC para determinação de DOA, descrito no Apêndice III deste trabalho, é sensível à correlação entre sinais, pois seu espectro é calculado através dos vetores de direção que consideram a rede ideal, onde não existe acoplamento entre seus elementos. Neste sentido, existe uma degradação na determinação de DOA dos sinais incidentes na rede. Aplicamos então o algoritmo MUSIC para determinação de DOA de sinais incidentes a uma rede de 5 dipolos de meia onda espaçados de $0,5\lambda$, na configuração convencional ($\phi_l = 90^\circ$) e em configuração inclinada Z com $\phi_l = 37^\circ$, esta última conforme mostrado na Fig. 6.6.

Figura 6.5. Diagramas de radiação de redes de 9 Yagis com $\phi_l = 15^\circ$ e $d = 0,35\lambda$:
 ----- rede Z ; _____ rede V ; plano xz .

Figura 6.6 – Rede de dipolos em configuração Z, com os elementos no plano xz.

A Fig. 6.7 mostra o espectro MUSIC considerando a rede ideal em configuração convencional, onde se vê que sinais a 40° e 60° são determinados de forma precisa. A Fig. 6.8 mostra os resultados correspondentes numa rede real, com valores de DOAs iguais a 39° e 58° para a rede Z, e 47° e 61° respectivamente para a configuração de rede convencional, sendo a busca do algoritmo MUSIC feita com intervalo de 1° . Este exemplo permite observar a melhoria na precisão de determinação de DOA com o uso da rede Z. Para ilustrar mais ainda este fato, simulamos um outro caso com a mesma rede, agora com sinais incidentes a 60° , 120° e 160° .

Figura 6.7 – Espectro MUSIC numa rede convencional de antenas ideais, sem acoplamento, com espaçamento entre elementos igual a $0,5\lambda$, para sinais incidentes a 40° e a 60° .

Figura 6.8 – Espectro MUSIC numa rede real, com espaçamento entre elementos igual a $0,5\lambda$, em configuração convencional----- e em configuração inclinada Z_____, para sinais incidentes a 40° e a 60° .

A Fig 6.9 mostra os resultados para uma rede ideal, e a Fig. 6.10 para as redes reais, onde se identificam sinais a 60° , 122° e 160° com a rede Z, e 61° , 119° e 156° respectivamente com a rede convencional. Aqui se percebe, além da imprecisão na determinação das DOAs dos sinais na rede convencional, o efeito de não ortogonalidade entre vetores de direção e autovetores de ruído, pois o espectro não é maximizado como na configuração Z.

Podemos então concluir neste item que a configuração Z tem importante aplicação em sistemas que usam processamento de sinais para determinação de DOA como o MUSIC ou outro congênere, pois permite obter melhor precisão de determinação de DOA devido à redução do acoplamento mútuo.

Figura 6.9 – Espectro MUSIC numa rede convencional de antenas ideais, sem acoplamento, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , para sinais incidentes a 60° , 120° e a 160° .

Figura 6.10 – Espectro MUSIC numa rede real, com espaçamento entre elementos igual a 0.5λ , em configuração convencional----- e em configuração inclinada Z_____, para sinais incidentes a 60° , 120° e a 160° .

CONCLUSÕES

Este trabalho abordou o impacto da utilização de antenas reais no desempenho de sistemas de antenas inteligentes, levando em conta todas as características intrínsecas como acoplamento mútuo e diagramas de radiação reais dos elementos que formam as redes.

Iniciando com a teoria fundamental e as ferramentas básicas de tratamento de sinal em redes inteligentes e a influência de acoplamento mútuo nos resultados advindos do processamento adaptativo, foi apresentado um método de processamento em rede ideal equivalente e uma solução para formação de feixe em enlace de descida em sistemas de telefonia celular.

As técnicas propostas, que incluem transformação de rede real em rede ideal, foram a seguir analisadas no que tange aos erros relacionados aos processos, e investigada a dependência de velocidade de convergência e dos erros resultantes nos processos citados em função da escolha da geometria da rede ideal.

Foi ainda apresentada uma nova configuração de rede com diminuição de acoplamento mútuo, e investigada a melhoria de características como nível de lóbulos laterais e a precisão de determinação de DOA em redes de antenas inteligentes.

As principais contribuições deste trabalho foram as seguintes:

1. Obtenção de solução para formação de feixe em enlace de descida com pesos adaptados numa rede inteligente a partir de processo adaptativo no enlace de subida, utilizando-se uma transformação de rede real em rede ideal. O método pode ser usado para analisar redes de qualquer geometria que são convertidas em redes lineares ideais. Permite também sintetizar qualquer diagrama de radiação numa rede ideal e a partir daí achar os pesos correspondentes.

O método proposto permite ainda o uso de qualquer algoritmo de processamento de sinal na rede ideal e depois a conversão dos resultados de volta à rede real.

2. Análise de erros relacionados aos processos de transformação de rede real em rede ideal e seu relacionamento com velocidade de convergência quando os dados são processados por método adaptativo. Mostramos que, no tempo de convergência do algoritmo, prevalece o efeito de espalhamento dos autovalores da matriz de correlação. Isto nos leva a concluir que, do ponto de vista da velocidade de convergência, existe uma clara vantagem de se trabalhar com sinais na rede virtual. Esta análise permitiu um diagnóstico quanto aos resultados esperados, limitações e características, e levou a um melhor entendimento do processo e seu emprego.

3. Apresentação de nova configuração de rede com diminuição de acoplamento mútuo, investigando a melhoria de características de adaptação de pesos em algoritmos adaptativos. O ponto mais importante deste item é a relação da redução do acoplamento (devido à nova configuração de rede) com a melhoria de características de determinação de DOA. Entre outras aplicações, este aspecto pode ser importante em terminais móveis, onde é necessário um espaçamento pequeno entre elementos e uma rede com número reduzido de elementos.

Com relação a futuros desenvolvimentos no âmbito dos assuntos explorados neste trabalho, consideramos relevantes investigações adicionais nos seguintes aspectos:

- Extensão da técnica de transformação em rede ideal para sistemas adaptativos em banda larga;
- Estabelecimento de uma relação direta entre características de diagramas de radiação e matriz de transformação;
- Investigações adicionais sobre características e aplicações de redes Z ;
- Extensão de análise de origem e propagação de erros do processo LS.

LISTA DE REFERÊNCIAS

- 1 APPLEBAUM, S.P. Adaptive Arrays. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. AP-24, p. 585-598, Sept.1976.
- 2 WIDROW, B. et al. Adaptive antenna systems. **Proc. IEEE**, v. 55, p.2143-2158, Dec. 1967.
- 3 GABRIEL, W. F. Adaptive arrays - An introduction. **Proc. IEEE**, v. 64, p.239-272, Feb. 1976.
- 4 LIBERTI JR., J. C. ; RAPPAPORT, T. S. **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and third generation CDMA applications**. New Jersey: Prentice Hall,1999.
- 5 GODARA, L.C. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam Forming and Direction -of-Arrival Considerations. **Proceedings of the IEEE**, v.85, p. 1195-1245, Aug. 1997.
- 6 KOHNO, R. Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array. **IEEE Personal Communications**, p. 28-35, Feb. 1998.
- 7 GUPTA, I. J.; KSIENSKI, A. A. Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays. **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, v. 31, p. 785-791, Sept. 1983.
- 8 GUPTA, I. J.; KSIENSKI, A. A. Dependence of adaptive array performance on conventional array design. **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, v. 30, p. 549-553, July 1982.
- 9 COMPTON JR, R.T. A Method of Choosing Element Patterns in an Adaptive Array. **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, v. 30, p. 489-493, May 1982.
- 10 SHAN, T. et al. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals. **IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing**, v. ASSP-33, n. 4, p.860-811, Aug 1985.
- 11 LEOU, M. L et al. Bearing estimations with mutual coupling present. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. 37, p. 1332-1335, Oct. 1989.
- 12 SARKAR, T. K.; SANGRUJI, N. An adaptive nulling system for a narrow-band signal with a look-direction constraint utilizing the conjugate gradient method. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. 37, p. 940-944, July 1989.
- 13 FRIEDLANDER, B.; WEISS, A. J. Direction finding in the presence of mutual coupling. **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, v. 39, p. 273-284, Mar. 1991.

- 14 PASALA, K. M.; FRIEL, E. M Mutual coupling effects and their reduction in wideband direction of arrival estimation. **IEEE Trans. Aerosp.Electron. Syst**, v. 30, p. 1116-1122, Oct. 1994.
- 15 ADVE, R. S.; SARKAR, T. K. Compensation for the effects of mutual coupling on direct data domain adaptive algorithms. **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, v. 48 n. 1, p. 86-95, Jan.2000.
- 16 KIM, K.et al . Adaptive processing using a single snapshot for a nonuniformly spaced array in the presence of mutual coupling and near-field scatterers. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. 50 n. 5, p.582-590, May 2002.
- 17 DANDEKAR, K. R.et al . Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications. **IEEE Trans. Wir. Commun.**, v. 1 n. 3, p.480-487, July 2002.
- 18 FREESE, J. et al. Semi-circular array antennas for DOA-estimation and beamforming. In: IEEE AP-S INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Monterey, California, USA,2004. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,2004.
- 19 PERRI, E. B. ; TRINTINALIA, L. C. Downlink Radiation Pattern in Adaptive Array with Mutual Coupling. In: IEEE AP-S INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Monterey, California, USA,2004. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,2004.
- 20 WANG, H.; KAVEH, M. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources. **IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing**, v. ASSP-33, n. 4, p.823-831, Aug 1985.
- 21 WANG, H.; KAVEH, M. Estimation of angles-of-arrival for wideband sources. In: ICASSP CONFERENCE, p. 7.5.1 - 7.5.4,1984. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,1984.
- 22 WAX, M. et al. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods. **IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing**, v. ASSP-32, n. 4, p.817-827, Aug 1984.
- 23 FRIEDLANDER, B.; WEISS, A. J. Direction finding for wide-band signals using an interpolated array. **IEEE Trans. Signal Proc.**, v. 41, n. 4, p.1618-1634, Apr. 1993.
- 24 DORON, M. A et al. Coherent wide-band processing for arbitrary array geometry. **IEEE Trans. Signal Proc.**, v. 41 n. 1, p.414-417, Jan. 1993.
- 25 DORON, M.; WEISS, A J.On focusing matrices for wide-band array processing. **IEEE Trans. Signal Proc.**, v. 40, n. 6, p.1295-1302, June 1992.

- 26 DI CLAUDIO, E.; PARISI, R. WAVES: weighted average of signal subspaces for robust wideband direction finding. **IEEE Trans. Signal Proc.**, v. 49, n. 10, p.2179-2191, Oct 2001.
- 27 AGRAWAL, M.; PRASAD, S. Broadband DOA estimation using spatial-only modeling of array data. **IEEE Trans. Signal Proc.**, v. 48, n. 3, p.663-670, Mar 2000.
- 28 FERNÁNDEZ-RECIO, R. et al. A broadband solution to estimate DOA using an interpolation technique. In: IEEE AP-S INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Monterey, California, USA,2004. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,2004.
- 29 PERRI, E. B.; TRINTINALIA, L. C. Secondary Lobe Level Control in Antenna Arrays. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, Foz do Iguaçu,2003, p. 845-850. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,2003.
- 30 BRASILSAT SA . PERRI , E. B. **Aperfeiçoamentos em Redes de Antenas**. Depósito de Patente no. 000202 do INPI, 18/6/1986.
- 31 TOYAMA, N. A simple method of reducing grating lobes. In: IEEE AP-S INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Monterey, California, USA,2004. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,2004.
- 32 HAYKIN, S. **Adaptive filter theory**, 4th. Ed. New York:Pearson,1996.
- 33 WINTERS, J. H. et al. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. **IEEE Trans. Commun.**, v. 42, p.1740-1751, Apr. 1994.
- 34 JENG, S. et al. Experimental evaluation of smart antenna system performance for wireless communications. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. 46, p. 749-757, June 1998.
- 35 BALANIS, C. **Antenna Theory**. New York: John Wiley & Sons,1997.
- 36 SUPERNEC, version 2.5 . Poynting Software Pty Ltd., 2004. Conjunto de programas.
- 37 SARKAR,T. K. et al **Smart Antennas**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- 38 HAYKIN, S. **Introduction to Adaptive Filters**. Houndmills: MacMillan,1984.
- 39 WIDROW, B. et al. Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter. **Proc. IEEE**, v. 64 n. 8, p.1151-1162, Aug 1976.

- 40 SU, T. ; LING , H. On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 28 n. 4, p.231-237, Feb 20 2001.
- 41 HORN, R; JOHNSON, C. **Matrix Analysis**. Cambridge:Cambridge University Press,1985.
- 42 SCHELKUNOFF, S.; FRIIS, H. **Antennas Theory and Practice**: New Jersey: John Wiley & Sons,1952.
- 43 ROGIER,H. ; ZUTTER, D. Beamforming strategies for compact arrays in mobile terminals using the exact active element pattern method. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 35 n. 3, p.201-203, Nov. 5 2002.
- 44 RONG, Z. ; RAPPAPORT, T. S. Simulation of Multitarget Adaptive Algorithms for Wireless CDMA Systems. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONF.,p. 1-5,1997. **Proceedings**. Piscataway:IEEE,1997.
- 45 HARRINGTON R. **Field Computation by moment methods**. New York: McGraw-Hill,1961.
- 46 GODARA, L.C. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement Feasibility and System Considerations. **Proceedings of the IEEE**, v.85, p. 1031-1060, July 1997.
- 47 WINTERS, J. H. Smart Antennas for Wireless Systems. **IEEE Personal Communications**, p. 23-27, Feb. 1998.
- 48 YEH, C. et al. Bearing estimations with mutual coupling present. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, v. 37, p.1332-1335, Oct. 1989.

APÊNDICE I

CONVERSÃO DE PESOS PARA OUTRA FREQUÊNCIA EM REDES REAIS

Com referência à técnica apresentada no Cap. 4 e utilizando as matrizes de direção da rede real em duas frequências diferentes, é possível efetuar o cálculo direto dos pesos na segunda frequência. Embora o objetivo principal deste trabalho não esteja direcionado para este tipo de solução, julgamos importante constatar essa possibilidade, o que está demonstrado a seguir.

Segundo o método de transposição de pesos para uma nova frequência utilizado neste trabalho e descrito no Cap. 4, são usadas três transformações sobre os sinais recebidos pela rede: a transformação T referente à frequência original do sinal, uma transformação S no plano ideal para a nova frequência, e depois a transformação T' para obter os pesos na nova frequência. Vamos então calcular o efeito total dessas transformações sobre os pesos.

Definimos inicialmente a matriz de transformação S de sinais na rede ideal entre duas frequências, para uma diagrama de radiação constante:

$$S \mathbf{u}_v = \mathbf{u}'_v \quad (1)$$

onde

$\mathbf{u}_v$ = vetor de dados numa rede virtual ideal, relativo ao sinal recebido no enlace de subida

$\mathbf{u}'_v$ = vetor de dados numa rede virtual ideal, relativo ao sinal no enlace de descida, em nova frequência

Tendo em vista a definição de matriz de direção dada nos Caps. 3 e 4, resulta $SA_v = A'_v$, sendo

A_v = matriz de direção ideal na frequência original

A'_v = matriz de direção ideal na nova frequência

Como o diagrama de radiação deve se manter, temos de (4.1)

$$\mathbf{w}'^H \mathbf{A}'_v = \mathbf{w}_v^H \mathbf{A}_v \quad (2)$$

e daí resulta

$$\mathbf{w}_v^H = \mathbf{w}'^H \mathbf{S} \quad (3)$$

onde

$$\mathbf{S} = \mathbf{A}'_v \mathbf{A}_v^H \left(\mathbf{A}_v \mathbf{A}_v^H \right)^{-1} \quad (4)$$

A partir da eq. (3.14) e usando-se (3), resulta:

$$\mathbf{w}'^H = \mathbf{w}'^H \mathbf{T}' = \mathbf{w}_v^H \mathbf{S}^+ \mathbf{T}' = \mathbf{w}^H \mathbf{T}^+ \mathbf{S}^+ \mathbf{T}' \quad (5)$$

e chamando-se

$$\mathbf{M}^+ = \mathbf{T}^+ \mathbf{S}^+ \mathbf{T}' \quad (6)$$

onde $\mathbf{M}^+$ indica pseudoinversa da matriz $\mathbf{M}$, a matriz de transformação global sobre os pesos, resulta ainda:

$$\mathbf{w}'^H = \mathbf{w}^H \mathbf{M}^+ \quad (7)$$

Comparando-se com (3.12) e (3.14), resulta

$$\mathbf{u}' = \mathbf{M} \mathbf{u} \quad (8)$$

sendo

$$\mathbf{M} = \mathbf{T}^+ \mathbf{S} \mathbf{T} \quad (9)$$

Podemos, então, finalmente explicitar $\mathbf{M}$ em função das matrizes de direção reais nas duas frequências, substituindo-se (3.11) e (4) em (9):

$$\mathbf{M} = \mathbf{A}' \mathbf{A}^H \left(\mathbf{A} \mathbf{A}^H \right)^{-1} \quad (10)$$

APÊNDICE II

REDES DE ANTENAS COM ACOPLAMENTO REDUZIDO (REDES “Z”)

I. Aspectos teóricos

As redes de duas ou mais antenas suportadas mecanicamente por torres ou postes são normalmente dispostas na vertical, caso em que as antenas são chamadas “empilhadas”; ou na horizontal, quando são colocadas lado a lado. Esta última situação se encontra ilustrada na Fig. 1a, que mostra, para efeito de exemplo, uma rede de duas antenas tipo “Yagi-Uda” em polarização vertical, montadas de tal forma que o eixo do mastro de sustentação e o eixo do suporte das antenas são perpendiculares.

Figura 1. Rede de duas antenas tipo “Yagi-Uda” em polarização vertical com: a) ângulo ϕ_1 entre o poste e o suporte das antenas igual a 90° ; b) ângulo ϕ_1 entre o poste e o suporte das antenas diferente de 90° .

Para efeito de desenvolvimento da teoria necessária a esta apresentação, consideremos de início uma rede de duas antenas isotrópicas e pontuais, situada simetricamente em relação ao centro do sistema de coordenadas conforme Fig. 2. As coordenadas dos elementos da rede são

$$\begin{aligned} \text{elemento 1:} & \quad (-d \cos \phi_1, -d \sin \phi_1) \\ \text{elemento 2:} & \quad (d \cos \phi_1, d \sin \phi_1) \end{aligned}$$

Portanto, os versores de posição dos elementos são

$$\hat{d}_1 = -(\hat{x} \cos \phi_l + \hat{y} \sin \phi_l)$$

$$\hat{d}_2 = (\hat{x} \cos \phi_l + \hat{y} \sin \phi_l)$$

Figura 2. Geometria proposta para redes de duas antenas, com ângulo de posicionamento relativo ϕ_l .

Um ponto na região distante da rede pode ser dado pelas distâncias até cada elemento respectivo:

$$\begin{aligned} R_1 &= (d^2 + r^2 - 2dr \cos \alpha)^{1/2} \cong r - d \cos \beta \\ R_1 &\cong r - d \cos(\pi - \alpha) = r + d \cos \alpha \\ R_2 &\cong r - d \cos \alpha \end{aligned} \tag{1}$$

$$\cos \alpha = (\mathbf{r} / r) \cdot \hat{d}_1 = (-x \cos \phi_l - y \sin \phi_l) / r$$

Sendo α o ângulo entre $\mathbf{r}$ e $\mathbf{d}_1$, e β o ângulo entre $\mathbf{R}_1$ e $-\mathbf{d}_1$. Particularizando-se para os planos verticais principais onde serão examinados os diagramas de radiação, temos os seguintes resultados:

Plano xz

Neste plano resulta

$$\cos\alpha = -\cos\phi_l \sin\theta \quad (2)$$

Considerando-se a alimentação igual nas duas antenas, a soma normalizada dos campos no ponto distante r fica, usando valores de R_1 e R_2 dados em (1):

$$\begin{aligned} E &\cong e^{-jkr} \cdot (e^{jkdcos\phi_l \sin\theta} + e^{-jkdcos\phi_l \sin\theta}) \\ E &\cong 2e^{-jkr} \cos(kdcos\phi_l \sin\theta) \end{aligned} \quad (3)$$

Para o caso de rede convencional com $\phi_l = 90^\circ$, resulta :

$$E_{conv} \cong 2e^{-jkr}$$

Plano yz

De forma análoga à anterior, resulta a soma normalizada dos campos no ponto distante r :

$$E \cong 2e^{-jkr} \cos(kdsen\phi_l \sin\theta) \quad (4)$$

Para o caso convencional, fica

$$E_{conv} \cong 2e^{-jkr} \cos(kdsen\theta)$$

Conclui-se assim que o fator de rede convencional se altera de acordo com a distância $dcos\phi_l$ no plano xz e $dsen\phi_l$ no plano yz, ou seja, que os resultados de intensidade de campo total são equivalentes aos de uma rede com espaçamento menor entre seus elementos. Isto significa que, no plano xz, aparece o efeito de um fator de rede que inexistia na rede convencional quando $\phi_l = 90^\circ$, o que influirá no nível de lóbulos laterais neste plano. Da mesma forma, no plano yz aparece a influência deste fator no nível de lóbulos laterais.

Interessa-nos particularmente explorar o impacto da nova configuração de rede nos seguintes parâmetros: nível de lóbulos laterais, ângulo de meia potência, diretividade e impedância mútua.

A Fig. 3 mostra o fator de rede no plano yz para duas antenas isotrópicas, calculado a partir de (4), para três valores diferentes do ângulo ϕ_l , permitindo concluir que as alterações de diagrama de radiação neste plano a partir da variação do ângulo ϕ_l mostram diminuição de nível de lóbulos secundários, assim como alteração de direção de nulos. A Fig. 4, por outro lado, mostra o aparecimento do novo fator de rede no plano xz , inexistente na configuração convencional e calculado a partir de (3), e que pode contribuir bastante na diminuição de lóbulos laterais. Com isso, surge um grau de liberdade a mais na configuração da geometria de uma rede de antenas e o conseqüente controle do fator de rede, pois, além da distância entre os elementos, pode-se agora variar também o ângulo de posição relativa para se conseguir um efeito de rede desejado. Na realidade, trata-se de ganhar um grau de liberdade diminuindo a dimensão total da rede e sem aumentar o acoplamento entre seus elementos. Vista de outra maneira, a técnica aqui apresentada implementa uma rotação do fator de rede em relação ao diagrama de radiação individual do elemento da rede.

Figura 3. Fator de rede no plano yz para 2 elementos distanciados de λ ($d = \lambda/2$) e para três valores de ϕ_l : _____ 90° ; ----- 60° ; -.-.-.- 45° .

Figura 4. Fator de rede no plano xz para 2 elementos distanciados de λ ($d = \lambda/2$) e para dois valores de ϕ_l : _____ 60° ; -.-.-.-.- 45° .

Nível de lóbulos laterais

Para o plano xz , podemos determinar a condição ótima de configuração sob o ponto de vista de nível de lóbulos laterais fazendo o fator de rede nulo para $\theta = 90^\circ$. Para zerar o fator de rede nesta condição, fazemos na expressão (3) do campo total

$$\cos(kd \cos \phi_l) = 0 \quad (5)$$

e daí resulta

$$\phi_l = \cos^{-1}(\pi / 2kd) \quad (6)$$

Da mesma forma, resulta a condição ótima de configuração sob o ponto de vista de nível de lóbulos laterais para o plano yz :

$$\phi_l = \sin^{-1}(\pi / 2kd) \quad (7)$$

A otimização de nível de lóbulos laterais é mutuamente exclusiva no planos xz e yz , devendo assim ser adotado o critério que mais interessar em cada caso específico.

Haverá vantagem em se usar a presente técnica se no plano particular de interesse o elemento individual da rede não apresentar um diagrama de radiação com mínimo profundo na direção lateral, caso contrário a contribuição da alteração proposta poderá não ser significativa. Em outras palavras, esta solução é de certa forma preferencial para uma determinada polarização do campo irradiado pela rede.

Ângulo de meia potência e diretividade

No plano xz o diagrama passa a ser mais diretivo, o que é uma clara vantagem. No plano yz a alteração é pequena. Dependendo dos parâmetros utilizados na rede, pode haver algum aumento de diretividade a partir das alterações nos ângulos de meia potência.

Impedância mútua

Resultados de impedância mútua para dois dipolos na configuração adotada neste trabalho já foram estudados e estão disponíveis na literatura, geralmente sob a denominação de dipolos em *echelon* [35], o que significa “em formação de escada”. Estes resultados nos levam a concluir que existe uma clara vantagem da configuração proposta em relação à configuração convencional de dipolos frente a frente, pois a impedância mútua é menor devido ao menor acoplamento. Para redes de mais de dois dipolos ou mesmo redes de antenas de outros tipos, esta vantagem permanece na configuração aqui proposta, como mostraremos adiante, trazendo diversas vantagens entre as quais uma melhor resposta de algoritmos para determinação de direção de chegada.

Se considerarmos elementos não isotrópicos na rede, os respectivos diagramas de radiação deverão ser incluídos no cálculo do campo total. Adotando-se a hipótese usual de rede uniforme, ou seja, com todos os elementos iguais e com mesma orientação no espaço, resulta

$$E \cong f(\theta, \phi) \left[e^{-jkR_1} + e^{-jkR_2} \right] \quad (8)$$

sendo $f(\theta, \phi)$ o diagrama de cada elemento. Conclui-se então que o princípio de multiplicação de diagramas é aplicável na configuração proposta.

Apesar de ser possível ajustar tanto a distância entre os elementos da rede quanto o ângulo ϕ_l , nos exemplos aqui descritos optamos por manter a distância fixa e considerar somente a variação de ϕ_l para o ajuste desejado no fator de rede, pois assim conseguimos manter a rede na dimensão física total original e ainda obter um desacoplamento entre os elementos da rede, conforme comentado na seção seguinte.

Esta técnica pode ser estendida com vantagens a geometrias de redes mais complexas que mantenham a idéia original do controle de lóbulos secundários, podendo assim resultar em novas geometrias, como mostrado a seguir.

II. Aplicações

A solução proposta para redes de duas antenas ilustrada nas Figs. 1b e 2 apresenta uma tripla vantagem sobre a configuração convencional. Em primeiro lugar, permite um desacoplamento entre as duas antenas devido à alteração da sua posição relativa. Isto se traduz na não deformação do diagrama de radiação original das antenas componente da rede e, conseqüentemente, num nível menor de lóbulos secundários. Em segundo lugar, pelo fato das antenas não mais serem dispostas lado a lado se for mantida a polarização original, é criado um efeito de rede no plano xz , diminuindo assim o ângulo de meia potência neste plano. Some-se finalmente a estas vantagens a possibilidade de se usar a mesma configuração com antenas em polarização horizontal, o que não seria conveniente na configuração convencional, pois que resultaria numa rede pouco diretiva no plano xz e com alto nível de lóbulos secundários.

As tensões induzidas em cada elemento da rede de antenas para sinais desejado e interferentes foram aqui calculadas usando-se o método dos momentos.

Figura 5. Diagramas de radiação de antena Yagi-Uda de 5 elementos _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H).

Vamos aplicar as conclusões atrás apresentadas a um caso típico de rede de duas antenas Yagi-Uda de cinco elementos cada uma, alimentadas com correntes de mesma intensidade e fase, calculando e apresentando os diagramas de radiação na configuração convencional e na nova configuração aqui proposta. A Fig. 5 mostra os diagramas de radiação de um só elemento da rede, nos dois planos de interesse xz e yz. A Fig. 6 mostra os resultados para uma rede de duas dessas antenas separadas de $\lambda/2$ e dispostas de maneira convencional (meio espaçamento $d=\lambda/4$ e $\phi_l=90^\circ$). Esta é a solução comumente adotada quando se deseja um mínimo de radiação a 90° no plano yz. O inconveniente dessa solução, em muitos casos, é o excessivo acoplamento entre os elementos da rede, o que provoca uma deformação do diagrama de radiação individual dos elementos. A Fig. 7 mostra os resultados para uma rede de duas antenas, porém separadas de distância maior, igual a $0,88\lambda$ (meio espaçamento $d=0,44\lambda$ e $\phi_l=90^\circ$). Esta configuração, apesar de desacoplar os elementos da rede, não mostra um bom resultado geral porque provoca o aparecimento de lóbulos laterais indesejados no plano yz. Já a Fig. 8 mostra os resultados conseguidos com a solução proposta, usando o mesmo espaçamento entre

os elementos e o valor ótimo do ângulo de rotação para minimizar o nível de lóbulos laterais no plano yz . Observa-se através desta figura a clara vantagem da solução proposta que resulta, no plano yz , em diagrama de radiação mais diretivo do que na rede convencional. As Figs. 9 e 10 mostram novamente os resultados obtidos com $d=0,44\lambda$ e $\phi_l=34,6^\circ$, comparando diretamente em cada plano respectivo estes resultados com a solução trivial de duas antenas espaçadas de $\lambda/2$ em configuração convencional (dados extraídos das Figs. 6 e 8).

Figura 6. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração convencional, com $d= \lambda/4$ e $\phi_l=90^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H).

Figura 7. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração convencional, com $d = 0.44\lambda$ e $\phi_l = 90^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H).

Figura 8. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda na configuração proposta, com $d = 0.44\lambda$ e $\phi_l = 34.6^\circ$. _____ plano xz (plano E); ----- plano yz (plano H).

No plano xz a Fig. 9 mostra, com a solução proposta, o aparecimento do fator de rede que é inexistente na configuração convencional, resultando em menor nível de lóbulos laterais e em um estreitamento do lóbulo principal. No plano yz , a Fig. 10 indica ainda uma pequena melhoria do nível de lóbulos laterais. É importante lembrar, porém, que a outra grande vantagem que não aparece nesses diagramas e que será abordada a seguir é a diminuição do acoplamento entre os elementos da rede pela maior distância usada entre eles.

Medidas realizadas em redes de duas antenas Yagi-Uda na faixa de VHF indicaram um comportamento compatível com as conclusões aqui apresentadas, especialmente no que tange à diminuição de nível de lóbulos laterais e de ângulo de meia potência. Deve-se destacar ainda que a solução apresentada pode ser utilizada para qualquer tipo de antena, alcançando-se desta maneira uma otimização do conjunto, pois que tal configuração permite, simultaneamente, maximizar a diretividade e minimizar o nível de lóbulos secundários.

Por fim, é importante comentar que observações dos diagramas de radiação acima explorados em três dimensões mostram que, em planos diferentes dos principais, por exemplo, em $\phi_l = 135^\circ$ positivo ou negativo, a solução proposta provoca algum aumento de nível de lóbulos secundários, como mostrado na Fig. 11. Entretanto, como já comentado, o processo apresentado se refere à otimização de lóbulos secundários em um plano preferencial. Além disso, planos intermediários como os mencionados não são em geral de interesse de aplicação em enlaces terrestres.

Figura 9. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano xz .
 _____ solução proposta; ----- solução convencional.

Figura 10. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano yz .
 _____ solução proposta; ----- solução convencional.

Figura 11. Diagramas de radiação de rede de 2 antenas Yagi-Uda, no plano $\phi = 135^\circ$. _____ solução proposta; ----- solução convencional.

III. Extensão da configuração para outras geometrias

A técnica apresentada pode ser estendida com vantagens para geometrias de rede mais complexas. Chamaremos estas configurações de redes “Z”, porque sua forma lembra o desenho da letra Z. Mostraremos também uma geometria relacionada em configuração “V”. O ângulo ϕ_l com o eixo x é denominado *ângulo de inclinação* ou de *tilt* e não deve ser confundido com o ângulo de *downtilt* vertical usado em sistemas de cobertura radio. A Fig. 12 representa redes de elementos Yagi com seus respectivos eixos na direção z , vistas no plano xy para as três configurações mencionadas, assim como uma vista em perspectiva da rede Z. Comparando-se com redes em configuração convencional, as vantagens observadas podem ser resumidas como segue: 1 – obter de forma flexível, através de ajustes no ângulo de inclinação lateral ϕ_l , nulos de radiação em qualquer direção desejada assim como nível de lóbulo secundário mais baixo em planos determinados, o que só seria possível em configurações convencionais através de ajuste de espaçamento entre elementos e fase de correntes; 2 – obter menor acoplamento entre elementos da rede, quando comparado com redes de configuração convencional com elementos paralelos e

alinhados. Esta pode ser uma vantagem em redes adaptativas, onde o acoplamento mútuo sempre contribui para a degeneração de resultados no que concerne a impedância mútua e ao diagrama de radiação individual dos elementos.

Considerando então uma rede de antenas conforme a Fig. 12, com a mesma excitação para todos os elementos, e particularizando a solução para os planos de interesse onde os diagramas serão examinados, temos os seguintes resultados para a soma normalizada de intensidades de campo elétrico num ponto distante r da rede Z representada na Fig. 12, sendo d a meia distância entre dois elementos adjacentes, a partir da eq. (1) deste Apêndice e considerando-se ainda o caso de elementos isotrópicos:

Figura 12 - Redes de antenas Yagi.

Plano xz

$$E \cong e^{-jkr} \left(e^{j\psi_x} + e^{j3\psi_x} + \dots + e^{-j\psi_x} + e^{-j3\psi_x} + \dots \right) \quad (9)$$

onde

$$\psi_x = kd \cos \phi_l \sin \theta$$

e sendo cada somatória referente a $n/2$ elementos da rede Z. Cada uma delas é a soma dos termos de uma progressão geométrica de razão $e^{j2\psi_x}$ e $e^{-j2\psi_x}$, respectivamente. A expressão pode ser reduzida a

$$E \cong e^{-jkr} [\text{sen}(n\psi_x) / \text{sen} \psi_x] \quad (10)$$

Este é o mesmo fator de rede do caso convencional, onde ψ_x seria expresso por $2kd \sin \theta$. Um nulo lateral neste plano é obtido na direção x usando-se

$$\phi_l = \cos^{-1}(m\pi / nk d) \quad (11)$$

sendo n a quantidade de elementos da rede (n par), e m um número inteiro.

Raciocinando de forma análoga, encontramos para o plano yz:

$$E \cong e^{-jkr} [\text{sen}(n\psi_y) / \text{sen} \psi_y] \quad \psi_y = kd \sin \phi_l \sin \theta \quad (12)$$

Um nulo lateral neste plano é obtido na direção y usando-se

$$\phi_l = \text{sen}^{-1}(m\pi / nk d) \quad (13)$$

A análise aqui apresentada pode também ser feita considerando-se uma rotação na orientação dos elementos da rede, porém observando os lóbulos secundários através da direção de máxima radiação de um elemento isolado, e a 90° desta.

Para a rede V, conforme definida na Fig. 13 e sendo cada ramo da formação V formado com elementos espaçados de $2d$, o campo total normalizado na região distante vale, no plano xz :

$$E \cong e^{-jkr} \left(1 + e^{j2\psi_x} + e^{j4\psi_x} + \dots + e^{-j2\psi_x} + e^{-j4\psi_x} + \dots \right) \quad (14)$$

sendo cada somatória referente a $(n-1)/2$ elementos da rede V. A expressão pode ser reduzida a

$$E \cong e^{-jkr} \left[1 + 2e^{-j\frac{n+1}{2}} \frac{\text{sen} \frac{(n-1)\psi_x}{2}}{\text{sen} \psi_x} \right] \quad (15)$$

No plano yz , raciocinando de forma análoga, resulta:

$$E \cong e^{-jkr} \left[1 + 2 \frac{\text{sen} \frac{(n-1)\psi_y}{2}}{\text{sen} \psi_y} \cos \left(\frac{n+1}{2} \right) \psi_y \right] \quad (16)$$

Para que se possa comparar as redes descritas em termos de suas dimensões, damos a seguir os comprimentos respectivos L_x e L_y segundo os eixos x e y , tendo como referência a disposição mostrada nas Figs. 12 e 13:

$$\begin{aligned} \text{Rede Z :} \quad \frac{L_x}{\lambda} &= 2(n-1) \frac{d}{\lambda} \cos \phi_l + \frac{1}{2} \\ \frac{L_y}{\lambda} &= 2(n-1) \frac{d}{\lambda} \text{sen} \phi_l \end{aligned}$$

Rede V :

$$\frac{L_x}{\lambda} = (n-1) \frac{d}{\lambda} \cos \phi_l + \frac{1}{2}$$

$$\frac{L_y}{\lambda} = 2(n-1) \frac{d}{\lambda} \sin \phi_l$$

Rede convencional ($\phi_l = 90^\circ$) :

$$\frac{L_x}{\lambda} = \frac{1}{2}$$

$$\frac{L_y}{\lambda} = 2(n-1) \frac{d}{\lambda}$$

Rede convencional

Figura 13 - Redes de antenas Yagi.

APÊNDICE III

OUTROS MÉTODOS DE PROCESSAMENTO ADAPTATIVO E DE DETERMINAÇÃO DE DOA

1. O algoritmo RLS (quadrados mínimos recursivo – *recursive least squares*)

Este algoritmo [4] busca obter uma estimativa atualizada do vetor de pesos, como no algoritmo LMS descrito no Cap. 2, porém utilizando estimativas da matriz de correlação de sinais $\mathbf{R}$ e da correlação cruzada $\mathbf{p}$.

Partindo de condições iniciais

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(0) &= c^{-1} \mathbf{I} \\ \hat{\mathbf{w}}(0) &= \mathbf{0}\end{aligned}$$

Sendo c uma pequena constante positiva, procede-se da seguinte forma:

- Fazer $n = 1$.
- Calcular o vetor de ganho

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (1)$$

- Calcular o erro de estimativa

$$\eta(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (2)$$

- Atualizar a estimativa do vetor de coeficientes

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\eta^*(n) \quad (3)$$

- Atualizar a matriz de correlação de erro

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (4)$$

- Incrementar n de 1, voltar ao passo de cálculo do vetor de ganho e repetir o procedimento. Vemos então que o algoritmo RLS consiste de equações matriciais de diferenças de primeira ordem, e que a inversão da matriz de correlação $\mathbf{R}$ é substituída pela inversão do escalar

$$1 + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (5)$$

Uma comparação entre os algoritmos RLS e LMS leva às seguintes considerações:

- 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.
- A maior diferença entre os algoritmos LMS e RLS está na presença de $\mathbf{P}(n) = \mathbf{R}^{-1}(n)$ no termo de correção do algoritmo RLS, que tem o efeito de descorrelacionar as sucessivas entradas, fazendo o algoritmo RLS auto-ortogonalizante. Em vista desta propriedade, o algoritmo RLS é essencialmente independente do espalhamento de autovalores da matriz de correlação.
- A taxa de convergência do algoritmo RLS é em geral mais rápida do que a do LMS, por uma ordem de grandeza.
- Ao contrário do algoritmo LMS, não há aproximações feitas no desenvolvimento do algoritmo RLS. Consequentemente, à medida que o número de iterações se aproxima de infinito, a estimativa de quadrados mínimos do vetor de coeficientes se aproxima do valor ótimo de Wiener e, em correspondência, o erro médio quadrático 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, porém, é conseguido à custa de um grande aumento de complexidade computacional.

2. O algoritmo MUSIC (*multiple signal classification*)

Este algoritmo [4] busca obter direções de chegada (ângulos de incidência) de sinais incidentes numa rede de antenas. É uma técnica de alta resolução para classificação de sinais baseada na exploração da autoestrutura da matriz de correlação de sinais. O algoritmo exige uma calibração precisa da rede, sendo portanto sensível a correlação entre sinais e, conseqüentemente, a efeitos mútuos entre elementos da rede.

O desenvolvimento do MUSIC baseia-se numa visão geométrica do problema de estimativa de parâmetros. A observação essencial da solução MUSIC é a ortogonalidade entre os vetores que compõem a matriz de direção e os autovetores associados aos menores autovalores da matriz de correlação, que correspondem ao ruído incidente nos elementos da rede. Neste sentido, o método estabelece um mecanismo de busca de valores de pico de uma função estabelecida.

O algoritmo pode ser resumido como se segue:

- Obter a matriz de correlação $\mathbf{R}$ de sinais conforme definido na eq. (2.15).
- Obter autovalores λ_i e autovetores $\mathbf{q}_i$ da matriz de correlação.
- Estimar o número de sinais D a partir da multiplicidade K dos menores autovalores de $\mathbf{R}$ como $D = M - K$, sendo M o número de elementos da rede.
- Calcular o espectro MUSIC

$$P(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (6)$$

sendo

$$\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_D \quad \mathbf{q}_{D+1} \cdots \mathbf{q}_{M-1}] \quad (7)$$

Achar os D maiores picos do espectro para obter estimativas de direções de chegada.

O algoritmo MUSIC não estima a potência associada com cada ângulo de chegada, sendo necessário para tal o uso de outros algoritmos como *Direct Data Domain* [16], por exemplo.

Desenvolvimentos subsequentes levaram à criação de algoritmos baseados na mesma técnica mas com exigências computacionais reduzidas, como é o caso do Root-MUSIC e do ESPRIT [4]. Este último algoritmo (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) é outra técnica de estimativa de DOA baseada em subespaço que reduz dramaticamente as exigências computacionais do MUSIC e que não exige uma busca exaustiva através de todos os possíveis vetores de direção. Diferentemente do MUSIC, ESPRIT não exige que os vetores de direção da rede sejam conhecidos com precisão; portanto, as exigências de calibração da rede não são rígidas. O método exige que a rede tenha uma estrutura tal que possa ser decomposta em duas subredes idênticas, com os elementos correspondentes deslocados uns dos outros por uma distância fixa de translação. Isto é, a rede deve possuir uma invariância translacional e seus elementos devem ocorrer em pares casados com deslocamento idêntico. Existem muitas situações práticas aonde estas condições são satisfeitas, como no caso de redes lineares uniformes.