

# Efeitos do Acoplamento Mútuo em um Arranjo Adaptativo de Antenas

Manoel Jacinto Lopes Alves e Marcelo Sampaio de Alencar

**Resumo**—O diagrama de radiação no plano-H, incluindo os efeitos de acoplamento mútuo em um arranjo adaptativo de antenas, é investigado. Modela-se um arranjo de antenas de  $M$  terminais, mais um terminal para alimentação, obtendo-se uma expressão para o vetor de pesos, a partir do algoritmo *least mean squares* (LMS) aplicado ao sinal proveniente dos elementos do arranjo. Uma matriz de impedância normalizada para o arranjo de antenas é representada a partir de expressões conhecidas de impedância mútua e própria de dipolos de  $\lambda/2$ .

**Palavras-Chave**—Diagrama de radiação, efeitos do acoplamento mútuo, arranjo adaptativo.

**Abstract**—The radiation pattern, in the H-plane, which includes the mutual coupling effects for an adaptive antenna array, is investigated. A model is proposed for an antenna array with  $M$  terminals, plus a feeder terminal, and an expression for the weight vector is obtained, using the least mean squares (LMS) algorithm, which is applied to the signal that comes from the array elements. A normalized impedance matrix for the antenna array is derived, based on known expressions of mutual and proper impedance for  $\lambda/2$  dipoles.

**Keywords**—Radiation pattern, mutual coupling effects, adaptive array.

## I. INTRODUÇÃO

O processamento de arranjo adaptativo de sinais (PAS), em sua configuração de filtragem espacial, encontra aplicações em radares, sonares, telecomunicações, exploração geofísica, pesquisa biomédica, sistemas de comunicações móveis e de posicionamento global, e assim por diante. Uma vantagem do PAS é a habilidade de direcionar eletronicamente o lóbulo principal de radiação para qualquer direção e simultaneamente colocar nulos em direções específicas das fontes de interferência.

Tradicionalmente, a maior parte dos algoritmos de processamento adaptativos têm sido aplicados a arranjos lineares uniformes. Nesses arranjos admite-se que os elementos do arranjo são antenas isotrópicas independentes que representam a cartografia dos campos incidentes sem reirradiação, além de estarem isolados de outros elementos nas vizinhanças. Mas, em um sistema real, cada elemento tem uma dimensão física e, na prática, os elementos reirradiam os campos incidentes. Esses campos interagem com outros elementos, causando os efeitos de acoplamento mútuo (AM) entre os elementos do arranjo e as variações dos diagramas de radiação e das

impedâncias de entrada de cada elemento do arranjo, que variam tanto em função da posição do elemento como também da frequência.

Em [1]-[3] os autores constataam que o desempenho de um arranjo adaptativo de antenas (AAA) é fortemente afetado pelas características eletromagnéticas dos elementos do arranjo, considerando o efeito de AM. É derivada uma expressão analítica para a relação sinal-interferência e ruído (SINR) no regime, e calculados resultados que mostram a influência de AM no desempenho dos arranjos, tanto em função da direção de chegada quanto em função do número de elementos do arranjo. Em outro artigo [4], os autores mostram inicialmente que o método *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. Por outro lado, em [5] os autores constataam que, a maior parte dos algoritmos têm sido aplicados a arranjos uniformes. O artigo considera arranjos com espaçamento uniforme, no qual é usado o método de mínimos quadrados (*least squares* - LS) para gerar uma matriz de transformação que pré-processa tensões medidas em uma recepção de amostra única, para então calcular o vetor de pesos do AAA. Os efeitos de AM são compensados desta forma por meio da matriz transformação, que transforma a matriz de vetores de direção  $A$  do arranjo não-uniforme em uma outra matriz  $A_v$  referente a um arranjo uniforme. Esse método tem os mesmos objetivos que o método apresentado por [4], porém usa uma nova implementação, com a vantagem de poder contar com dados externos, ou seja, tensões recebidas (calculadas ou medidas), enquanto o anterior se baseia em dados do método dos momentos. Por fim, em [6], os autores usam a mesma matriz transformação, e aplicam o *Multiple Signal Classification*, (MUSIC), para determinação da direção de chegada, apresentando resultados experimentais para dois tipos de antenas.

Neste artigo, uma nova interpretação é dada à matriz transformação obtida pelo método descrito em [5], e faz uso de um modelo de circuito equivalente de um arranjo de antenas linear. Essa interpretação foi feita com a utilização da teoria de [1] em que se obteve a matriz transformação em função de uma matriz de impedância normalizada de um arranjo de antenas, que é representada a partir de expressões conhecidas de impedâncias mútua e própria de dipolos.

O artigo está organizado da seguinte forma. Na seção II é apresentado o modelo de circuito equivalente de um arranjo de antenas linear e o desenvolvimento matemático da matriz transformação. Na seção III é analisado o impacto da utilização de AAA, por meio dos resultados de simulações

Manoel Jacinto Lopes Alves e Marcelo Sampaio de Alencar, Instituto de Estudos Avançados em Comunicações (IECOM), Instituto de Estudos Superiores da Amazônia (IESAM), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande, Brasil, E-mails: d2005160035@alunos.dee.ufcg.edu.br, malencar@dee.ufcg.edu.br. Este trabalho foi financiado pelo CNPq, IESAM e IECOM.

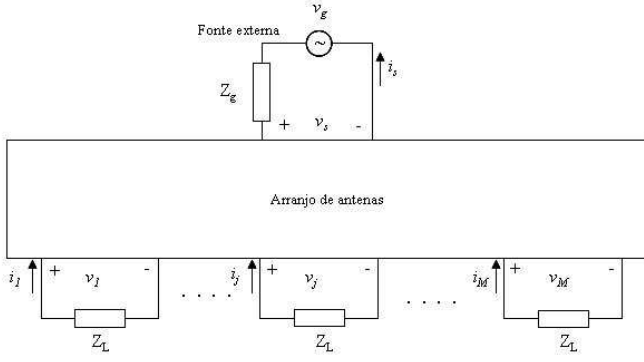


Fig. 1. Circuito equivalente de um arranjo de antenas linear uniforme de  $M + 1$  acessos.

dos diagramas de radiação no plano-H e na última seção são apresentadas as conclusões.

## II. MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM ARRANJO DE ANTENAS LINEAR

Nesta seção considera-se um arranjo de antenas de  $M$  elementos como sendo um arranjo de antenas linear uniforme de  $M + 1$  acessos, alimentado por uma fonte externa. Cada acesso do arranjo de antenas é terminado em uma impedância de carga  $Z_L$ , e o arranjo tem como fonte um gerador com tensão de circuito aberto  $V_g$  e impedância interna  $Z_g$ , como ilustrado na Figura 1 [1]. As equações de Kirchhoff para o arranjo de antenas de  $M + 1$  acessos, em que  $Z_{ij}$  representa a impedância mútua entre os elementos do arranjo são:

$$v_1 = i_1 Z_{11} + \dots + i_j Z_{1j} + \dots + i_M Z_{1M} + i_s Z_{1s}; \quad (1)$$

$$v_j = i_1 Z_{j1} + \dots + i_j Z_{jj} + \dots + i_M Z_{jM} + i_s Z_{js}; \quad (2)$$

$$v_M = i_1 Z_{M1} + \dots + i_j Z_{Mj} + \dots + i_M Z_{MM} + i_s Z_{Ms}. \quad (3)$$

Usando a relação entre a corrente do acesso e a impedância de carga, tem-se

$$i_j = -\frac{v_j}{Z_L}, \quad j = 1, 2, \dots, M. \quad (4)$$

Se todos os elementos no arranjo de antenas estão em aberto, ou seja, se

$$i_j = 0, \quad j = 1, 2, \dots, M, \quad (5)$$

tem-se

$$v_j = v_{oj} = Z_{js} i_s. \quad (6)$$

Substituindo  $i_j$  e  $i_s$  em (1), (2) e (3) resulta

$$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{11}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{1M}}{Z_L} \\ \frac{Z_{21}}{Z_L} & \dots & \frac{Z_{2M}}{Z_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{Z_{M1}}{Z_L} & \dots & 1 + \frac{Z_{MM}}{Z_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ \vdots \\ v_{oM} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

ou, de forma mais compacta, usando notação matricial

$$Z_o V = V_o. \quad (8)$$

Em que  $Z_o$  é a matriz de impedância normalizada e  $V_o$  representa as tensões de circuito aberto nos acessos das antenas. Como  $Z_o$  é não singular, pode-se achar as tensões de saída dos elementos a partir das tensões de circuito aberto

$$V = Z_o^{-1} V_o. \quad (9)$$

Desta maneira, a matriz  $Z_o$  funciona como uma matriz de transformação, transformando as tensões de circuito aberto em tensões nos acessos.

Portanto, a partir de um processo de compensação descrito em [5] e [7], que consiste em calcular ou medir as tensões induzidas em cada elemento de um AAA com espaçamento não-uniforme, por meio de diversos sinais incidentes sobre um setor angular pré-determinado, forma-se a matriz de direção não-uniforme  $A(\phi)$

$$A(\phi) = [ a(\phi_i) \quad a(\phi_i + \Delta) \quad \dots \quad a(\phi_f) ], \quad (10)$$

sendo  $\Delta$  o espaçamento angular e  $\phi_i$  e  $\phi_f$  os ângulos de início e de fim do setor, respectivamente. E depois, no mesmo setor, calcula-se ou mede-se as tensões induzidas em cada elemento de um AAA com espaçamento uniforme, formando assim uma matriz de direção uniforme  $A_v(\phi)$ , dada por

$$A_v(\phi) = [ a_v(\phi_0) \quad a_v(\phi_1) \quad \dots \quad a_v(\phi_{L-1}) ], \quad (11)$$

em que  $a_v(\phi_i)$  é o vetor de direção do AAA uniforme para a direção incidente  $\phi_i$ . Seleciona-se a matriz transformação  $T$  ajustada entre a matriz de direção não-uniforme e a matriz de direção uniforme para todos os ângulos  $\phi$  dentro de um setor pré-determinado de tal forma que

$$TA(\phi) = A_v(\phi). \quad (12)$$

A partir do modelo de circuito equivalente, é mostrado em (8) que  $Z_o$  é um fator de transformação de tensões induzidas resultantes de soma de sinais. Por outro lado, o vetor de tensões induzidas tem como componentes a soma de tensões relativas a cada sinal incidente, de forma que se pode escrever

$$V = \begin{bmatrix} \sum_i V_1(\phi_i) \\ \vdots \\ \sum_i V_M(\phi_i) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$V = \begin{bmatrix} V_1(\phi_1) & \dots & V_1(\phi_N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_M(\phi_1) & \dots & V_M(\phi_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_N = A[I]_N, \quad (14)$$

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

$$V = A(\phi)[I]_N \quad (15)$$

e daí, de (9) resulta

$$V_o = Z_o A(\phi)[I]_N. \quad (16)$$

Mas, da definição (12) da matriz  $T$ , tem-se

$$TA(\phi)[I]_N = TV = A_v(\phi)[I]_N. \quad (17)$$

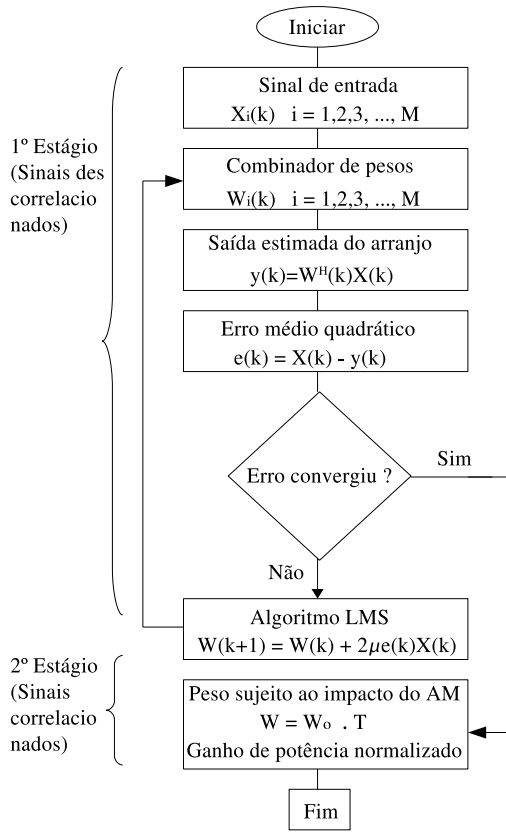


Fig. 2. Fluxograma de um arranjo adaptativo de antenas atualizado por um algoritmo LMS.

Subtraindo (17) de (8), resulta

$$(T - Z_o)V = A_v(\phi)[I]_N - V_o. \quad (18)$$

Segundo [1], o vetor de tensões em aberto  $V_o$  nos terminais dos elementos do arranjo é igual à soma das tensões correspondentes aos sinais incidentes no arranjo na ausência de AM. Decorre daí então que

$$A_v(\phi)[I]_N = \frac{Z_L}{Z_{ii} + Z_L} V_o, \quad (19)$$

e, finalmente, obtém-se a matriz transformação

$$T = \frac{Z_L}{Z_{ii} + Z_L} Z_o, \quad (20)$$

em função de  $Z_L$ , impedância de carga, e de  $Z_o$ , matriz de impedâncias mútua e própria, normalizada em relação à impedância de carga.

A Figura 2 ilustra dois estágios por meio dos quais os sinais descorrelacionados e correlacionados são separados e processados independentemente. No primeiro estágio, obtém-se uma expressão para o vetor de pesos proveniente do algoritmo LMS aplicado ao sinal de referência  $X(n)$  ( $n$  denota a dependência das amostras com o tempo) do arranjo de antenas. A seguir, no segundo estágio, o diagrama de radiação do ganho de potência normalizado em dB é determinado a partir de expressões conhecidas de impedâncias mútua e própria de dipolos de  $\lambda/2$ , e do vetor de pesos ótimos ( $W_o$ ).

Os resultados desse artigo foram comparados com [8], que apresentou uma estimativa do desempenho do algoritmo LMS

em uso com uma técnica do conformador de feixe adaptativo em arranjos de antenas. Essa estimativa do desempenho foi realizada com relação à dimensão física do arranjo de antenas, em termos do número de elementos que forma esse arranjo e de seu espaçamento, mas sem considerar o efeito de AM entre os elementos do arranjo.

### III. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

A partir dos resultados numéricos foi observado que feixes mais estreitos são orientados na direção dos sinais desejados, à medida que mais elementos são usados no AAA. A Figura 3 ilustra o diagrama de radiação do ganho de potência azimuthal em dB (plano-H), no qual é visto que feixes mais estreitos são orientados na direção de um sinal desejado no ângulo  $\varphi^d = 60^\circ$ , quando o número de elementos  $M$  do arranjo é aumentado de 5 para 10. Nesta figura, observa-se que no arranjo de 10 elementos, os lóbulos secundários do diagrama azimuthal ficaram evidenciados e as propriedades deste diagrama, tais como, ângulo de meia potência e relação frente-costa podem ser extraídas.

O espaçamento  $d$  entre os elementos do arranjo, também, tem um efeito no desempenho do conformador de feixe LMS, tal que um espaçamento muito pequeno ou grande entre os elementos do arranjo pode diminuir o desempenho do conformador. Portanto, foi observado dos resultados numéricos que o espaçamento de  $0,5\lambda$  é um bom valor. A Figura 4 e a Figura 5 ilustram o melhoramento de desempenho do conformador quando o espaçamento entre os elementos do arranjo é aumentado de  $0,25\lambda$  para  $0,35\lambda$  e depois para  $0,5\lambda$ . As figuras citadas ilustram que mudanças mais abruptas ocorrem na orientação do feixe de radiação quando o conformador está diante de incidência rasante, à medida que o espaçamento é diminuído entre os elementos do arranjo. Um sinal com incidência rasante em  $\varphi^d = 30^\circ$  é ilustrado na Figura 6 para efeito comparativo de desempenho do conformador ao formar feixe, quando o número de elementos do arranjo é aumentado de 10 para 20, com o sinal incidente em  $\varphi^d = 30^\circ$  e de  $0,5\lambda$  na Figura 4.

A Figura 7, também ilustra que com o mesmo número de elementos do arranjo (no caso,  $M = 6$ ), o conformador de feixe não pode formar feixes estreitos na direção de sinais com incidência rasante comparado a sinais que estão mais próximos à incidência normal.

Os diagramas de radiação de um AAA sujeitos ao impacto dos efeitos de AM foram obtidos, por meio de um programa de simulação eletromagnética em MatLab.

### CONCLUSÕES

Neste artigo foi abordado o impacto da utilização de modelos mais realistas no desempenho de AAA, levando em conta características intrínsecas, como AM e diagramas de radiação mais próximos da realidade dos elementos que formam os arranjos. Além disso, foram estudados os efeitos dos parâmetros do arranjo de antenas lineares em termos de sua dimensão física e espaçamento entre os elementos. Assim, verificou-se que o desempenho do conformador de feixe LMS melhora, à medida que mais elementos são usados no AAA.

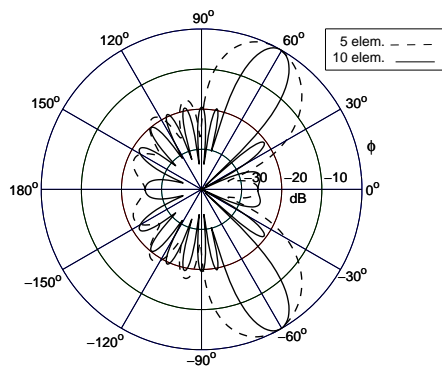


Fig. 3. Arranjo adaptativo de antenas com 5 e 10 elementos, espaçamento  $0,5\lambda$  entre os elementos, e sinal desejado incidente no ângulo  $\varphi^d = 60^\circ$ .

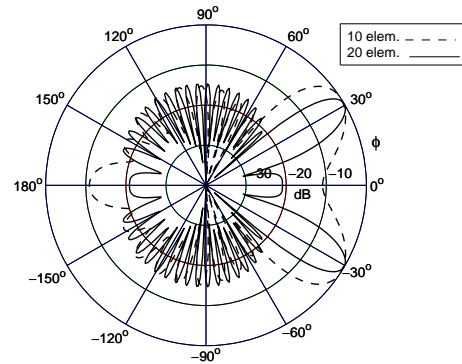


Fig. 6. Arranjo adaptativo de antenas com 10 e 20 elementos, espaçamento  $0,5\lambda$  entre os elementos, e sinal desejado incidente no ângulo  $\varphi^d = 30^\circ$ .

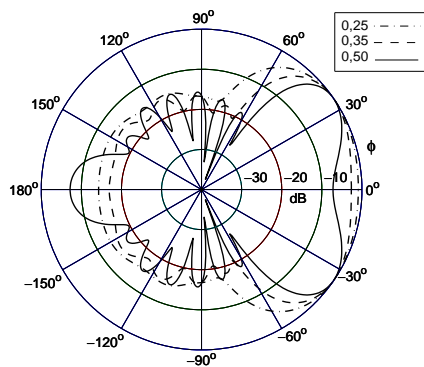


Fig. 4. Arranjo adaptativo de antenas com 8 elementos, espaçamento  $0,25\lambda$ ,  $0,35\lambda$  e  $0,5\lambda$  entre os elementos, e sinal desejado incidente no ângulo  $\varphi^d = 30^\circ$ .

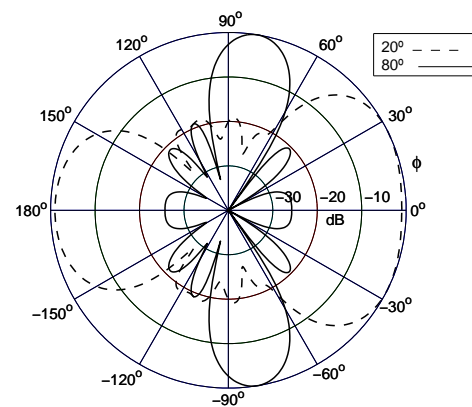


Fig. 7. Arranjo adaptativo de antenas com 6 elementos, espaçamento  $0,5\lambda$  entre os elementos, e sinal desejado incidente nos ângulos  $\varphi^d = 20^\circ$  e  $\varphi^d = 80^\circ$ .

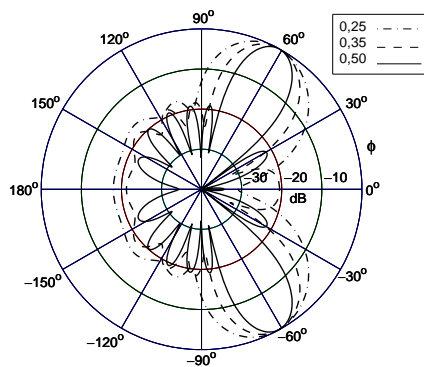


Fig. 5. Arranjo adaptativo de antenas com 8 elementos, espaçamento  $0,25\lambda$ ,  $0,35\lambda$  e  $0,5\lambda$  entre os elementos, e sinal desejado incidente no ângulo  $\varphi^d = 60^\circ$ .

Esse melhoramento é visto na forma de feixes mais estreitos orientados na direção do usuário desejado. Em seguida, estudando o efeito do espaçamento entre os elementos do arranjo viu-se que o uso de valores de espaçamento pequeno ou grande poderia diminuir o desempenho do conformador. Um valor de espaçamento entre os elementos de  $0,5\lambda$  foi estabelecido como um bom valor que assegura um excelente desempenho do conformador de feixe LMS. E por fim, foi observado que para um mesmo número de elementos do arranjo, o conformador pode formar feixes mais estreitos na direção de sinais que estão mais próximos à incidência normal comparado aqueles próximos à incidência razante.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento e Pesquisa (CNPq), do Instituto de Estudos Superiores da Amazônia (IESAM) e do Instituto de Estudos Avançados em Comunicações (IECOM).

## REFERÊNCIAS

- [1] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(5):549-553, September 1983.
- [2] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39:273-284, March 1991.
- [3] K. M. Pasala and E. M. Friel, "Mutual Coupling Effects and their Reduction in Wideband Direction of Arrival Estimation", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 30:1116-1122, October 1994.
- [4] R. S. Adve and T. K. Sarkar, "Compensation for the Effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48(1):86-95, January 2000.
- [5] K. Kim, T. K. Sarkar and M. S. Palma, "Adaptive Processing Using a Single Snapshot for a Nonuniformly Spaced Array in the Presence of Mutual Coupling and Near-Field Scatterers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(5):582-590, May 2002.
- [6] J. Freese *et al.*, "Semi-circular array antennas for DOA-estimation and beamforming", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1:415-418, June 2004.
- [7] K. Dandekar *et al.*, "Experimental Study of Mutual Coupling Compensation in Smart Antenna Applications", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 1(3):480-487, July 2002.
- [8] E. M. Al-Ardi *et al.*, "Performance Evaluation of the LMS Adaptive Beamforming Algorithm Used in Smart Antenna Systems", *Proceedings of the 46th IEEE International Midwest Symposium on*, 1:432-435, December 2004.