
ESTUDO DE TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA E DIREÇÃO DE CHEGADA DE SINAL APLICADAS EM ANTENAS INTELIGENTES

João Paulo Carvalho Lustosa da Costa*

lustosa@kn.ene.unb.br

Ricardo Zelenovsky*

zele@unb.br

Geovany Araújo Borges*

gaborges@ene.unb.br

*Grupo de Processamento Digital de Sinais (GPDS)

Departamento de Engenharia Elétrica (ENE) - Universidade de Brasília (UnB)

Caixa Postal 04591 - Asa Norte - Brasília - CEP 70910-900 - Brasil

Resumo: Na área de comunicações, sistemas de antenas, chamados antenas inteligentes, são necessários para permitir o acesso de um maior número de usuários em enlaces de comunicação, possível com o emprego de técnicas de múltipla acesso. De forma similar, existe um crescente interesse na robótica por sistemas de antenas para resolver a localização em ambientes naturais (exteriores), uso este que vai além de comunicação. O presente artigo apresenta um estudo de métodos de estimação de frequência e ângulo de chegada de sinais para antenas inteligentes. O desempenho dos diferentes métodos propostos é avaliado por simulações.

Palavras Chaves: Antenas inteligentes, direção de chegada de sinal, acesso múltiplo, estimação de parâmetros.

Abstract: In communications field, antenna systems, called smart-antennas, are necessary to allow access for a greater number of users in communication links using multiple access techniques. Similarly, there is an increasing interest in robotics for antenna systems for solving the location in natural environments. This article presents a study of methods for frequency estimation and signal arrival angle for smart-antennas. Simulations evaluate the performance of the different proposed methods.

Keywords: Smart-antennas, direction-of-arrival (DOA), multiple access, parameter estimation.

1 INTRODUÇÃO

Antenas inteligentes são um arranjo de antenas em qualquer forma geométrica. Este arranjo possui diversas vantagens que são: ganho de sinal, rejeição de interferência, diversidade espacial e eficiência de potência. O ganho de sinal é dado pela combinação dos diversos ganhos obtidos em cada antena. A rejeição de sinal é possível devido a conformação do feixe de antenas (beamforming, do inglês) que possibilita inserir um zero em qualquer direção, inibindo assim a interferência. A diversidade espacial é a possibilidade de realizar a

multiplicidade de acesso por divisão no espaço (SDMA, do inglês). A eficiência de potência é realizada conformando os feixes numa única direção possibilitando que se atinja uma distância maior.

Uma possível aplicação destas antenas está na estimação simultânea da posição de um ou mais robôs em ambientes onde várias antenas inteligentes estariam implantadas. Usando as direções de chegada (DOA, do inglês) de sinais, as posições dos robôs e suas incertezas poderiam ser estimadas ao mesmo tempo em que as antenas seriam usadas para comunicação com um servidor supervisor. Alguns estudos aplicados à robótica móvel, aérea ou terrestre, foram realizados, mas envolvendo módulos de RF pouco sofisticados, como é o caso de [Corke et al., 2004]. No Brasil, [Soares et al., 2004] apresentou um planificador de robôs móveis que faz uso de redes de sensores sem fio.

Embora triangulação seja um dos métodos mais usados na estimação de posição usando RF (e.g., GPS), filtros estocásticos também encontram aplicação, requerindo mesmo que apenas um dos receptores seja detectado por vez. Ainda assim, se os receptores fossem formados por arranjos de antenas inteligentes, a incerteza de estimação seria reduzida, uma vez que estes dispositivos maximizam a relação sinal-ruído. E ainda, com cada antena estimando a DOA de sinal, esta seria uma medida que alimentaria modelos de estimação de posição bem mais confiáveis de que se for usado a potência do sinal recebido. Isto se deve ao fato de a potência do sinal recebido ser relacionado com a distância da fonte por meio de modelos complexos e de parâmetros não constantes, como a distribuição de Rayleigh.

No presente artigo foi considerado um arranjo de antenas linear e uniforme (ULA, do inglês) na estimação da frequência e da DOA de sinais emitidos por fontes eletromagnéticas. Os usuários foram caracterizados por diferentes frequências e por diferentes ângulos de chegada.

A abordagem adotada consistiu em modelar os sinais na saída deste arranjo de antenas a fim de que se consiga estimar tanto a frequência quanto a direção de chegada do sinal emitido pelo usuário.

Para a estimação da frequência foi empregado um algoritmo similar ao funcionamento de PLL simples [Franks, 1980] [Costas, 1956] constando de: divisor de frequência, geração de VCO, comparador de fase e filtro passa-baixas. Para a estimação de DOA foi empregado os seguintes métodos: DS [Liberti & Rappaport, 1999] [Godara, 1997], CAPON [Capon, 1969], MUSIC [Schmidt, 1986] [Schmidt & Franks, 1986] e EM [Dempster & Laird, 1977] [Feder & Weinstein, 1988] [Miller & Fuhrmann, 1990] [Zelenovsky & Grivet, 1999].

As principais contribuições deste trabalho são uma revisão de técnicas existentes e um estudo comparativo entre elas e um algoritmo genérico simples para estimação de frequência e DOA. O artigo está dividido em 5 seções. Na seção 2 é feita uma descrição do arranjo de antenas, do tipo de sinal incidente e da modelagem destes sinais na saída do arranjo. Na seção 3 é descrita a solução proposta para o problema descrito, inicialmente é apresentado um algoritmo para solução completa do problema e, em seguida, ele é descrito detalhadamente. Resultados e comentários de simulações feitas com o algoritmo proposto para a solução do problema são apresentados na seção 4. Na seção 5 são feitas conclusões sobre o emprego conjunto dos sistemas de estimação de frequência e de DOA.

2 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

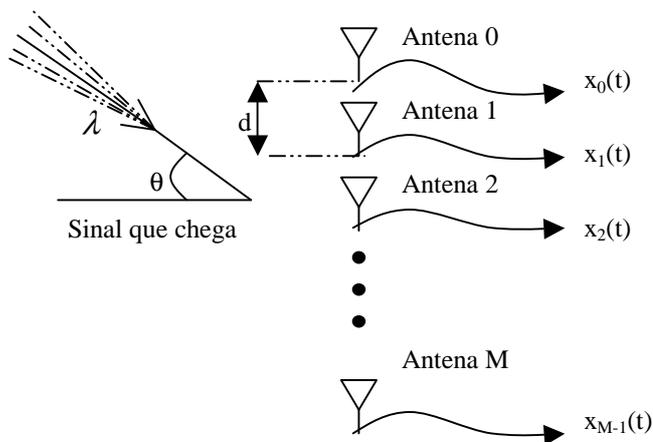


Figura 1 – Representação do arranjo e sinal

Num arranjo de antenas, os sinais captados pelas mesmas em um dado instante de tempo t são ordenados na forma $[x_0(t) \ x_1(t) \ \dots \ x_{M-1}(t)]$, com M sendo a quantidade de antenas (c.f., Figura 1). Dispondo de tais sinais, o interesse neste trabalho está na obtenção, para cada sinal, de estimativas para a frequência do sinal emitido pela fonte, caracterizada pelo comprimento de onda λ , e da direção de chegada, dada pelo ângulo θ que este forma com a perpendicular do arranjo. Considera-se que a fonte de sinais esteja a uma distância grande o suficiente de forma que as frentes de ondas incidentes possam ser consideradas planas quando comparadas com o tamanho do arranjo de antenas.

A incidência do sinal em cada antena do arranjo acontece com um atraso suposto fixo. Por esta razão pode-se representar este sinal tomando como base os atrasos de tempo que são

traduzidos em atraso de fase com a equação apresentada a seguir onde se vê a relação entre DOA:

$$\varphi = \frac{2\pi \cdot d \cdot \sin \theta}{\lambda} \quad (1)$$

Da eq. (1), tem-se que d é a distância entre duas antenas consecutivas, θ é a DOA e λ é o comprimento de onda do sinal incidente. Chega-se então a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_1(t) \\ \dots \\ x_{M-1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ \dots \\ e^{-j(M-1)\varphi} \end{bmatrix} \cdot s(t) + \begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \\ \dots \\ n_{M-1}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

A eq. (2) pode ainda ser representada na seguinte forma:

$$X_{M,N}(t) = A_{M,1}(\theta)S_{1,N} + N_{M,N}(t) \quad (3)$$

com $X_{M,N}$ sendo o vetor representando as N amostras de sinais captadas pelas M antenas do arranjo, $A_{M,1}(\theta)$ é o vetor de atrasos referente a cada direção de chegada (θ), $S_{1,N}$ é o sinal que foi emitido pelo usuário e $N_{M,N}$ é o ruído gaussiano inerente ao meio.

3 ALGORITMO PARA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA E DOA

A estimação de frequência e DOA para cada usuário é feita de forma estanque, porém, obviamente as etapas são interdependentes. Observa-se esta interdependência na eq. (1), pois um erro na estimação da frequência pode ocasionar numa defasagem errada e conseqüentemente provocar um erro na estimação da DOA. Por este motivo, a primeira estimação a ser feita será a de frequência e a segunda estimação será a da DOA.

A Figura 2 apresenta o fluxograma do algoritmo de estimação. O primeiro passo é aquisição dos sinais nas saídas de cada antena do arranjo. O segundo passo é a busca em frequência por um usuário. Encontrando-se a frequência, tem-se também o comprimento de onda, assim torna-se possível a estimação da DOA. Portanto, o terceiro passo é a estimação da DOA para o comprimento de onda encontrado. O quarto passo é remover a informação daquele sinal obtido a partir do comprimento de onda e da DOA e refazer o algoritmo para verificar se possui mais usuários. Caso positivo, estima-se os parâmetros deste novo usuário e sua informação é removida do sinal, e é refeita a busca. Caso negativo, o algoritmo volta a receber novos sinais. A seguir será apresentado de forma mais detalhada o procedimento busca de λ , isto é, da estimação da frequência do sinal e também da estimação da DOA.

3.1 Estimação da Frequência

A estimação da frequência do sinal é feita com o emprego de um algoritmo de cinco passos, que é similar ao funcionamento de um PLL [Franks, 1980] [Costas, 1956].

3.2 Estimação da DOA

A seguir são apresentados alguns métodos comumente empregados na estimação da DOA.

3.2.1 Método DS

Este é o mais simples dos métodos para estimação de DOA. DS [Liberti & Rappaport, 1999] [Godara, 1997], do inglês atraso e soma, possui este nome, pois neste método se atrasam os sinais das antenas de tal forma que sua soma seja construtiva para uma dada direção.

A saída do arranjo de antenas é dada pela soma ponderada dos sinais de cada antena. Os elementos do vetor de pesos w empregados nesta soma são números complexos, o que permite alterar a fase do sinal recebido por cada antena. Nesta equação w^+ é o conjugado transposto do vetor w .

$$y(t) = \sum_{i=0}^{M-1} w^+ \cdot x(t) \quad (5)$$

A potência de saída do arranjo considerado:

$$P_{DS} = E\{y(t)^2\} \quad (6)$$

Expandindo $y(t)$ obtém-se:

$$P_{DS} = E\{[w^+ x(t)]^2\} = w^+ R_{xx} w \quad (7)$$

Na eq. (7) R_{xx} é a matriz de autocorrelação de $x(t)$.

A potência na direção (θ) será máxima quando o vetor de pesos for igual a $A(\theta)$. Entretanto, na busca da DOA, deve-se variar θ no intervalo $[-\pi/2, \pi/2]$ de modo a ser determinado o valor máximo. Além disso, verificando a eq. (2) percebe-se que para encontrar o vetor de pesos $A(\theta)$ é necessário primeiro estimar φ a partir da eq. (1). P_{DS} será máximo quando w for igual ao vetor $A(\theta)$ do sinal recebido. Deve-se notar que para poder encontrar todos os w possíveis, é necessário se conhecer λ como observado na eq. (1).

3.2.2 Método CAPON

Neste método o objetivo é estimar a potência na direção de interesse, mas desconsiderando a interferência nas outras direções. De forma similar ao DS, busca-se pelo $a(\theta)$, que maximiza a expressão da densidade espacial de potência apresentada na eq. (8).

$$P_{CAP} = \frac{1}{a^+(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (8)$$

O desenvolvimento detalhado da eq. (8) pode ser visto em [Capon, 1969] [Godara, 1997].

3.2.3 Método MUSIC

Neste método verifica-se que os autovalores da matriz R_{xx} são compostos por K autovalores referente aos K usuários e $M-K$ autovalores referentes aos ruídos. Na prática os autovalores do ruído são bem menores que os autovalores do sinal, e portanto, são facilmente identificáveis. No texto a seguir, será

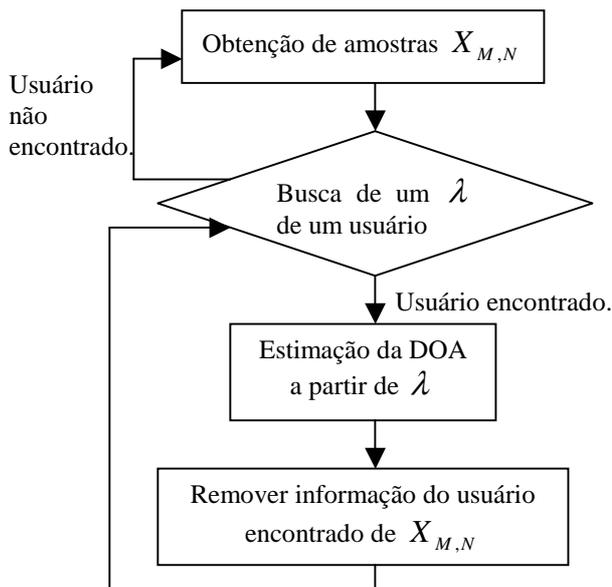


Figura 2 – Algoritmo principal para estimar frequência e DOA

Esse algoritmo é apresentado abaixo:

Passo 1: Divisor de frequência do sinal recebido. Neste passo o sinal teria sua frequência reduzida de R vezes por um contador. Na implementação, apenas mudou-se a escala de tempo por um fator R ;

Passo 2: Geração do sinal pelo VCO (Oscilador Controlado a Tensão). Gera-se um sinal senoidal de frequência e amplitude constante que terá sua frequência dividida por um fator N ;

Passo 3: Comparador de fase. Neste passo, realiza-se o batimento entre o sinal do usuário reduzido de R vezes e o sinal do VCO reduzido de N vezes em frequência;

Passo 4: Filtro passa-baixas. Serão gerados dois sinais no batimento, um com frequência mais alta e outro com frequência mais baixa. Se o sinal de frequência mais baixa tiver frequência nula, então a frequência do VCO reduzida é a mesma da frequência do sinal reduzida;

Passo 5: Repetição dos passos alterando R e N . Caso a frequência mais baixa não seja nula, então é alterado o valor de R e de N até se zere a frequência mais baixa obtida no batimento.

Após a convergência do algoritmo, ou seja, quando houver um sinal DC devido ao batimento do sinal gerado pelo VCO e do sinal do arranjo, a frequência do sinal do arranjo é dada por:

$$f_{sinal} = \frac{R}{N} f_{VCO} \quad (4)$$

Uma vantagem da utilização do arranjo de antenas na detecção de frequência é que tem-se um ganho de M vezes de amplitude do sinal. Este ganho pode ser verificado na soma do módulo dos sinais de cada antena no domínio da frequência.

empregado σ_n^2 para representar o valor dos autovalores do ruído.

A partir da determinação dos autovalores pode-se calcular os autovetores de R_{xx} . Então, é construída uma matriz de autovetores obtidos a partir dos autovalores do ruído, denominada En. O detalhamento da dedução da eq. (9) pode ser encontrado em [Schmidt, 1986] [Schmidt & Franks, 1986].

$$P_{MUS} = \frac{1}{a^+(\theta)EnEn^+a(\theta)} \quad (9)$$

De forma similar a eq. (8), busca-se pelo $a(\theta)$ que maximiza a eq. (9).

3.2.4 Método EM

O algoritmo EM utilizado supõe que o DOA é uma variável determinística [Miller & Fuhrmann, 1990]. Considerando T sinais $z_l(t)$ incidentes no arranjo sendo, verifica-se que a saída $x(t)$ é, na verdade, um mapeamento de T variáveis $z_l(t)$ em uma variável $x(t)$ na saída de cada antenna do arranjo:

$$x(t) = \sum_{l=1}^T z_l(t) \quad (10)$$

Portanto a função de verossimilhança conjunta na forma completa fica:

$$l_{A(\theta), S(t)|X}(A(\theta), S(t)|x(t)) = \sum_{t=1}^K \sum_{l=1}^T |z_l(t) - a(\theta_l)s_l(t)|^2 \quad (11)$$

O algoritmo EM possui uma estrutura iterativa que procura realizar a estimação conjunta de parâmetros [Dempster & Laird, 1977], que no caso são $s_l(t)$ e θ_l . Ele é dividido em dois passos: o passo E de estimação e o passo M de maximização. Para o passo E, tem-se:

$$\underline{z}_l^p(t) = a(\theta_l^p) \cdot s_l^p(t) + \frac{1}{T} [x(t) - A(\theta^p)S^p(t)] \quad (12)$$

O passo M é obtido maximizando a eq. (11), ficando:

$$\theta_l^{p+1} = \arg \max_{\theta_l} \frac{a(\theta_l)^+ C_{xl}^p a(\theta_l)}{a(\theta_l)^+ a(\theta_l)} \quad (13)$$

$$s_l^{p+1}(t) = \frac{a(\theta_l^{p+1}) z_l^p(t) +}{a(\theta_l^{p+1})^+ a(\theta_l^p)} \quad (14)$$

$$C_{xl}^p = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^K z_l^p(t) z_l^p(t)^+ \quad (15)$$

Pela eq. (12), verifica-se que a cada estimação é retirada a informação obtida anteriormente. Logo, nessa equação foi utilizada na parte final do algoritmo principal da Figura 2. Na eq. (13), verifica-se que a DOA é dada por uma equação similar a eq. (7). Por esta razão verifica-se que o EM para sinais determinísticos possui um desempenho similar ao DS. Porém, acrescenta-se que o EM possui um desempenho bem superior ao DS para o caso de haver fontes de ruídos em certas direções, pois ele retira o sinal ruidoso daquela direção.

4 SIMULAÇÕES

Foram realizadas simulações considerando dois usuários, o primeiro emitindo um sinal com comprimento de onda de 0,5m e DOA de -20° e o segundo com comprimento de onda de 5,5m e DOA de 60° . Foi também adicionado ruído Gaussiano de média nula e de forma que a relação sinal ruído fosse de 20 dB de potência.

O algoritmo mostrado na Figura 2 foi empregado para os demais métodos cujos resultados estão apresentados nas Figuras de 3 até 6. Nestes gráficos observa-se o surgimento de um terceiro pico que é devido à variação de fase durante o cálculo da DOA do primeiro usuário. Este efeito deve-se ao fato de que variações de fase podem resultar na correlação de sinais que até então não eram correlatados. Durante as simulações atenuou-se este efeito com o emprego de um filtro seletivo, logo após o estágio de estimação de comprimento de onda. Além disso, durante as simulações observou-se que quanto melhor for a exatidão da estimação da frequência, menor é esse efeito e, em conseqüência, o terceiro pico diminui, em alguns casos chega a ser desprezível.

Observando as Figuras 3 e 6 no pico em 60° , vê-se que os desempenhos do DS e EM pioram sua precisão com o aumento do comprimento de onda. A precisão do pico pode ser verificada pela sua largura. Entretanto, este mesmo efeito não se observa com o MUSIC e CAPON que mostra de forma bem definida os três picos: o primeiro relativo ao primeiro usuário, o segundo devido à interferência do segundo usuário pela variação de fase e o terceiro relativo ao segundo usuário.

A Tabela 1 mostra o erro médio absoluto (EMA) após 10 iterações para cada método utilizando os dados descritos inicialmente.

Tabela 1 – EMA para frequência e DOA para SNR = 20 dB

Usuário	Freq (Hz)	DOA em graus			
		DS	CAPON	MUSIC	EM
1	0,0901	1,6000	1,6000	1,6000	1,6000
2	0,0513	2,3000	1,6000	1,6000	2,3000

A partir da Tabela 1 verifica-se que o desempenho do CAPON e MUSIC foi bastante similar. Este fato se torna coerente observando as eqs. (8)-(9). Analisando o desempenho baseado em autovalores, observa-se que de certa forma, ambas as equações utilizam a matriz de correlação de ruído. No CAPON, quando se inverte R_{xx} , os autovalores de ruído se tornam maiores e os correspondentes ao de sinal ficam menores. Assim sendo, ao se fazer o produto $a^+(\theta)R_{xx}^{-1}a(\theta)$ para cada θ , serão verificados valores grandes para onde está o ruído e pequenos para onde tem sinal. Entretanto, com o uso do inverso, obtêm-se picos para as direções onde existe sinal. O MUSIC trabalha de forma similar ao CAPON exceto pelo fato de terem sido retirados os autovetores dos sinais de uma certa

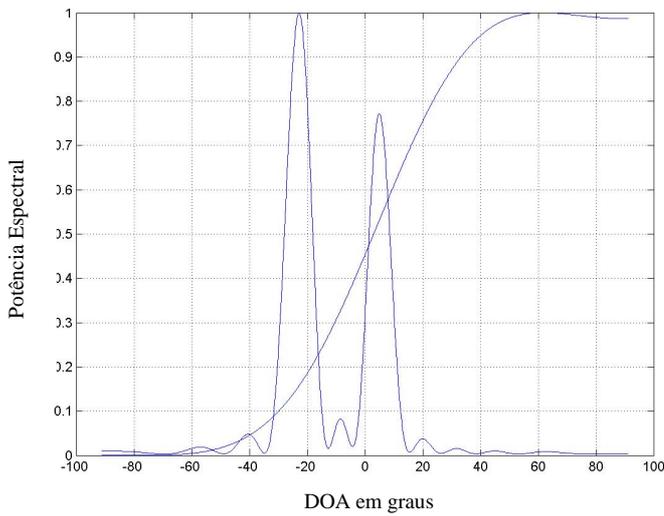


Figura 3 – Resultados com algoritmo DS

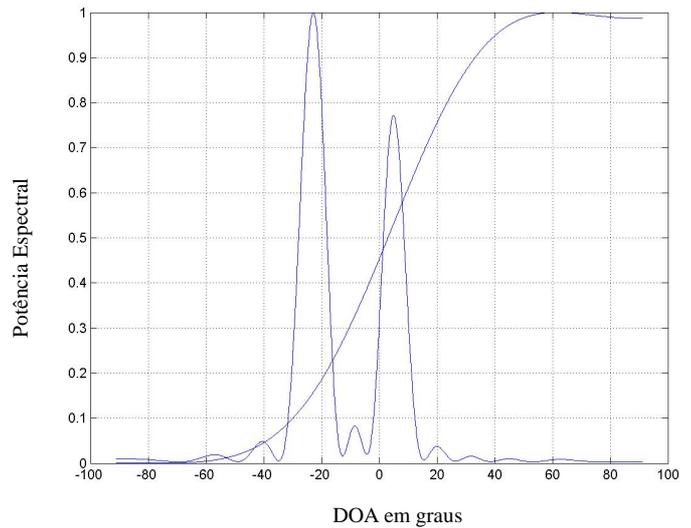


Figura 6 - Resultados com algoritmo EM

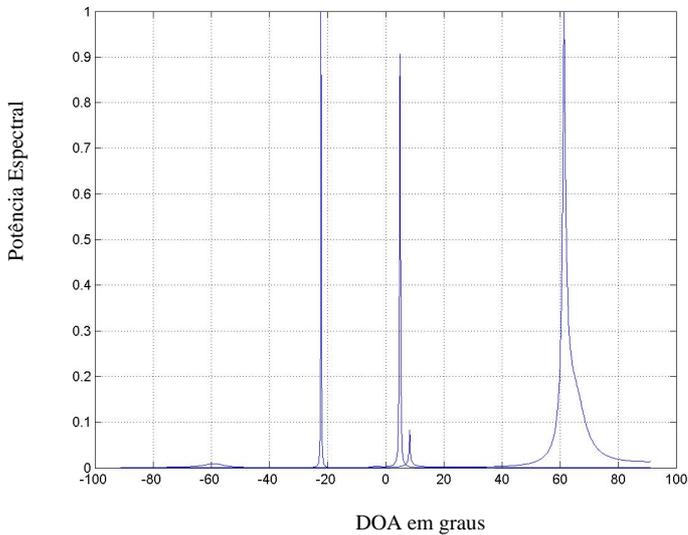


Figura 4 – Resultados com algoritmo CAPON

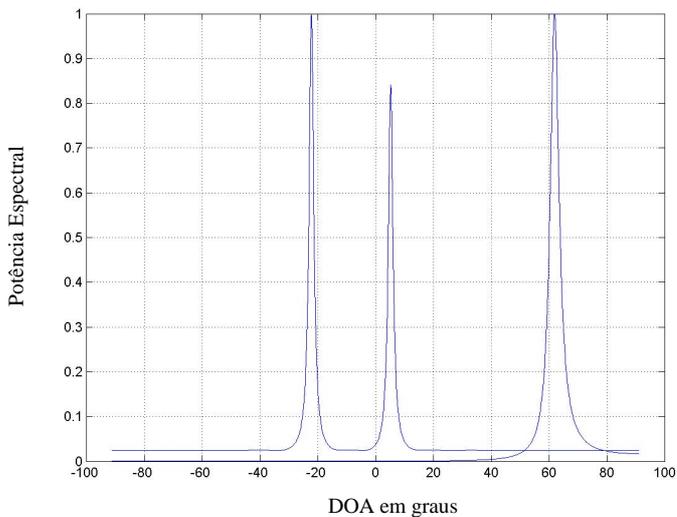


Figura 5 - Resultados com algoritmo MUSIC

frequência. Em consequência, no cálculo da potência variando-se θ , tem-se zero na direção do sinal, por isso o termo $a^+(\theta)EnEn^+a(\theta)$ será próximo de zero na direção do sinal. Entretanto, devido à inversão ele passa a ter um valor de pico. Novamente observando a Tabela 1, verifica-se que o desempenho do DS e EM é similar. Isto se deve ao fato que a eq. (13) e a eq. (7) são idênticas a menos de um escalar multiplicando.

5 CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma revisão de diferentes técnicas para a estimação da direção de chegada e da frequência de sinal em um arranjo de antenas inteligentes, seguido de um estudo comparativo. Foi observado que quanto maior o comprimento de onda do sinal, pior é a sua precisão, pois o comprimento de onda ideal é aquele que é igual ao dobro da distância entre duas antenas consecutivas. Conclui-se, portanto, que os desempenhos do MUSIC e CAPON são superiores aos outros métodos por utilizar matriz de autocorrelação do ruído. No caso de uma estimação mais precisa, o MUSIC e CAPON possuem uma outra vantagem que é não sofrer interferência da variação de fase, enquanto o DS e EM, mesmo com estimação de comprimento de onda perfeito continuam com o problema de variação de fase.

Os resultados também permitem chegar a algumas observações, dependendo do tipo de modulação do sinal. Por exemplo, conclui-se que para um bom desempenho do arranjo de antenas em banda estreita, o sistema FDMA possui a limitação de usar uma frequência cujo comprimento de onda não seja muito maior que o dobro da distância entre as antenas. Por outro lado, o sistema SDMA sofre devido à variação de fase dos sinais ocasionado pelo atraso dos sinais incidentes em cada antena. Assim sendo, perde-se a vantagem de estimação do FDMA ter os sinais descorrelatados ao se utilizar o SDMA. Este tipo de conclusão pode guiar a seleção do método de modulação se o estudo proposto for usado para a concepção de enlace de comunicação e estimação de posição de equipes de robôs.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [Capon, 1969] Capon, J. High Resolution Frequency-Wavenumber Spectral Analysis. Proc of IEEE, Vol. 57, No. 8, Agosto 1969, pp. 1408-1418.
- [Corke et al., 2004] P. Corke, R. Peterson e D. Rus. Coordinating Aerial Robots and Sensor Networks for Localization and Navigation. Proceedings of the Seventh International Symposium on Distributed Autonomous Robotic Systems. Springer-Verlag, 2004.
- [Costas, 1956], J.O. Costas, Synchronous, Communications, Proceedings of the IRE, Vol. 44, pp. 1713-1718, 1956.
- [Dempster & Laird, 1977] A.D. Dempster, N.M. Laird, e D. B. Rubin. Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm, J. Roy. Stat. Soc., vol. B-39, pp. 1-37, 1977.
- [Feder & Weinstein, 1988] M. Feder e E. Weinstein. Parameter Estimation of Superimposed Signals Using EM Algorithm. IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 36, Abril, 1988, pp. 1762-1765.
- [Franks, 1980] L.E. Franks, Carrier and Bit Synchronization in Data Communication – A Tutorial Review. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-28, No. 8, pp. 1107-1120, 1980.
- [Godara, 1997] L. C. Godara. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations. Proc. of IEEE, Vol. 85, No. 8, Agosto, 1997, pp. 1195-1245.
- [Liberti & Rappaport, 1999] J. C. Liberti e T. S. Rappaport. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA applications. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1999.
- [Miller & Fuhrmann, 1990] M. I. Miller e D. R. Fuhrmann. Maximum Likelihood Narrow-Band Direction Finding and the EM Algorithm. IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 38, Setembro, 1990, pp. 1560-1577.
- [Schmidt, 1986] R.O. Schmidt. Multiple Location and Signal Parameter Estimation. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No. 3, Março, 1986, pp.276-280.
- [Schmidt & Franks, 1986] R. O. Schmidt e R. E. Franks. Multiple Source DF Signal Processing: An Experimental System. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No. 3, Março, 1986, pp.281-290.
- [Soares et al., 2004] M. B. Soares, M. F. M. Campos, G. A.S. Pereira, G. R. Mateus. Planejamento de Rotas de Robôs Autônomos em Redes de Sensores Sem Fio. Congresso Brasileiro de Automática, Gramado, Brasil, 2004.
- [Zelenovsky & Grivet, 1999] R. Zelenovsky and M. Grivet. Direction of Arrival Estimation for CDMA Signal by Using the EM-Algorithm. II Conferência de Telecomunicações. Sesimbra, Portugal, Abril, 1999, pp.399-403.