

Emprego de Conformação de Feixe na Cobertura de Telefonia Móvel Celular na cidade de Pirenópolis

Caroline Rodrigues de Queiroz, Rodrigo Pinto Lemos, Getúlio Antero de Deus Júnior

Escola de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal de Goiás

Goiânia – GO, 74605-010, Brasil

E-mail: rq.carol@gmail.com, lemos@eeec.ufg.br, getulio@eeec.ufg.br

Palavras-chave: Antenas inteligentes, Conformação de Feixe, Telefonia Móvel Celular, Predição de Cobertura, Processamento Digital de Sinais, Telecomunicações

1. INTRODUÇÃO

O crescimento da demanda por novos terminais telefônicos móveis vem aumentando o interesse por soluções que incrementem a capacidade dos atuais sistemas celulares (OSÓRIO, ATTUX, CASTRO E ROMANO, 2009). Além disso, devido à grande quantidade de antenas implantadas, a interferência co-canal compromete a capacidade de expansão. Juntando-se a isso, obstruções físicas muitas vezes impedem o atendimento das demandas em alguns locais. (YACOUB, 1993)

Atualmente, mesmo com o uso da tecnologia 4G, que utiliza WCDMA, tornando-se robusta ao ruído, ainda há um déficit na robustez à interferência. Ou seja, quanto maior a quantidade de usuários, maior a degradação (PUTTINI, 2006).

Diante do esgotamento dos recursos de espectro, o aumento da capacidade pode ser conseguido combatendo-se a interferência. Assim, técnicas de filtragem espacial tornam-se alternativas interessantes, possibilitando o acesso múltiplo por divisão espacial (SDMA), à medida que buscam direcionar lóbulos de alto ganho do diagrama de radiação de antenas para cada usuário dentro de uma mesma área de cobertura. Em sistemas sem fio, o projeto de filtros espaciais usualmente emprega arranjos de antenas, aliados a alguma forma de processamento na estação base (PUTTINI, 2006).

Entende-se por arranjo de antenas o conjunto de antenas (sensores) espacialmente distribuídas em uma determinada geometria e que oferece como saída do sistema uma combinação dos sinais induzidos em seus diversos elementos. O processo de combinar sinais provenientes de diferentes elementos para privilegiar uma determinada

direção de propagação é conhecido como conformação de feixe (do inglês *beamforming*) (PUTTINI, 2006; LI e STOICA, 2006).

A conformação de feixe pode ser modelada para apresentar diferentes formas de resposta para diferentes situações. Costuma-se classificar os arranjos de sensores em duas classes: independente dos dados e estatisticamente ótimos (ou adaptativos). Um filtro espacial independente dos dados é aquele que impõe pesos constantes, a serem aplicados em seus sensores, apresentando assim a mesma resposta em potência para todas as situações de sinal e interferência criadas. Já nos arranjos estatisticamente ótimos, os pesos do filtro espacial são escolhidos com base em fundamentos estatísticos dos dados recebidos pelo arranjo, na tentativa de otimizar a saída do mesmo. Dentre os arranjos independentes de dados, encontram-se o Conformador Clássico (ou Convencional) e o Conformador com Nulos Direcionais (NSBF). Já os arranjos estatisticamente ótimos podem ser projetados das mais diversas formas, tanto com processamento em bloco, como adaptativos visando atender as mais diversas finalidades. (LI e STOICA, 2006)

Para o presente trabalho, no entanto, será levado em consideração que já se sabe o ângulo de chegada do sinal, sendo projetada então uma antena diretiva, melhorando a intensidade de sinal na direção de interesse.

2. OBJETIVO

Objetiva-se com esse trabalho avaliar o impacto da conformação de feixe na cobertura celular, além de fazer uma análise comparativa entre os diversos algoritmos de conformação, ou seja, uma comparação entre o uso de uma antena isotrópica e uma antena diretiva, verificando-se, principalmente no que diz respeito à intensidade do sinal recebido no ponto de interesse.

3. METODOLOGIA

Um arranjo de antenas é um conjunto de sensores espacialmente distribuídos em uma determinada geometria (FERREIRA e LEMOS, 2006). O arranjo linear com elementos equidistantes ou ULA (do inglês Uniform Linear Array) é o tipo de estrutura mais aplicada e será alvo de pesquisa neste trabalho.

O espaçamento entre os elementos é um parâmetro de extrema importância no projeto de um arranjo de antenas. Para que se garanta a completa recuperação dos sinais

incidentes, evitando assim a aparição de lóbulos indesejáveis, deve-se assegurar que os elementos estejam separados de uma distância menor que $\lambda/2$, onde λ corresponde ao comprimento de onda (LI e STOICA, 2006).

Considerou-se um conjunto de M elementos equidistantes, espaçados mutuamente de uma distância d e linearmente dispostos em um arranjo. O conjunto de sensores deste arranjo uniforme recebe sinais emitidos por K diferentes fontes, dispostas cada uma segundo uma direção de chegada θ (DOA).

A distância que separa duas frentes de onda incidentes em dois elementos consecutivos do arranjo é igual a $d \cdot \sin(\theta)$. Assim, sendo c a velocidade de propagação da frente de onda, lembrando que $c = \lambda \cdot f$, as equações (1) e (2) representam, respectivamente, o atraso entre os sinais recebidos por dois elementos consecutivos e a conseqüente defasagem percebida entre esses sinais (LI e STOICA, 2006).

$$t = \frac{d \cdot \sin\theta}{c} \quad (1)$$

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

O arranjo de antenas, após a recepção do sinal, é submetido à um vetor de pesos $W = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$, o qual será responsável pelo ajuste da intensidade na direção de interesse. A Figura 1 ilustra toda a situação.

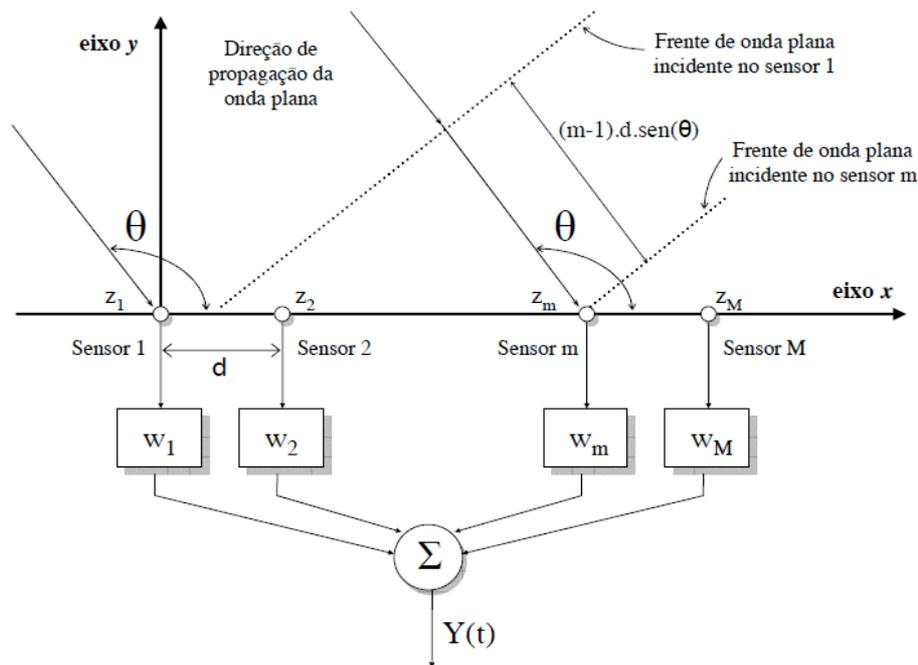


Figura 1. Ilustração de uma frente de onda plana incidente, com DOA igual a θ em um arranjo linear uniforme (ULA) com distância entre elementos igual a d .

3.1 MODELO DE SINAL

Tomando-se como referência um dos sensores do arranjo que, por simplicidade, passa a ser designado pelo índice 1 (z_1), é possível descrever os sinais induzidos nos demais sensores do arranjo em função do sinal incidente na antena 1. Sendo φ a defasagem imposta a dois elementos consecutivos quaisquer e $x(t)$ o sinal incidente no elemento 1 do arranjo, então o sinal percebido pelo sensor 2 será uma versão defasada de $x(t)$, com envoltória complexa de valor $e^{-j\varphi} x(t)$. (LI e STOICA, 2006; PUTTINI, 2006)

Considera-se que o sistema está sob a influência de ruído branco Gaussiano aditivo, inerente ao meio e inserido em cada elemento do arranjo. Sendo $n_m(t)$ o valor do ruído referente ao m -ésimo elemento e, em se tratando de um arranjo uniforme, sob efeitos de sinal originado por uma única fonte, as envoltórias complexas poderão ser modeladas conforme a expressão:

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ \vdots \\ e^{-j(M-1)\varphi} \end{bmatrix} \cdot x(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Para o caso geral de K sinais incidentes no arranjo, provenientes de diferentes fontes (usuários), a expressão (3) expande-se para a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_1} & e^{-j\varphi_2} & \dots & e^{-j\varphi_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\varphi_1} & e^{-j(M-1)\varphi_2} & \dots & e^{-j(M-1)\varphi_K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_K(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

De maneira simplificada, tem-se:

$$Z_M(t) = A_{MK}(\theta) \cdot X_K(t) + N_M(t) \quad (5)$$

O vetor de dados resultante da amostragem ocorrida em cada elemento do arranjo, num dado instante de tempo, recebe o nome de matriz de *snapshots*. A equação matricial do arranjo linear uniforme com N snapshots consecutivos origina, então:

$$\begin{bmatrix} z_1(1) & \dots & z_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_M(1) & \dots & z_M(N) \end{bmatrix} = A(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_1(1) & \dots & x_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_M(1) & \dots & x_M(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(1) & \dots & n_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ n_M(1) & \dots & n_M(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

que pode ser escrita como:

$$Z_{MN} = A_{MK}(\theta) \cdot X_{KN} + N_{MN} \quad (7)$$

De posse das equações e da Figura 1, pode-se então escrever:

$$Y_N = W^H \cdot Z_{MN} = \sum_{ii=1}^M w_{ii} * z_{ii}(t) = z_1(t) \cdot \sum_{ii=1}^M w_{ii} * e^{-j(ii-1) \cdot \varphi} \quad (8)$$

3.2 AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Com as equações em mãos, foi realizado um levantamento topográfico da cidade por meio de dados do Sistema de Informações Geográficas (SIGAnatel) disponibilizado no sítio da Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, 2010). Toda a cidade de Pirenópolis foi coberta em um raio de 8 km, sendo obtidos pontos de 90 em 90 metros, com variação do azimute de grau em grau. O ponto central foi a praça do Coreto. Embora o relevo tenha sido levantado em 360°, para efeito do arranjo de antenas adotou-se apenas a varredura de -90° à 90°, correspondente ao campo de visão das antenas.

O arranjo foi colocado no centro da cidade, e, partindo daí, buscou-se a modelagem, também em Matlab, dos conformadores de feixe. Foram aplicados quatro modeladores de feixe em especial:

Também conhecido como Conformador Atraso-e-Soma (DS), o conformador de feixe clássico é a forma mais simples de implementação com arranjos de sensores, uma vez que todos os pesos são mantidos com valores constantes, para todas as condições de sinais incidentes. As fases atribuídas para os pesos são escolhidas de modo a direcionar a antena para uma dada posição de interesse, conhecida como direção de visada θ_0 . Se designarmos $a(\theta_0)$ como sendo o vetor diretor na direção de visada, então o vetor de pesos assumirá a forma $W_{cte} = a(\theta_0)/M$.

Já o Conformador com Nulos Direcionais (NSBF) é normalmente utilizado para maximizar a recepção de uma frente de onda plana, incidente a partir de uma direção desejada, e produzir nulos nas direções estipuladas como direções de interferência. Tomando como direção desejada aquela que apresenta o vetor diretor $a(\theta_0)$ e considerando um modelo com K diferentes sinais incidentes, de vetores diretores $\{a(\theta_j), j=1..K\}$, o equacionamento do vetor de pesos previsto para o Conformador com Nulos Direcionais será:

$$W^H \cdot a(\theta_0) = 1 \quad (9)$$

$$W^H \cdot a(\theta_j) = 0, \forall j = 1..K \quad (10)$$

Tendo em vista obter resposta unitária em uma dada direção de visada θ_0 , correspondente a um vetor diretor $a(\theta_0)$, o Conformador Inverso da Matriz de Ruído (NAMI) utiliza somente a informação da matriz de correlação do ruído (R_{nn}). O vetor de pesos W_{NAMI} do arranjo NAMI é então escolhido de modo a atender as restrições impostas nas expressões (11) e (12).

$$W = \arg \min W_N^H \cdot R_{nn} \cdot W_N \text{ com } W_N^H \cdot a(\theta_0) = 1 \quad (11)$$

$$W_{NAMI} = W_N = \frac{R_{nn}^{-1} \cdot a(\theta_0)}{a^H(\theta_0) \cdot R_{nn}^{-1} \cdot a(\theta_0)} \quad (12)$$

onde

$$R_{nn} = \sigma^2 \cdot I \quad (13)$$

sendo σ^2 a variância do ruído e I é a matriz identidade.

O Conformador Inverso da Matriz de Sinal mais Ruído (SPNMI), por sua vez, estima o vetor de pesos com base na informação da matriz de correlação do sinal ruidoso (R_{zz}) incidente no arranjo.

$$W = \arg \min W_S^H \cdot R_{zz} \cdot W_S \text{ com } W_S^H \cdot a(\theta_0) = 1 \quad (14)$$

$$W_{SPNMI} = W_S = \frac{R_{zz}^{-1} \cdot a(\theta_0)}{a^H(\theta_0) \cdot R_{zz}^{-1} \cdot a(\theta_0)} \quad (15)$$

onde

$$R_{zz} = E\{Z \cdot Z^H\} = A_{MK} \cdot R_{xx} \cdot A_{MK}^H + \sigma^2 \cdot I_M = \frac{1}{N} \cdot Z \cdot Z^H \quad (16)$$

$$R_{xx} = E\{X \cdot X^H\} \quad (17)$$

Com base nesses modelos, pôde-se então calcular o incremento do ganho que seria dado nas direções de interesse. Além do cálculo do ganho, também foi feito o cálculo da perda que seria dado no modelo do espaço livre, usando-se a equação de base:

$$L = 20 * \log(fc) + 20 * \log(d) + 32,44 \quad (18)$$

onde f_c é a frequência da portadora, e d a distância da antena até o ponto onde foi feito o cálculo. Tais dados encontram-se no Quadro 1.

Quadro 1. Dados predefinidos para cálculos das perdas.

Parâmetros para simulação	
Coordenada Geodésica de Instalação da ERB	Latitude = 15°51'09.07'' S Longitude = 048°57'29.48'' W
Altura da Antena (m)	30,00
Altura do Móvel (m)	1,50
Frequência (MHz)	900
Potência transmitida (dBm)	42,00
Perda nos conectores e cabos (dB)	5,00

4. Resultados e Discussões

Os quatro conformadores de feixe citados anteriormente foram modelados, considerando 15° como direção de chegada do sinal de interesse sobre um arranjo de antenas formado por 10 sensores e com uma fonte interferente em 45°. Para o NSBF, exigiu-se a anulação do sinal interferente e, para os modelos NAMI e SPNMI, tomaram-se 10 *snapshots* no cálculo das matrizes de correlação. Inicialmente, também é mostrado como ficaria o sinal sem o uso de uma antena diretiva.

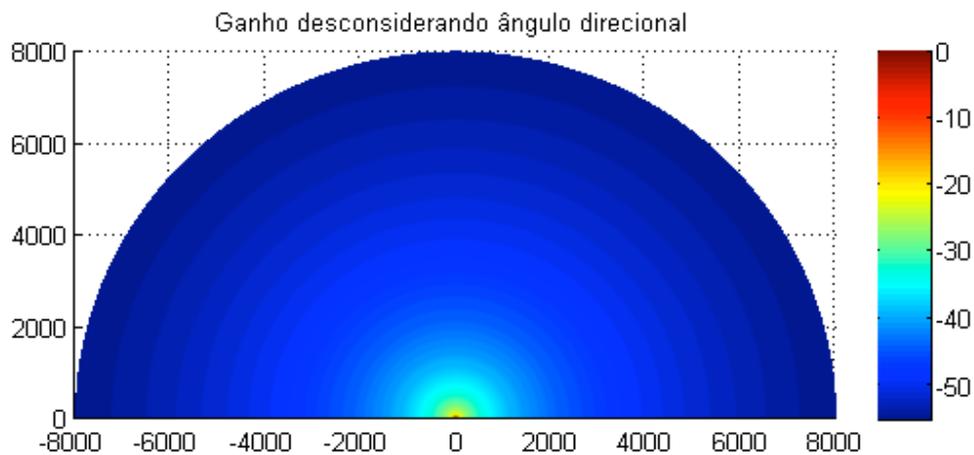


Figura 2. Intensidade de sinal recebido em dB na área de cobertura sobre a cidade de Pirenópolis, Goiás, sem o uso de conformação de feixe

Como se pode observar na Figura 2, com o uso de uma antena isotrópica, que irradia a mesma quantidade de sinal para todas as direções, o alcance da antena se limita a uma curta distância, tornando-a pouco efetiva quando o móvel se localiza longe da antena.

Além do mais, por irradiar igualmente para todas as direções, várias posições que não correspondem a uma fonte de sinal de interesse, também são iluminadas pela antena. Ou seja, há desperdício de potência de transmissão.

Daí a necessidade do uso das antenas diretivas. Embora seja necessário um número maior de antenas, uma vez que é necessário um arranjo de antenas, há o uso racional da intensidade de sinal, com foco na direção de maior uso, e aumento da cobertura, se for levada em conta apenas a distância a partir da antena.

A seguir, é mostrada a cobertura conseguida com cada um dos conformadores estudados. Adicionalmente, apresenta-se o diagrama linear de irradiação em cada caso, permitindo discutir as características de cada um deles.

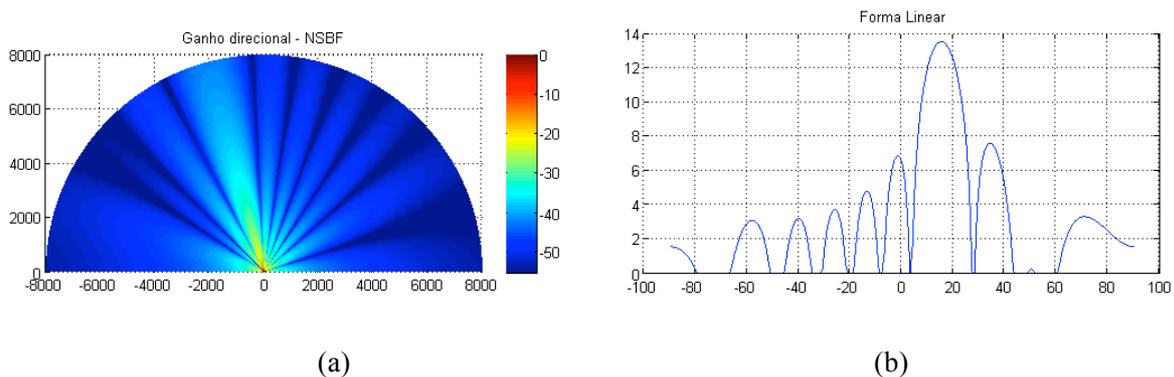


Figura 3. Conformador de sinal NSBF: a) Intensidade de sinal recebido em dB na área de cobertura sobre a cidade de Pirenópolis, Goiás; b) Diagrama de irradiação do arranjo de antenas projetado segundo este conformador.

Como se pode observar no gráfico linear do diagrama de irradiação, o ganho máximo ocorre para 15°, e, assim como especificado, ocorreu um nulo em 45°, o que mostra a eficácia do conformador NSBF quando se deseja eliminar um sinal interferente, desde que se saiba sua direção de chegada. Comparando-se a cobertura de tal conformador com aquela da antena isotrópica, percebe-se que o alcance da antena quase triplicou, passando de aproximadamente 1,5 km para aproximadamente 5 km, para intensidade de sinal entre -30 e -40 dBm.

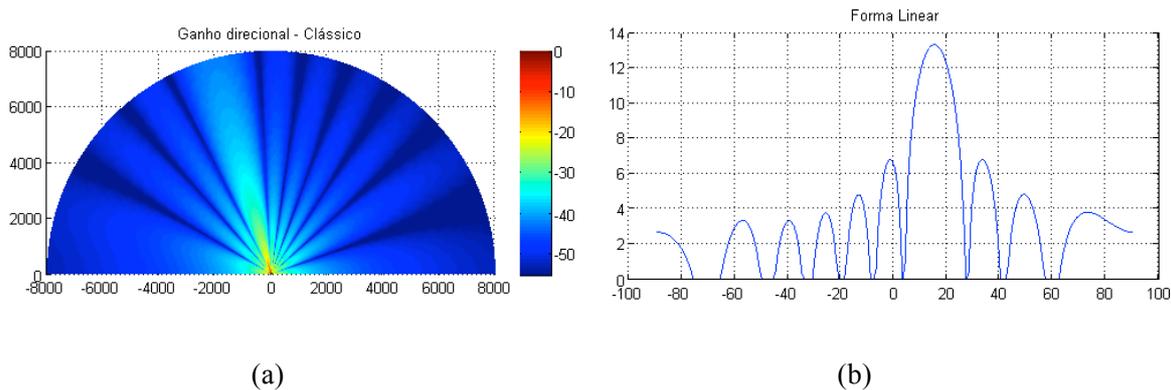


Figura 4. Conformador de sinal clássico: a) Intensidade de sinal recebido em dB na área de cobertura sobre a cidade de Pirenópolis, Goiás; b) Diagrama de irradiação do arranjo de antenas projetado segundo este conformador.

Embora o conformador clássico apresente praticamente o mesmo ganho máximo que o conformador NSBF na direção de interesse e aproximadamente o mesmo alcance, ele não é capaz de impor um nulo em uma possível direção de interferência, apenas reduzindo o ganho nessa direção.

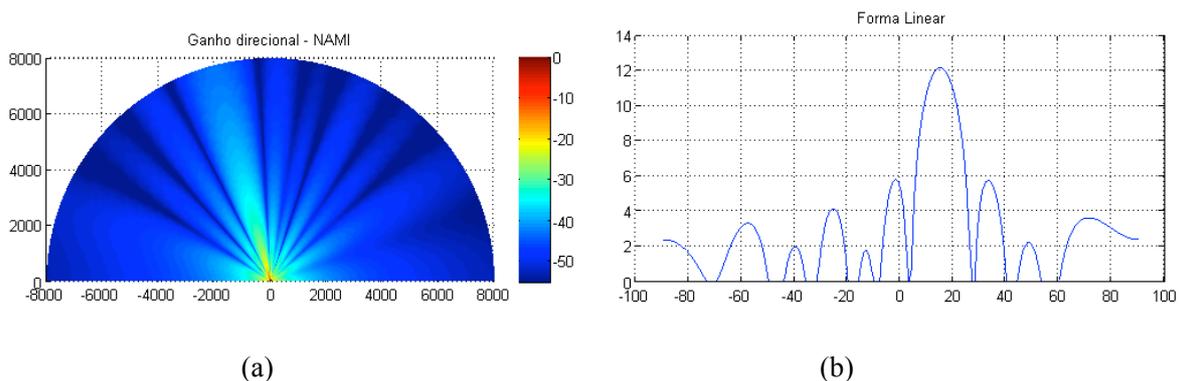


Figura 5. Conformador de sinal NAMI: a) Intensidade de sinal recebido em dB na área de cobertura sobre a cidade de Pirenópolis, Goiás; b) Diagrama de irradiação do arranjo de antenas projetado segundo este conformador.

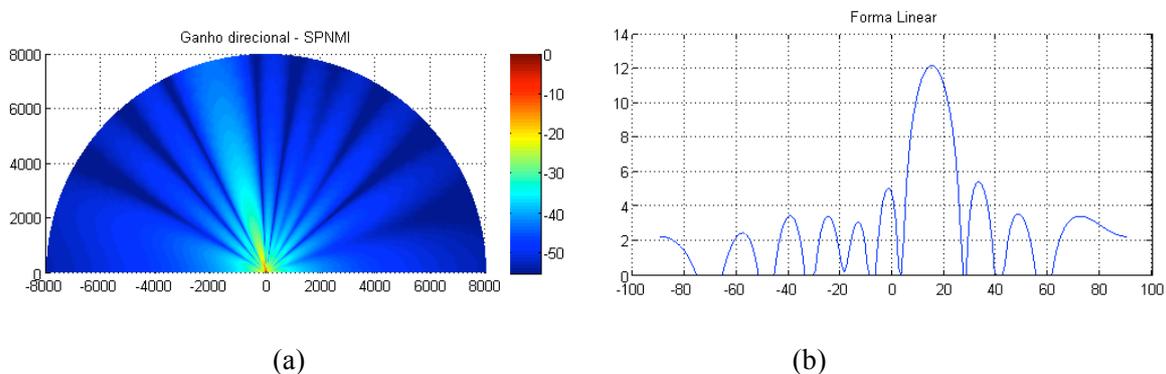


Figura 6. Conformador de sinal SPNMI: a) Intensidade de sinal recebido em dB na área de cobertura sobre a cidade de Pirenópolis, Goiás; b) Diagrama de irradiação do arranjo de antenas projetado segundo este conformador.

Revisado pelo orientador

Tanto o conformador NAMI quanto o SPNMI apresentaram ganhos máximos menores do que aqueles obtidos pelos conformadores NSBF e clássico, e não impuseram nulos na direção de interferência. No entanto, ainda sim, pode-se dizer que o alcance da antena pelo menos dobrou (intensidade de sinal entre -30 e -40 dBm). É possível provar que, para uma mesma sequência de valores de ruído, os pesos produzidos pelos algoritmos NAMI e SPNMI são idênticos e os conformadores possuem o mesmo desempenho (GODARA,1997). Isso pode ser percebido, pelo menos no que diz respeito ao sinal na direção de interesse, ocorrendo diferença apenas nas demais direções.

É válido avaliar também, que, embora aqui a simulação tenha sido feita apenas para uma direção de chegada de sinal, a simulação poderia ter considerado duas ou mais direções de interesse, controlando o cálculo dos pesos W . Tal feito ajudaria no caso de obstruções, que impediriam a chegada do sinal em determinado ponto.

Sabendo-se também que o limiar da cobertura 3G é de -110 dBm, observa-se que, para todos os casos, para antena isotrópica, o sinal é recebido em toda cidade, uma vez que, para o pior dos casos, a intensidade de sinal é de -50 dBm.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma comparação entre quatro conformadores de feixe, e o aumento do raio área de cobertura que tais conformadores proporcionam em relação à antena isotrópica. Observou-se que, além de proporcionar o aumento do alcance do sinal, arranjos de antenas associados a algoritmos de conformação de feixe permitem anular a interferência de um outro sinal próximo, ou até mesmo para contornar uma obstrução, incrementando a relação sinal-ruído de recepção. Isto possibilita aumentar a capacidade de transmissão de informação do canal, conforme o limite de Shannon.

No entanto, os algoritmos aqui apresentados exigem a estimativa prévia da direção de chegada do sinal. Esta pesquisa encontra-se em andamento e os resultados aqui apresentados são preliminares. A próxima etapa deste trabalho consiste na utilização de abordagens adaptativas, que não requerem o conhecimento prévio das direções das fontes de sinal, mas se ajustam ao ambiente de propagação à medida que otimizam alguma característica do sinal de interesse. Nos arranjos ótimos, os algoritmos adaptativos, como o de mínima média quadrada (LMS), buscam ajustar o vetor de pesos do arranjo de modo a fazer com que o filtro espacial seja capaz de buscar aquela informação dentro das diversas direções

de cobertura da antena. A flexibilidade desses algoritmos deve se reproduzir em sua eficácia, o que será avaliado na continuação do presente estudo.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. *Sítio da Agência Nacional de Telecomunicações*. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br>. Data de acesso: 23 de jun. 2010.

ALVES, C. A. **Análise Teórica e Experimental de Métodos de Estimação de DOA e de Estimação de Frequência com Alta Resolução**. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, 2004.

FERREIRA, Y. R.; LEMOS, R. P. **A New DOA Estimation Algorithm Based on Angle Search Through the Difference Between the Principal Singular Values**, Int. Symp. on Sig. Proc. and Its App. 2005 (ISSPA 2005), Sydney-Australia, vol. 1. p. 283-286, 2005.

GODARA, L. C., **Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations**, Proc of IEEE, vol 85, No. 8, Agosto 1997.

INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA. *Sítio do Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística*. Disponível em: <http://www.ibge.gov.br>. Data de acesso: 24 de jun. 2010.

OSÓRIO, A. F. S., ATTUX, R. R. F., CASTRO, M. S., ROMANO, J. M. T. **Antenas Adaptativas para Redução de Interferência em Comunicações Móveis: Uma Plataforma para Análise de Desempenho**. Publicação Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – Universidade de Campinas (Unicamp), SP, 2009.

PUTTINI, S. B. **Emprego de Antenas Adaptativas Para Estimação de Dados em Ambientes CDMA**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2006.

QUEIROZ, C. R.; JÚNIOR, G. A.. **Predição de Cobertura Celular na Cidade de Pirenópolis Utilizando os Modelos de Propagação Hata e Espaço Livre**. Universidade Federal de Goiás.

YACOUB, M. D., **Foundations of Mobile Radio Engineering**, 1^a ed., CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1993.

LI, J.; STOICA, P., **Robust Adaptive Beamforming**, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2006.