

# Algoritmos de conformação de feixe em banda dupla para aplicação em bloqueio de RF

Daniel Silva Vieira Araujo, José Carlos Araujo dos Santos, Maurício Henrique Costa Dias<sup>1</sup>

**Resumo**—Este trabalho propõe algoritmos de conformação de feixe para arranjos de antenas lineares uniformes utilizados em bloqueadores de RF operando simultaneamente em duas faixas de frequências. A aplicação específica que motivou a proposta em questão foi o bloqueio de sinais de telefones celulares, demanda esta muito em voga atualmente pelas autoridades públicas da área de segurança. Dois critérios baseados na metodologia dos conhecidos conformadores convencional e apontador de nulos (*null steering*) foram estabelecidos para a aplicação em questão. Os filtros espaciais dimensionados foram analisados por meio de simulações em Matlab®, levando a resultados satisfatórios.

**Palavras-Chave**—Bloqueio de RF, conformação de feixe, arranjos de antenas, telefones celulares.

**Abstract**—This work proposes beamforming algorithms for uniform linear arrays in dual-band RF jammers. Efficient jamming of cell phones is a present demand of security authorities in Brazil, especially within prisons. Based on the same methodology of conventional and null steering beamforming, two criteria were established for that application. The spatial filters designed for this purpose have been analyzed with Matlab®, leading to acceptable results.

**Index Terms**—RF jamming, beamforming, antenna arrays, cell phones.

## I. INTRODUÇÃO

No contexto atual de telecomunicações sem fio no País, uma aplicação de bastante destaque é o bloqueio de sinais de rádio-frequência (RF). Particularmente, o cenário em que o bloqueio de RF mais se enquadra é o de aplicações em segurança pública. É notória a preocupação das autoridades policiais e da Justiça com a questão do uso de telefones celulares em presídios, por exemplo. De modo geral, o bloqueio de RF é uma ferramenta poderosa para operações de garantia da lei e da ordem (GLO), principalmente em cenários urbanos (controle de distúrbios, operações contra o tráfico de drogas, etc.) [1].

Adicionalmente, bloqueadores de RF também são usados em aplicações tipicamente militares como parte integrante das chamadas operações de Guerra Eletrônica (GE) [2]-[3]. Na verdade, o uso de técnicas de bloqueio intencional (*jamming*) faz parte da doutrina de GE há muito tempo (desde a 2<sup>a</sup>

Grande Guerra) [2]-[3]. Esta “dualidade” de cenários de aplicação (civis e militares) é hoje um forte vetor de atração de recursos (públicos e privados) para desenvolvimentos tecnológicos. Dado o natural interesse militar e o atrativo da dualidade citada, o Exército Brasileiro atualmente desenvolve projetos de bloqueadores de RF.

Nas aplicações de bloqueio de RF, uma técnica de grande utilidade é o uso de arranjos de antenas com diagrama de radiação modificável. Ao usar antenas de forma racional, procurando canalizar o sinal interferente para as direções dos receptores que se deseja bloquear, otimiza-se o uso da energia necessária para a transmissão. Mais ainda, diminui-se a interferência potencial nos demais sistemas ao redor do bloqueador que não fazem parte da lista de alvos, nas demais direções. Dependendo do esquema adotado para modificar o diagrama de radiação do conjunto de antenas, é possível até mesmo acompanhar alvos móveis [4].

O diagrama de radiação de um arranjo de antenas pode ser convenientemente modificado pelos chamados métodos de “conformação de feixe” (*beamforming*), possibilitando assim, o apontamento de um ou mais feixes (ou mesmo nulos) em direções desejadas [5]-[6]. A conformação é obtida com auxílio de um filtro espacial junto ao arranjo de antenas, cuja resposta procura atender a um dado critério de otimização.

Alguns critérios geram filtros mais simples, como o conformador convencional e o apontador de nulos, por exemplo, cujas respostas não variam ao longo do tempo. Critérios mais sofisticados demandam a recepção do sinal (ou de alguns de seus parâmetros) ao longo do tempo, e com isso o filtro apresenta característica adaptativa [6]-[7].

Este artigo se insere no contexto em questão, propondo um algoritmo de conformação de feixe em arranjos lineares uniformes, especializado para um bloqueador de RF operando nas duas faixas da telefonia celular no Brasil (800-900 MHz e 1700-1900 MHz). A motivação para a banda dupla é evidente, pois numa operação de bloqueio, aparelhos de uma ou outra banda podem estar presentes. Entretanto, a necessidade de bloquear duas bandas traz consigo algumas dificuldades técnicas adicionais. Uma opção interessante em termos de custo de *hardware* e simplicidade de *software* é o uso dos algoritmos aqui propostos, que são baseados na formulação do problema do conformador convencional. A diferença é que os filtros propostos consideram duas direções de apontamento desejadas, cada uma associada a uma banda distinta - 850 MHz ou 1800 MHz no caso em questão.

Este artigo foi estruturado da seguinte forma. A seção II apresenta o modelo de sinal adotado e as soluções conhecidas como conformação de feixe convencional e por apontamento

<sup>1</sup> Seção de Engenharia Elétrica, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil. E-mails: dsna@terra.com.br e {araujo, mhcdias}@ime.eb.br

de nulos. A seção seguinte descreve a aplicação, o cenário e a formulação dos algoritmos propostos. As simulações desses conformadores propostos são analisadas na seção IV como forma de validação dos mesmos. Por fim, alguns comentários são apresentados na seção V.

## II. TÉCNICAS DE CONFORMAÇÃO DE FEIXE

### A. Modelo de Sinal

A Fig. 1 ilustra a situação de referência para apresentar o modelo de sinal adotado como base para a formulação das soluções de conformação de feixe [6]. Assume-se o uso de um arranjo linear uniforme de  $L$  antenas, ou seja, um conjunto de  $L$  antenas idênticas. O sinal na  $l$ -ésima antena é representado por  $x_l(t)$ , e para cada antena há um “peso” complexo  $w_l$  modificando amplitude e fase do sinal  $x_l(t)$  respectivo. Os sinais modificados pelos pesos são combinados (somados), resultando no sinal recebido total de saída  $y(t)$ . Importante acrescentar que a chamada “hipótese faixa-estreita” é assumida aqui, ou seja, o sinal tratado apresenta conteúdo espectral estreito com relação às respostas das antenas (e dos demais dispositivos do receptor). Observa-se que o modelo de sinal aqui apresentado assume um aparato de recepção. Entretanto, com base no princípio da reciprocidade [8], é possível estender esta modelagem para transmissão, como é o caso do bloqueador de RF abordado neste trabalho.

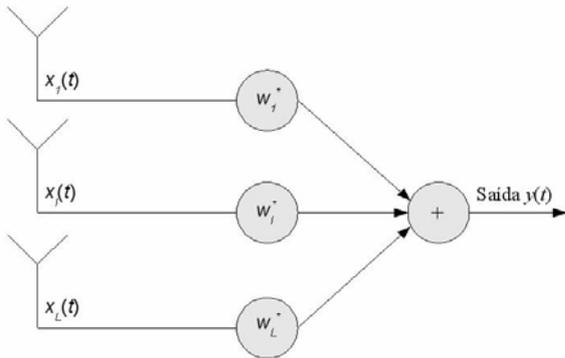


Fig. 1. Modelo do sistema adotado, com arranjo linear uniforme de antenas e filtragem espacial.

Da Fig. 1 é possível extrair a seguinte expressão para representar o sinal de saída:

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l^* x_l(t) \quad (1)$$

onde  $*$  representa a operação de conjugação complexa. A saída do sistema pode ser expressa de forma mais compacta usando-se notação vetorial. Com isso, tem-se:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2)$$

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_L(t)]^T \quad (4)$$

Os índices sobrescritos  $T$  e  $H$  representam operações vetoriais de transposição e transposição conjugada (hermitiana), respectivamente. Observa-se que o vetor de pesos pode ser entendido como a representação de um filtro espacial.

A potência de saída  $P(t)$  em qualquer instante é dada por:

$$P(t) = |y(t)|^2 = y(t)y^*(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w} \quad (5)$$

Se as componentes de  $\mathbf{x}(t)$  forem modeladas como um processo estocástico estacionário de média nula, então a potência de saída é dada por [6]:

$$P(\mathbf{w}) = E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w}] = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (6)$$

onde  $\mathbf{R}$  representa a matriz correlação do arranjo, definida como:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \quad (7)$$

A Fig. 2 ilustra um outro aspecto importante considerado no modelo de sinal: o arranjo se encontra na condição de campo distante com relação à fonte do sinal, ou alternativamente, a frente de onda do sinal incidente é plana (ou localmente plana ao menos). Mais ainda, a propagação de onda ocorre em meio homogêneo, de modo que as trajetórias de propagação são linhas retas. Levando-se em consideração essas hipóteses simplificadoras, a diferença entre os sinais recebidos nas diferentes antenas do arranjo é função essencialmente de um retardo temporal de propagação, como expresso em (8) para uma onda plana emitida por uma fonte na direção  $\theta$  e medido entre a  $l$ -ésima e a primeira antenas. Em (8),  $c$  é a velocidade de propagação no espaço livre, e  $d$  o espaçamento entre duas antenas consecutivas.

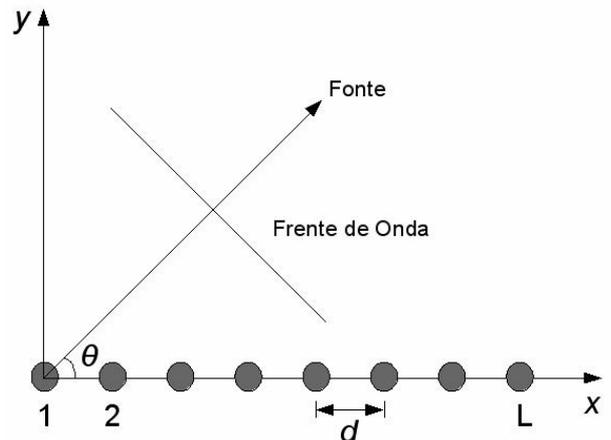


Fig. 2. Arranjo linear com espaçamento uniforme  $d$  entre antenas.

$$\tau_l(\theta) = (l-1) \cos \theta \cdot d/c \quad (8)$$

Com isso, o sinal induzido na  $l$ -ésima antena pode ser escrito como:

$$x_l(t) = m(t) e^{j2\pi f_0(t - \tau_l(\theta))} + n_l(t) \quad (9)$$

onde  $m(t)$  é uma função complexa que representa a modulação do sinal,  $f_0$  é a frequência da portadora, e  $n_l(t)$  é uma componente de ruído presente na  $l$ -ésima antena. Assume-se aqui que este ruído é branco com média zero e variância igual a  $\sigma_n^2$ . A resposta da antena  $H(\theta)$  também deveria estar presente em (9), multiplicando  $m(t)$ . Apenas por simplicidade de notação nesta apresentação do modelo de sinal, as antenas são assumidas onidirecionais, e com isso aquela resposta pode ser suprimida.

De (9), o vetor de sinal pode ser expresso como:

$$\mathbf{x}(t) = m(t) \left[ e^{-j2\pi f_0 \tau_1(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi f_0 \tau_L(\theta)} \right]^T + \mathbf{n}(t) \quad (10)$$

Para um arranjo de antenas idênticas como no presente modelo, define-se o “vetor de apontamento” (*steering vector*) como:

$$\mathbf{s} = \left[ e^{-j2\pi f_0 \tau_1(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi f_0 \tau_L(\theta)} \right]^T \quad (11)$$

Com isso, (10) pode ser reescrita na forma mais compacta:

$$\mathbf{x}(t) = m(t)\mathbf{s} + \mathbf{n}(t) \quad (12)$$

e conseqüentemente, o sinal de saída pode ser expresso como:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = m(t)\mathbf{w}^H \mathbf{s} + \mathbf{w}^H \mathbf{n}(t) \quad (13)$$

Ao calcular o sinal de saída em um dado instante para todo o espectro angular, é possível gerar um gráfico  $y(t) \times \theta$  que corresponde ao diagrama de radiação do conjunto de antenas. Este diagrama provê a informação direcional do arranjo que se deseja controlar através do filtro espacial, e é conhecido como *beam pattern*, que também pode ser apresentado em função da potência [6].

### B. Conformadores de Feixe Estáticos

Os vários métodos de conformação de feixe precisam de informações ou parâmetros para orientá-los no cálculo do vetor de pesos. Essas informações podem ser obtidas a partir de um sinal de referência ou de uma seqüência de treinamento, mas também através da estimação da direção ou ângulo de chegada do sinal. Os métodos de conformação de feixe também podem usar a estimação cega para extrair informações do sinal que ajudem neste processo [9].

Outra característica importante a destacar é que os métodos podem incorporar ou não as variações do sinal no arranjo ao longo do tempo. Na abordagem mais simples, em que aquelas variações não são incorporadas, o critério adotado para dimensionar o filtro espacial é tal que a solução independe do sinal e/ou do tempo. Critérios mais elaborados podem levar a filtros cujos pesos variam ao longo do tempo, ou seja, os pesos devem ser atualizados periodicamente para se atingir o desempenho de conformação esperado. Talvez o exemplo mais simples aqui seja o conformador de Capon, cuja solução demanda a inversa da matriz  $\mathbf{R}$ , que na prática nem é

conhecida, devendo ser estimada [6]. Esta abordagem adaptativa costuma apresentar desempenho superior à abordagem “estática”, mas a complexidade da implementação aumenta, seja em *hardware*, seja em *software*. Questões relacionadas à convergência da solução após sucessivas iterações também passam a ser relevantes, entre outras [6].

O foco do presente artigo é a classe de conformadores estáticos. Com base no modelo de sinal previamente apresentado, dois dos principais métodos desta classe são aqui destacados: o conformador de feixe convencional; e o apontador de nulos. Em ambos os casos, o filtro espacial é dimensionado a partir de um problema de otimização não-linear com restrições. A solução é obtida através do método dos multiplicadores de Lagrange [7].

O conformador de feixe convencional é obtido a partir da solução para o seguinte problema [6], [10]:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w} \quad \text{sujeito a} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_v) = 1 \quad (14)$$

onde  $\theta_v$  é a direção de apontamento desejada (ou “direção de visada”), e a função custo a ser minimizada é simplesmente a potência de ruído recebida ( $\mathbf{R}_n$  é a matriz correlação do ruído). Assumindo-se ruído branco gaussiano,  $\mathbf{R}_n$  é dada pelo produto de um escalar (variância do ruído  $\sigma_n^2$ ) pela matriz identidade. Com isso, a função custo pode ser substituída pela expressão mais simples  $\mathbf{w}^H \mathbf{w}$ . A solução de (14) é dada por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{s}(\theta_v) / L \quad (15)$$

Para o apontador de nulos, o critério é análogo: minimiza-se a potência de ruído recebida, sujeita a restrições. O que muda são as restrições, que incorporam uma ou mais direções de visada e uma ou mais direções indesejadas (para as quais se deseja que o arranjo aponte nulos do diagrama de radiação conjunto). Assumindo uma única direção de visada e  $k$  indesejadas, o problema é definido por:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad \text{sujeito a} \quad \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_v) = 1 \\ \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_{n1}) = 0 \\ \dots \\ \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_{nk}) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

onde  $\theta_{ni}$  são as direções indesejadas. A solução é dada por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{e} \quad (17)$$

$$\mathbf{e} = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{s}(\theta_v), \mathbf{s}(\theta_{n1}), \dots, \mathbf{s}(\theta_{nk})] \quad (19)$$

O vetor  $\mathbf{e}$  ( $k+1 \times 1$ ) incorpora o lado direito do sistema de equações das restrições em (16), enquanto que a matriz  $\mathbf{A}$  ( $L \times k+1$ ) incorpora a parte conhecida (vetores de apontamento  $\mathbf{s}$ ) daquele sistema.

Algumas ressalvas importantes cabem para os métodos supracitados. Inicialmente, cumpre destacar a importância do número de antenas do arranjo. Via de regra, este parâmetro limita o número de direções distintas que podem ser resolvidas ( $L-1$ ). Além disso, quanto maior o arranjo, menor a largura dos feixes principais, e conseqüentemente, maior a resolução. Ainda, o número de antenas afeta a faixa dinâmica do sistema, pois quanto menos antenas, maior o vazamento espectral, ou seja, maiores as amplitudes dos lobos secundários [10].

Um problema específico da configuração linear uniforme é a assimetria da largura dos feixes principais ao longo do espectro angular. Os feixes são mais estreitos na direção de *broadside* do arranjo ( $\theta = 90$  ou  $270^\circ$ ), e vão alargando à medida que se aproximam da direção de *endfire* ( $\theta = 0$  ou  $180^\circ$ ). Arranjos circulares uniformes não apresentam este problema, por exemplo, mas a formulação de algoritmos de conformação não é tão simples. Por fim, arranjos lineares apresentam incapacidade de distinguir ângulos de chegada separados em  $180^\circ$ , ou seja, sinais que incidam no arranjo pela mesma direção, mas por sentidos opostos, são recebidos pelo arranjo como uma coisa só [11].

### III. DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

#### A. Aplicação e Cenário

O algoritmo proposto é destinado ao bloqueio de RF nas duas faixas de telefonia celular, que operam em 850 MHz e 1800 MHz. O cenário de aplicação é um ambiente em que os sinais das duas bandas estão concentrados majoritariamente em duas direções distintas conhecidas (ou em uma mesma e única direção). Na verdade, tais direções podem ser estimadas a partir do próprio arranjo de antenas utilizado [5]-[6], mas também podem ser indicadas por algum outro equipamento disponível dedicado para essa função (como detectores de direção para GE, por exemplo), ou mesmo a partir de um simples reconhecimento do terreno [3]. Este ambiente pode ser interno (dentro de presídios, por exemplo), ou externo. Dada que arranjos lineares discriminam direções apenas azimutais [11], o problema é essencialmente bidimensional.

Um diagrama em blocos do bloqueador de RF para a aplicação desejada é apresentado na Fig. 3. Neste esquema, os sinais de RF são gerados nas duas bandas desejadas. A forma do sinal de bloqueio pode ser essencialmente a de um ruído ao longo de cada faixa desejada [1]. Os dois sinais são somados e o sinal resultante é dividido igualmente para os  $L$  ramos do arranjo. O sinal em cada ramo passa então por elementos de circuito (atenuadores e defasadores controláveis) que realizam a função do peso do filtro calculado para aquele ramo. Os pesos são ajustados através de um sinal de controle (CT), gerado pelo algoritmo a partir das estimativas das frequências e dos ângulos de chegada dos sinais a serem bloqueados. O sinal ponderado pelo filtro espacial chega então ao arranjo, de onde é irradiado.

É importante observar que se procurou adotar uma abordagem em banda dupla ao invés de uma abordagem banda-larga. Assim, algumas simplificações assumidas na abordagem faixa-estreita puderam ser mantidas. Uma

abordagem banda-larga exige filtros espaço-temporais sofisticados, antenas banda-larga, etc. A abordagem banda dupla, por outro lado, permite flexibilizar as restrições de banda de operação dos componentes, permite ainda diminuir a complexidade computacional dos algoritmos, entre outras vantagens. Vale salientar que a solução proposta é tal que um único filtro espacial é dimensionado para atender a duas bandas distintas. Obviamente, os atenuadores e defasadores escolhidos para realizar este filtro devem estar especificados para operar nas duas bandas em questão.

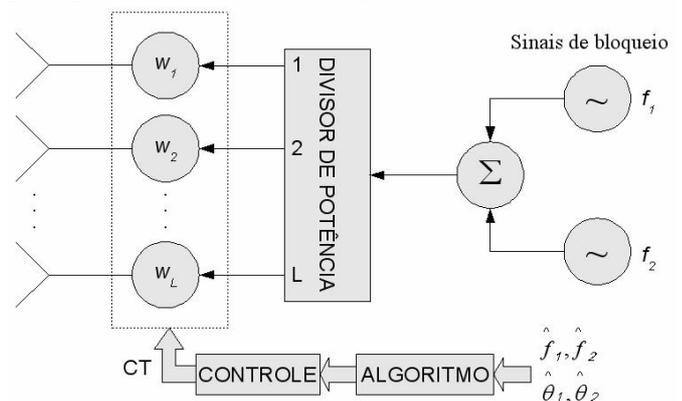


Fig. 3. Diagrama em blocos do bloqueador de RF em banda dupla.

#### B. Formulação do algoritmo proposto

O bloqueador adotado assume o uso de algoritmos estáticos de conformação de feixe. Tal opção penaliza o desempenho de conformação, em troca de uma maior simplicidade de *hardware* e *software*. Este critério é bastante razoável para a aplicação em questão, já que o objetivo principal é bloquear um par de sinais. A seletividade espacial do bloqueio é um parâmetro de desempenho secundário neste tipo de aplicação.

No contexto supracitado, o algoritmo ou filtro espacial proposto foi formulado segundo dois critérios alternativos, baseados nos dos conformadores descritos na seção anterior. O primeiro critério proposto assumiu dois sinais desejados (um para cada par  $\theta_i, f_i$ ,  $i = 1, 2$ ). Com isso, de modo análogo a (16), definiu-se o problema da seguinte forma:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad \text{sujeito a} \quad \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_1, f_1) = 1 \\ \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_2, f_2) = 1 \end{cases} \quad (20)$$

A solução para (20) é dada por (17), com  $\mathbf{e}$  e  $\mathbf{A}$  definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{e} = [1, 1]^T \quad (21)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{s}(\theta_1, f_1), \mathbf{s}(\theta_2, f_2)] \quad (22)$$

Como o sinal de bloqueio na verdade contém dois sinais em bandas distintas, o critério acima é relativamente incompleto, pois não considera a influência das componentes cruzadas ( $\theta_1, f_2$  e  $\theta_2, f_1$ ) no esforço de minimização da função custo. Um segundo critério mais representativo foi então assumido, a saber:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad \text{sujeito a} \quad \begin{cases} \mathbf{w}^H \mathbf{x}_{d1} = 1 \\ \mathbf{w}^H \mathbf{x}_{d2} = 1 \end{cases} \quad (23)$$

$$\mathbf{x}_{d1} = m_{11} \mathbf{s}(\theta_1, f_1) + m_{12} \mathbf{s}(\theta_1, f_2) \quad (24)$$

$$\mathbf{x}_{d2} = m_{21} \mathbf{s}(\theta_2, f_1) + m_{22} \mathbf{s}(\theta_2, f_2) \quad (25)$$

onde  $m_{ij}$  é um ponderador que considera a modulação e a amplitude do sinal da banda  $f_j$ , bem como a resposta de cada antena na banda  $f_j$  e no ângulo  $\theta_i$ . A solução para (23) também é dada por (17), com  $\mathbf{e}$  definido por (21) e  $\mathbf{A}$  por:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{x}_{d1}, \quad \mathbf{x}_{d2}] \quad (26)$$

#### IV. ANÁLISE DOS CONFORMADORES PROPOSTOS

A metodologia de análise dos conformadores propostos foi baseada em simulações em Matlab<sup>®</sup>. As rotinas criadas calculam diagramas de conjunto (*beam patterns*) para 4 conformadores: dois referentes ao conformador convencional, um para o sinal na banda mais baixa (Conv 1), outro para o sinal na banda mais alta (Conv 2); um referente ao filtro proposto usando o 1<sup>o</sup> critério (Prop 1); e outro referente ao filtro proposto usando o 2<sup>o</sup> critério (Prop 2). No caso deste último, os ponderadores  $m_{ij}$  foram todos assumidos iguais a 1 nesta análise. Os conformadores convencionais foram simulados apenas a título de comparação com os filtros propostos. As simulações incorporaram a presença de ruído branco gaussiano.

A Fig. 4 apresenta os resultados da simulação com os seguintes dados de entrada: relação sinal-ruído (SNR) de 30 dB (alta, pois é o que se espera na transmissão);  $L = 4$ ;  $f_1 = 850$  MHz;  $f_2 = 1800$  MHz;  $\theta_1 = 60^\circ$ ; e  $\theta_2 = 140^\circ$ . Assumiu-se um arranjo com espaçamento  $d = 8,3$  cm, que corresponde a  $\frac{1}{2}$  do comprimento de onda da banda mais alta (1800 MHz). A Fig. 4(a) representa a simulação de Prop 2, para 1000 instâncias temporais (125 ms a uma amostragem de 8 kHz). A média desta simulação e dos demais três conformadores é apresentada na Fig. 4(b). A Fig. 5, por sua vez, apresenta os resultados médios da simulação com os mesmos dados da Fig. 4, mas com o dobro de antenas ( $L = 8$ ).

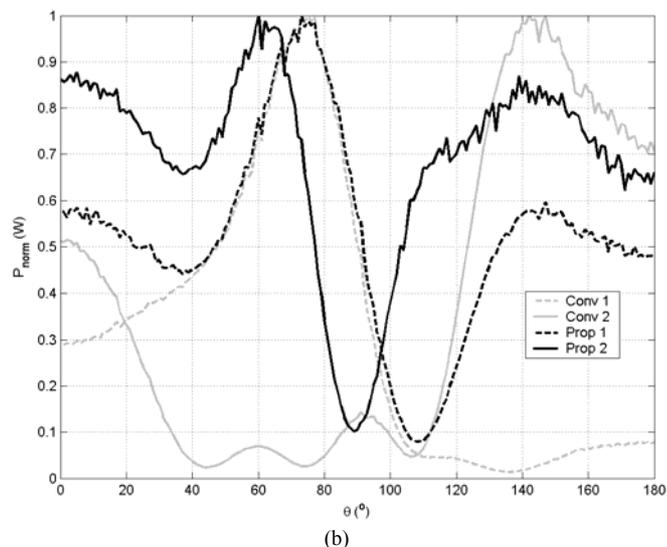
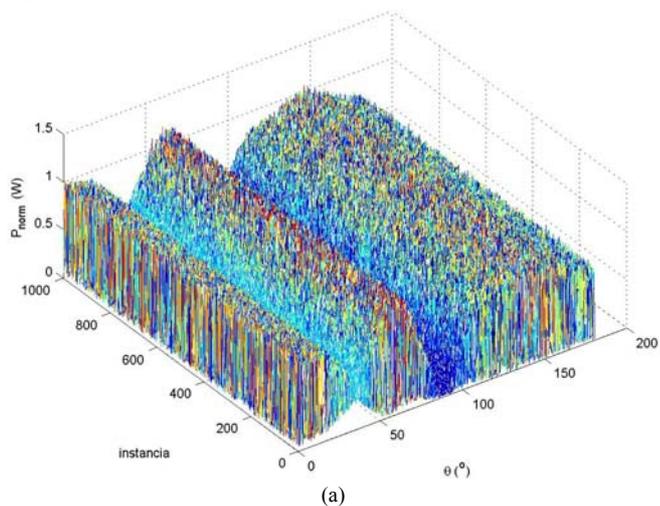


Fig. 4. *Beam patterns* para  $\theta_1 = 60^\circ$ ,  $\theta_2 = 140^\circ$  e  $L = 4$ . (a) Curva 3D de Prop 2. (b) Curvas médias temporais dos 4 conformadores testados.

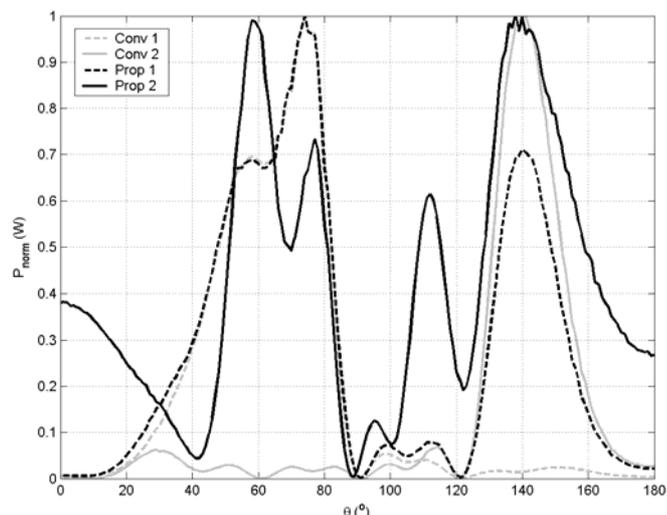


Fig. 5. Curvas médias temporais dos *beam patterns* dos 4 conformadores com  $\theta_1 = 60^\circ$ ,  $\theta_2 = 140^\circ$  e  $L = 8$ .

Observa-se nas Figs. 4 e 5, que os conformadores convencionais não foram capazes de apontar para as duas direções desejadas simultaneamente, como esperado. Na verdade, dada a composição de banda dupla do sinal, houve até erro na direção única de apontamento em um dos casos (Conv 1). Dos conformadores propostos, Prop 2 confirmou a expectativa quanto ao seu desempenho, com alguma robustez até mesmo para um número de antenas reduzido. Cumpre destacar, entretanto, o surgimento de lobos secundários elevados em ambos os conformadores propostos, com maior intensidade em Prop 1 (neste caso, eventualmente até maiores que algum dos lobos principais desejados).

As Figs. 6 e 7 apresentam os resultados da simulação com os mesmos dados assumidos para a simulação da Fig. 5, à exceção dos ângulos de partida, que na Fig. 6 foram  $\theta_1 = 105^\circ$  e  $\theta_2 = 120^\circ$ , e na Fig. 7 foram  $\theta_1 = 85^\circ$  e  $\theta_2 = 170^\circ$ . A Fig. 6 busca enquadrar ângulos de partida mais próximos um do outro, para avaliar a questão da resolução. Ambos os métodos

apresentaram resolução semelhante neste caso particular. A Fig. 7, por sua vez, ilustra a questão da assimetria inerente a arranjos lineares uniformes, com um feixe próximo à direção de *broadside* e outro à de *endfire*. Em ambas as figuras, é possível constatar mais uma vez o melhor desempenho de Prop 2, para as diferentes situações testadas.

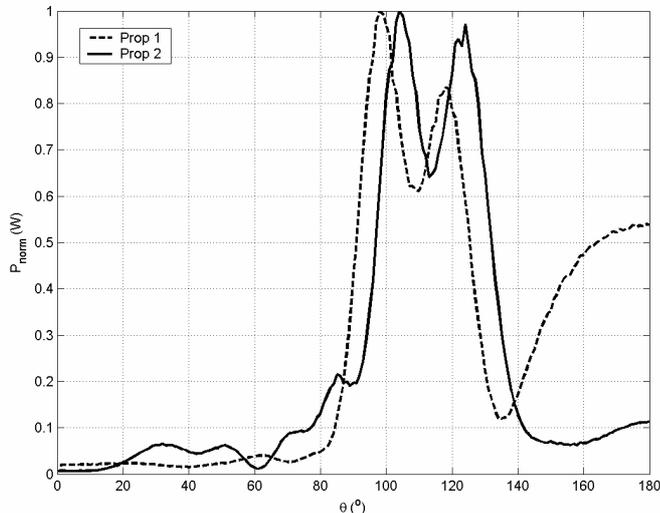


Fig. 6. Curvas médias temporais dos beampatterns dos 2 conformadores propostos com  $\theta_1= 105^\circ$ ,  $\theta_2= 120^\circ$  e  $L= 8$ .

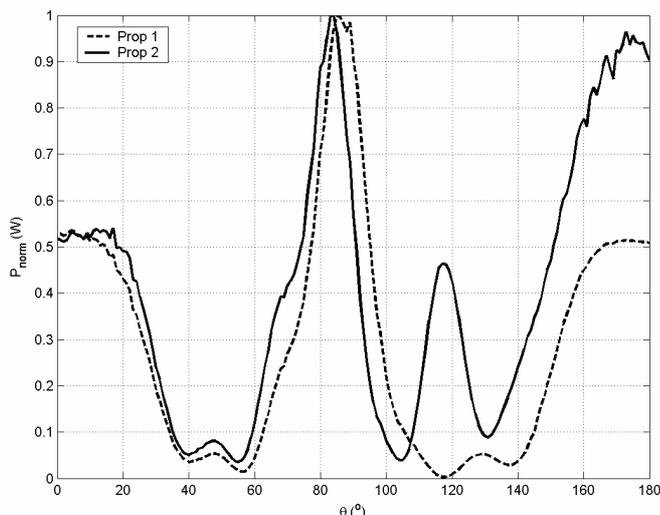


Fig. 7. Curvas médias temporais dos beampatterns dos 2 conformadores propostos com  $\theta_1= 85^\circ$ ,  $\theta_2= 170^\circ$  e  $L= 8$ .

É importante observar que numa aplicação prática existe uma relação de compromisso entre o número de antenas do arranjo ( $L$ ) e o desempenho do bloqueador. O impacto de  $L$  no *hardware* é grande, pois dele dependem as especificações dos demais dispositivos de RF (defasadores, atenuadores, divisor de potência). Além disso, quanto maior o arranjo, maior o número de cálculos realizados pelo algoritmo, pois a dimensão dos vetores e matrizes envolvidas no cálculo do filtro espacial é conseqüentemente maior.

Por fim, cumpre acrescentar que um terceiro critério chegou a ser testado, porém sem sucesso. A idéia foi similar à do apontador de nulos, com os “picos” desejados representados por  $\mathbf{s}(\theta_1, f_1)$  e  $\mathbf{s}(\theta_2, f_2)$ , e os “nulos” por  $\mathbf{s}(\theta_1, f_2)$  e  $\mathbf{s}(\theta_2, f_1)$ , mas

os resultados obtidos não corresponderam ao que efetivamente se buscava.

## V. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste trabalho, foi proposta uma estratégia faixa-estreita para realizar a conformação de feixe de um arranjo de antenas em um bloqueador de RF operando em duas faixas de frequências. Uma breve revisão sobre métodos de conformação de feixe estáticos para arranjos lineares uniformes foi apresentada como base para os métodos propostos. O problema e a aplicação que motivaram esta proposta foram discutidos, para contextualizá-la de forma adequada. Dois critérios foram adotados na proposta de filtragem espacial apresentada. Uma análise por simulações em Matlab<sup>®</sup> confirmou a inoperância de conformadores convencionais para o problema em questão, e validou os filtros propostos, com um deles apresentando desempenho superior (Prop 2).

O conformador Prop 2 será testado experimentalmente em um protótipo de bloqueador que está sendo desenvolvido, nos moldes do que foi ilustrado na Fig. 3. Para tal, antenas de banda dupla estão sendo dimensionadas e montadas, e um esquema de geração de sinais de bloqueio similar ao usado em [1] será adotado. Os testes de validação do algoritmo serão feitos com um medidor de campo elétrico portátil dentro de uma câmara anecóica (muito provavelmente na câmara do Centro Tecnológico do Exército – CTE<sub>x</sub>).

## AGRADECIMENTOS

À CAPES pela bolsa de mestrado ao primeiro autor, e à FAPERJ pelo suporte via edital Primeiros Projetos 2006.

## REFERÊNCIAS

- [1] R. S. Toscano, Bloqueador de múltiplas frequências: Concepção do sistema e estudo de caso para terminais IS-95, dissertação de mestrado, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro – RJ, Ago 2006.
- [2] D. C. Schleher, *Electronic Warfare in the Information Age*, Artech House, 1999.
- [3] M. R. Frate e M. Ryan, *Electronic Warfare for the Digitized Battlefield*, Artech House, 2001.
- [4] R. M. de Castro, M. H. C. Dias, J. A. Apolinário Jr, “On the Performance of Constrained Adaptive Algorithms for Combined Beamforming and AOA Tracking of a Moving Target”, in: *2005 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, vol 1, Brasília – DF – Brasil, Jul 2005, pp. 274-278.
- [5] L. C. Godara, “Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations”, *Proceedings of the IEEE*, v. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Ago. 1997.
- [6] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, 2004.
- [7] H. L. V. Trees, *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, Wiley, 2002.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2ª ed, Wiley, 1997.
- [9] V. K. Madisetti e D. B. Williams, *The Digital Signal Processing Handbook*, CRC Press, 1998.
- [10] P. Stoica and R. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*, Prentice Hall, 1997.
- [11] J. C. Liberti Jr e T. S. Rappaport, *Smart antennas for wireless communications*, Prentice Hall, 1999.