

# Separação de modo de polarização em DP-MIMO com equalizador *Butterfly* apoiado por *beamforming*

César Druczkoski, Cynthia Junqueira, Adilson Chinatto e Rafael Ferrari

**Resumo**— Este artigo propõe o uso de conformadores de feixe LCMV e CMA como apoio para a separação de modo de polarização em sistemas *Massive MIMO*. Os conformadores de feixe são sucedidos por filtros do tipo *Butterfly* baseados em CMA, permitindo a recuperação de um sinal DP-QPSK com dispersão de modo de polarização. Estas configurações de filtragem se apresentam como uma modificação da utilização padrão de sistemas *Massive MIMO*, reduzindo a estrutura do equalizador e podendo ser estendida para outras geometrias de rede de antenas.

**Palavras-Chave**— Smart Antenas, *Massive MIMO*, Conformador de feixe, Frost, CMA, *Butterfly*

**Abstract**— This study proposes the use of LCMV and CMA beamformers as a support for the polarization mode separation in *Massive MIMO* systems. The beamformers are followed by CMA based *Butterfly* filters, allowing for the recovery of a DP-QPSK signal with polarization mode dispersion. These filter configurations are shown as a modification of the usual *Massive MIMO*, simplifying the equalizer architecture and extending this approach to other antenna array's geometries.

**Keywords**— Smart Antenas, *Massive MIMO*, Beamformer, Frost, CMA, *Butterfly*

## I. INTRODUÇÃO

Nos anos 80, a introdução da primeira geração da tecnologia móvel iniciou a modificação do modo de pensamento da sociedade em relação à comunicação. Nos anos 90, o lançamento do *Global System for Mobile Communications* (GSM) aliou serviços de comunicação via mensagens curtas (SMS) e de multimídia (MMS). A evolução do GSM permitiu a introdução do *General Packet Radio Service* (GPRS) que levou a terceira geração (3G), trazendo um aumento significativo da taxa de dados. A comunicação móvel 3G gerou os padrões para serviços de telecomunicação em sistemas móveis, o chamado *International Mobile Telecommunications* (IMT-2000) incluindo *wide area wireless voice telephone*, acesso internet móvel, chamadas em vídeo e televisão móvel.

A quarta geração (4G) iniciou-se com o padrão *IMT-Advanced*, e levada ao público com serviços de *Long Term Evolution* (LTE), inicialmente em Estocolmo, via os sistemas de rede das empresas Ericsson, Nokia e Siemens e em Oslo, via o sistema da Huawei no final de 2009. A quinta geração (5G) com pesquisas iniciadas em 2011 e introdução esperada em 2020 permitirá o aumento de 1000 vezes em largura de

banda e 100 vezes em taxa de dados [1] e estará apta a cobrir grande variedade de aplicações das estações móveis futuras.

A 5G trará muitos desenvolvimentos e inovações e entre as tendências impactantes para seu avanço está o arranjo de antenas, a aplicação de sistemas em ondas milimétricas e os sistemas de *Massive MIMO* [2]. O conceito básico do sistema *Massive MIMO* é a aplicação de um conjunto de grande número de antenas na estação base para servir simultaneamente muitos terminais autônomos. É referenciado como a tecnologia mais competitiva para a aplicação na camada física sub-6GHz nos futuros acessos sem fio pois tem atrativas propriedades de propagação aliadas à maturidade de hardware na tecnologia para acesso de rádio. O *Massive MIMO*, ainda, traz benefícios relacionados à eficiência espectral juntamente com eficiência energética pela redução de potência radiada referenciada ao ganho do arranjo de antenas [3] [4].

Com esta motivação, neste artigo algoritmos adaptativos são aplicados em um arranjo de antenas linear uniforme, *uniform linear array* (ULA) formada por antenas de dupla polarização (vertical/horizontal) dispostas em um mesmo eixo e uniformemente espaçadas por  $d = \lambda_0/2$ , em que  $\lambda_0$  é o comprimento de onda do sinal desejado. Um sinal desejado com modulação DP-QPSK bem como outros sinais indesejados incidem nesta rede e são filtrados por conformadores de feixe (*beamformers*) adaptativos. Após este estágio, os sinais das duas polarizações são equalizados por um equalizador MIMO para compensar a mistura dos sinais por efeito PMD.

Esta aplicação difere da utilização usual de um sistema *Massive MIMO* com  $M$  entradas e  $N$  saídas usando uma filtragem em dois estágios. Primeiramente, os conformadores de feixe focam a rede nos sinais desejados e em seguida um equalizador MIMO separa estes sinais. Assim, simplificando o equalizador de um sistema  $M \times N$  para um  $N \times N$ .

Na seção II são descritos os algoritmos utilizados para a conformação dos feixes. Na seção III é definido o sistema MIMO e sua utilização com diversidade de polarização. Na seção IV é descrito o algoritmo de equalização utilizado. Na seção V serão apresentados os resultados das simulações bem como as configurações de cada algoritmo utilizado. Por fim, na seção VI serão apresentadas as conclusões e estudos futuros.

## II. REDES DE ANTENAS ADAPTATIVAS (SMART ADAPTATIVE ANTENNAS)

*Smart Adaptive Antennas* são redes multifeixe ou de antenas adaptativas que rastreiam o ambiente *wireless*. Melhoram de forma significativa a performance de sistemas sem-fio aumentando o ganho do sistema em um fator equivalente ao

César Druczkoski, Cynthia Junqueira, Adilson Chinatto e Rafael Ferrari, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas-SP, Brasil e César Druczkoski, Cynthia Junqueira e Adilson Chinatto, Espectro Ltda., Campinas-SP, Brasil, E-mails: cesar.druczkoski@espectro-eng.com.br, cynthiaj@decom.fee.unicamp.br, chinatto@espectro-eng.com.br, rferrari@dca.fee.unicamp.br

número de antenas na rede,  $M$ , e permitem a supressão de um número  $M - 1$  de sinais interferentes [5].

Redes de antenas adaptativas são formadas por grupos de antenas aliados a algoritmos de filtragem adaptativa, de forma a combinar os sinais recebidos por cada antena. Dado um arranjo de antenas, muitos tipos diferentes de algoritmos podem ser elencados para adaptar um conjunto de coeficientes deste arranjo [6]. A proposição supervisionada, como por exemplo o algoritmo de Wiener e outras técnicas não supervisionadas, como os algoritmo de Godard ou soluções que empregam restrições lineares podem, teoricamente, ser aplicadas.

#### A. Algoritmos com restrições lineares (LCMV)

Estes algoritmos ajustam os pesos do filtro que combina linearmente os sinais recebidos através da minimização da variância do sinal de saída do arranjo mediante a restrições lineares. Estas são relacionadas aos ângulos de chegada dos sinais incidentes e definidas de modo a preservarem somente os sinais desejados. Tal abordagem, comumente conhecida como *Linear Constrained Minimum Variance* (LCMV) [7], pode ser expressa por

$$C^H w = f, \quad (1)$$

onde  $C[K, L]$  é a matriz de restrições para uma rede de antenas de  $K$  elementos e  $L$  restrições,  $w[K, 1]$  é o vetor de pesos do filtro espacial,  $f[L, 1]$  é o vetor de resposta das restrições lineares e  $H$  é o operador adjunto (conjugado hermitiano). Assim, a solução ótima é calculada como

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} C (C^H R_{xx}^{-1} C)^{-1} f, \quad (2)$$

com  $R_{xx}$  sendo a matriz de autocorrelação do sinal de entrada.

1) *Constrained Least Mean Square (CLMS)*: O CLMS funciona de maneira iterativa movendo os valores do vetor de peso na direção oposta ao gradiente da função custo, acrescida da função restrição pelo método dos multiplicadores de Lagrange [7]. É baseado no algoritmo *Least Mean Square* (LMS), estendendo a problemática do critério LCMV para sinais em que a solução ótima,  $w_{opt}$ , não pode ser calculada diretamente. O CLMS é também conhecido como algoritmo de Frost e baseia-se no seguinte conjunto de equações [8]

$$\begin{aligned} w(0) &= F \\ w(n+1) &= P(w(n) - \mu y(n)x(n)^H) + F \\ P &= I - C(C^H C)^{-1} C^H \\ F &= C(C^H C)^{-1} f, \end{aligned} \quad (3)$$

em que  $x[KJ, 1]$  é o vetor do sinal de entrada,  $w[KJ, 1]$  o vetor de pesos do filtro,  $f[L, 1]$  o vetor de restrições lineares,  $\mu$  o passo de adaptação,  $I$  a matriz identidade,  $C[KJ, L]$  a matriz de restrições e  $K$ ,  $J$  e  $L$  o número de elementos da rede, atrasos e sinais, respectivamente.

#### B. Algoritmos não supervisionados

Algoritmos não supervisionados recuperam o sinal desejado sem a necessidade de sequências de treinamento ou restrições explícitas. Estes algoritmos geralmente possuem

funções custo que, embora multimodais, apresentam mínimos correspondentes às soluções em que o sinal é recuperado. São conhecidos na literatura como Algoritmos de Bussgang [6].

1) *Algoritmo de Godard*: O algoritmo de Godard [9] é um caso particular dos algoritmos de Bussgang. Visa minimizar a função custo do desvio do sinal de entrada em relação ao módulo do sinal desejado, otimizando os pesos do filtro a cada iteração e mantendo a propriedade de módulo constante da constelação dos dados transmitidos. É conhecido também com o nome de *Constant Modulus Algorithm* (CMA) [10]. A adaptação dos parâmetros deste filtro se dá pela equação

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu x(n)(|y(n)|^2 - r_p)y(n)^H \\ r_p &= \frac{E[|s(n)|^{2p}]}{E[|s(n)|^p]}, \end{aligned} \quad (4)$$

em que  $w(n)$  é o vetor de pesos do filtro para uma rede de  $K$  elementos e com  $J$  atrasos,  $x(n)$  o vetor do sinal de entrada do filtro,  $y(n)$  o vetor do sinal de saída do filtro,  $\mu$  o passo de adaptação e  $s(n)$  depende da modulação do sinal transmitido.

### III. SISTEMA MIMO E POLARIZAÇÃO

Sistemas *Multiple-Input and Multiple-Output* (MIMO) utilizam-se de múltiplos transmissores e receptores. Este sistema alia técnicas de multiplexação espacial e diversidade, tais como diversidade de combinação, seleção de antena e conformador de feixe, aumentando a capacidade do canal [11].

As pesquisas que culminaram na tecnologia MIMO iniciaram-se na década de 1980. In 1984, J. H. Winters, do Laboratório Bell, escreveu uma patente sobre comunicação sem fio e múltiplas antenas. Publicou também um estudo sobre limites de taxas de dados para sistemas de múltiplas antenas num ambiente de *fading* do tipo Rayleigh [12]. Em 1993, Paulraj e Kailath propuseram o conceito de multiplexação espacial usando MIMO. No período entre 1986 e 1995 muitos artigos foram publicados com foco no conceito MIMO. O primeiro sistema MIMO comercial foi desenvolvido em 2001 pela empresa Iospan Wireless. Desde 2006 empresas como Broadcom e Intel têm concebido novas técnicas de comunicação baseadas na tecnologia MIMO para melhoria de eficiência de sistemas do tipo *Wireless Local Area Network* (WLAN). O padrão de *wireless LAN IEEE 802.11n-2009* foi criado atraindo muita atenção para este tipo de sistema, sendo a tecnologia candidata quando da criação da quarta geração dos sistemas de comunicação sem fio.

O sistema MIMO pode ser descrito via um modelo matemático simplificado onde considera-se  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras [13]. Sendo a relação de entrada e saída do sistema é definida por

$$y = Hx + b, \quad (5)$$

onde  $H_{N_R, N_T}$  é a matriz complexa do canal da forma  $H = [h_1, \dots, h_{N_T}]$ , sendo  $h_k = [h_{1k}, \dots, h_{N_R k}]^T$  e  $p = 1, \dots, N_T$  o vetor complexo do canal que liga as  $N_T$  antenas de transmissão as  $N_R$  antenas de recepção,  $x = [x_1, \dots, x_{N_T}]^T$  o vetor complexo do sinal transmitido,  $y = [y_1, \dots, y_{N_R}]^T$  o vetor complexo do sinal recebido e  $b = [b_1, \dots, b_{N_R}]^T$  o vetor

complexo do ruído aditivo. E assim, na antena receptora  $R_{x_q}$ , o sinal recebido é expresso segundo

$$y_q = \sum_{p=1}^{N_T} h_{pq}x_p + b_q; \quad q = 1, \dots, N_R. \quad (6)$$

O sistema MIMO é encontrado na literatura em versões simplificadas com as seguintes definições:

- SIMO: *Single-Input and Multiple-Output*, onde o sistema de transmissão é composto de apenas 1 antena;
- MISO: *Multiple-Input and Single-Output*, onde o sistema de recepção é composto de apenas 1 antena;
- SISO: *Single-Input and Single-Output*, onde os sistemas de recepção e de transmissão têm apenas 1 antena.

Vale ressaltar que os sistemas MIMO têm sido muito investigados na literatura em relação a propriedades básicas, eficiência e vantagens em relação aos modelos simplificados. Em [14] é descrita a melhoria de ganho de taxa de transferência (*throughput*) em relação à sistemas do tipo SIMO.

Em sistemas de comunicação, com o objetivo de maior robustez em relação às variações do canal, técnicas de diversidade são comumente empregadas. Estas técnicas exploram as variações naturais do canal e buscam mitigar desvanecimentos (*fading*) e interferências presentes. Por exemplo, técnicas de diversidade combinadas podem ser utilizadas num receptor para explorar as características de multipropagação de um canal. Resumidamente, o termo diversidade pode ser categorizado como diversidade temporal, em frequência, de multiusuário, espacial e de polarização. A diversidade espacial, destinada a criar caminhos de propagação não correlacionados para um sinal, é construída pelo uso de múltiplas antenas num sistema de transmissão ou de recepção. Sistemas do tipo MIMO costumam usar esta técnica, mas ela não é a única que pode trazer melhor desempenho ao sistema.

Antenas transmitem sinais de acordo com sua polarização e o melhor desempenho de recepção acontece quando os sinais coincidem em polarização com o sinal transmitido. Os efeitos de polarização podem ser observados dos dois lados do enlace. É sabido que diversidade de polarização pode ser explorada para o aumento de desempenho de canais MIMO *outdoor-indoor* e capacidade de canal de sistemas MIMO *indoor* [15].

Neste trabalho o foco será dado a técnicas de diversidade de polarização, comumente usados para mitigação de descasamentos de polarização das antenas de transmissão ou recepção. Neste esquema, múltiplas cópias do mesmo sinal são transmitidas e recebidas pelas antenas em diferentes polarizações.

No receptor os sinais que estão alinhados com a respectiva polarização da antena são recebidos e os desalinhados, são atenuados [16]. Porém como o meio de transmissão não é ideal, os sinais sofrem dispersão do modo de polarização, conhecida como *Polarization Mode Dispersion* (PMD). Assim, os sinais recebidos tornam-se combinação dos sinais transmitidos. Este inconveniente, porém, pode ser minimizado utilizando um equalizador baseado em técnica adaptativa desenvolvida para a compensação do efeito de PMD [17].

#### IV. EQUALIZADOR BUTTERFLY

Um equalizador *Butterfly* consiste em um grupo de filtros adaptativos que operam em conjunto e concorrentemente com

a função de compensar efeitos de mistura entre polarizações devidas à PMD. Como é um filtro adaptativo, baseia-se em um determinado critério para a atualização dos coeficientes. Neste trabalho, utiliza-se o critério do módulo constante (*constant modulus algorithm* – CMA) [18]. O algoritmo CMA funciona satisfatoriamente com sinais *quadrature-phase-shift-keying* (QPSK) e apresenta bom desempenho mesmo para constelações de ordens superiores, como 16-QAM. Sua estrutura é formada por 4 sub-equalizadores, sendo que cada sub-equalizador corresponde a um filtro FIR, Figura 1.

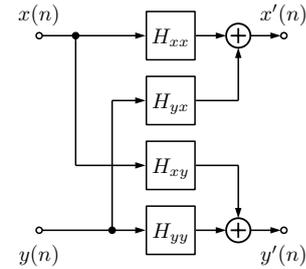


Fig. 1. Estrutura do equalizador *Butterfly*.

A estrutura é atualizada conjuntamente segundo

$$\begin{aligned} H_{xx}(n+1) &= H_{xx}(n) + \mu \varepsilon_x(n)x(n)^H \\ H_{yx}(n+1) &= H_{yx}(n) + \mu \varepsilon_x(n)y(n)^H \\ H_{xy}(n+1) &= H_{xy}(n) + \mu \varepsilon_y(n)x(n)^H \\ H_{yy}(n+1) &= H_{yy}(n) + \mu \varepsilon_y(n)y(n)^H, \end{aligned} \quad (7)$$

em que  $H_{xx}$ ,  $H_{yx}$ ,  $H_{xy}$  e  $H_{yy}$  são os vetores que contêm os coeficientes de cada um dos quatro filtros,  $\mu$  é o passo de adaptação do algoritmo, e  $\varepsilon_x$  e  $\varepsilon_y$  são os erros dos sinais de entrada atualizados segundo o CMA, que seguem

$$\begin{aligned} x'(n) &= H_{xx}(n+1)x(n) + H_{yx}(n+1)y(n) \\ y'(n) &= H_{xy}(n+1)x(n) + H_{yy}(n+1)y(n) \\ \varepsilon_x(n+1) &= (r_p - |x(n)'|^2)x'(n) \\ \varepsilon_y(n+1) &= (r_p - |y(n)'|^2)y'(n), \end{aligned} \quad (8)$$

com  $r_p$  sendo o raio calculado a partir da equação (4) e  $x'(n)$  e  $y'(n)$  as saídas do equalizador.

#### V. EXPERIMENTOS E RESULTADOS

Para a aplicação experimental dos algoritmos estudados foi considerada uma rede de configuração ULA com 16 antenas, cada antena com dupla polarização, vertical/horizontal. O sinal desejado foi considerado um sinal DP-QPSK ( $p = 2$ ,  $|s(n)| = 2$ ,  $r_2 = 4$ ) com metade dos símbolos transmitidos em polarização vertical e metade em polarização horizontal. Na recepção, os sinais foram misturados segundo

$$\begin{bmatrix} v' \\ h' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9 & 1 \\ 2 & 8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ h \end{bmatrix}, \quad (9)$$

representando uma simplificação do efeito de PMD (sem memória), e corrompidos por ruído branco aditivo ( $\sigma_v^2 = 0,1129$  e  $\sigma_h^2 = 0,1127$ ), resultando em uma relação sinal-interferente (*signal to interference ratio* – SIR), calculado

segundo Eq. 10, de 19 dB e 12 dB. Este sinal incide perpendicularmente à rede de antenas ( $DOA_d = 0^\circ$ ). Simultaneamente, outros 4 sinais indesejados sem modulação, gerados a partir da distribuição normal padrão ( $\mu = 0$  e  $\sigma^2 = 1$ ) com um ganho escalar inferior a 1, incidem sobre o arranjo de antenas, com  $DOA_i = [-60^\circ, -33^\circ, 27^\circ, 45^\circ]$ .

$$SIR_v = 20 \log_{10} \frac{\sigma_{desejado\ v}}{\sigma_{v'} - \sigma_{desejado\ v}}. \quad (10)$$

Esta configuração segue o esquema apresentado na Figura 2, utilizando conformadores de feixe, LCMV e CMA, e um equalizador *Butterfly*  $2 \times 2$  com os seguintes parâmetros:

- Conformador de feixe LCMV com 1 coeficiente por antena,  $\mu = 10^{-5}$  e inicialização dada pela Eq. 3;
- Conformador de feixe CMA com 1 coeficiente por antena,  $\mu = 10^{-4}$  e inicialização  $w(1, 1) = 10^{-2}$ ;
- Equalizador *Butterfly* com 3 coeficientes,  $\mu = 10^{-4}$  e inicialização  $H_{vv} = H_{hh} = 1$  e  $H_{hv} = H_{vh} = 0$ .

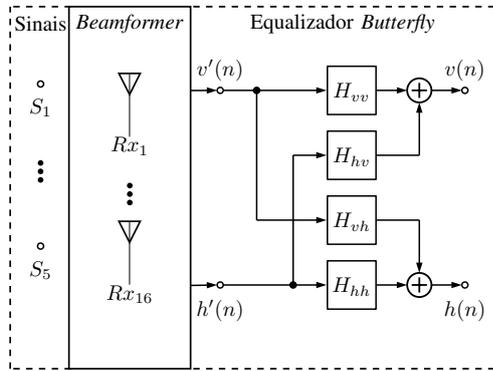


Fig. 2. Estrutura de filtragem utilizada.

Ambos algoritmos têm bom desempenho, como vemos nas Figuras 3 e 4, posicionando o lóbulo principal na direção do sinal desejado e nulos na direção dos sinais interferentes.

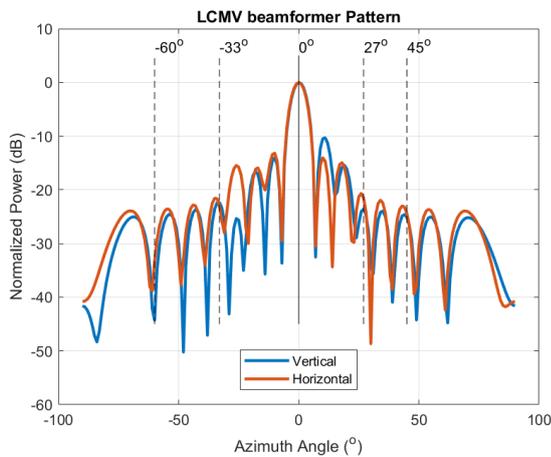


Fig. 3. Fatores de rede dos conformadores de feixe LCMV horizontal e vertical.

Um segundo conjunto de simulações foi realizado para avaliar o desempenho dos algoritmos utilizados quando o ângulo de incidência de algum dos sinais interferentes se

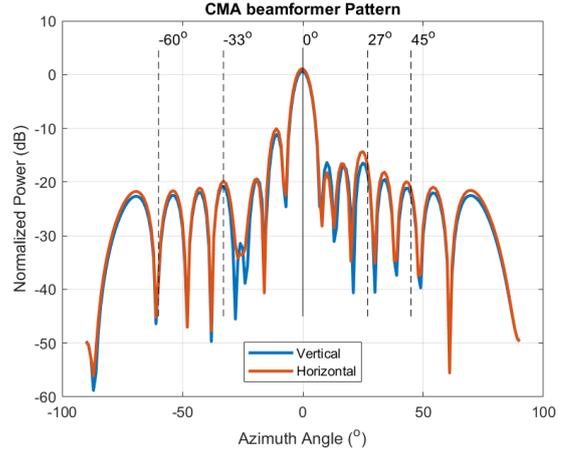


Fig. 4. Fatores de rede dos conformadores de feixe CMA horizontal e vertical.

aproxima do  $DOA_d$ . Para tanto o sinal indesejado originalmente em  $27^\circ$  foi aproximado do sinal desejado variando  $1^\circ$  a cada iteração da simulação. Esta influência na eficiência de filtragem dos algoritmos utilizados é apresentada pela variação do  $SINR$  (Signal-to-interference-plus-noise ratio) dos sinais de saída dos conformadores de feixe e do equalizador *Butterfly* em função da proximidade de um sinal indesejado ao sinal desejado. Estes resultados são apresentados nas Figuras 5 e 6.

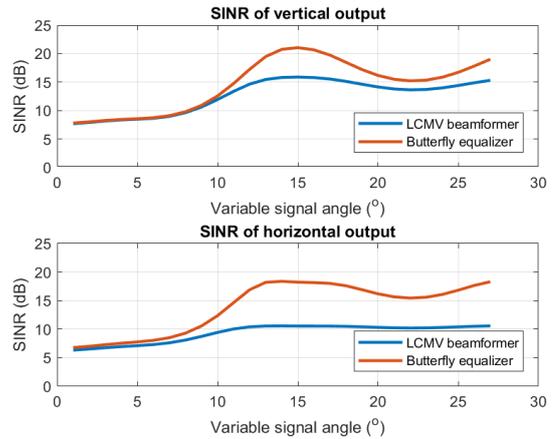


Fig. 5. Variação  $SINR$  dos sinais de saída dos conformadores de feixe LCMV e do equalizador *Butterfly* em função da proximidade de um sinal indesejado ao sinal desejado.

A proximidade de um sinal interferente ao sinal desejado diminui o desempenho dos conformadores de feixe utilizados. Percebemos uma queda considerável nos valores de  $SINR$  dos sinais de saída, em especial para valores abaixo de  $5^\circ$ . Este efeito se propaga para o equalizador, diminuindo sua eficiência, como vemos na Figura 5.

Como o algoritmo LCMV foca o feixe em uma direção escolhida, a proximidade do sinal interferente ao sinal desejado causa uma dominância dos sinais interferentes em relação ao efeito de PDM na formação do sinal de saída do *beamformer* LCMV. Isto resulta em um sinal sem módulo constante, que não atende o critério de filtragem utilizado para a equalização.

Em contrapartida, como o *beamformer* CMA não foca na direção do sinal de interesse e sim em um critério de módulo

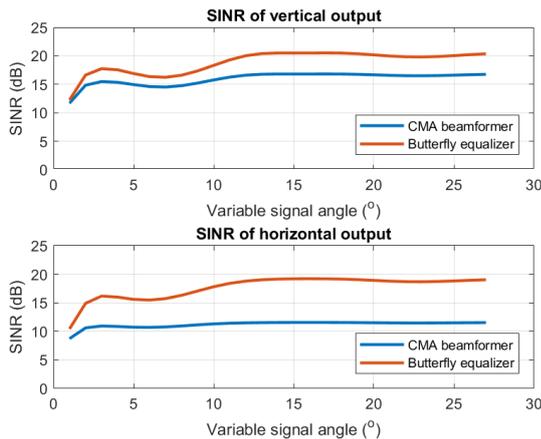


Fig. 6. Variação  $SINR$  dos sinais de saída dos conformadores de feixe CMA e do equalizador *Butterfly* em função da proximidade de um sinal indesejado ao sinal desejado.

constante, sofre uma menor perda de desempenho com a aproximação do sinal indesejado, como vemos na Figura 6.

## VI. CONCLUSÃO

Apesar do sistema apresentado, uma rede ULA com 16 antenas e somente 2 sinais desejados, ser muito mais simples que os arranjos usualmente utilizados em sistemas *Massive MIMO* fica claro o benefício da adição dos algoritmos conformadores de feixe. Esta estratégia reduz o estágio de equalização de um sistema com 32 entradas (16 verticais e 16 horizontais) e 2 saídas,  $32 \times 2$ , para um sistema  $2 \times 2$ , que foca somente na compensação do efeito de PMD.

Obviamente o esquema de filtragem proposto possui limitações. O *beamformer* LCMV depende completamente no conhecimento do *DOA* do sinal desejado. Assim é necessário o uso de algoritmos *DOA* ou outras estratégias que forneçam esta informação. O *beamformer* CMA por sua vez apresenta um baixo desempenho para cenários de alta mobilidade. Outra limitação deste algoritmo é quando os sinais interferentes possuem mesma modulação do sinal desejado. Isto implica no uso de algoritmos de *model matching* para separar todos os sinais de mesma modulação e assim encontrar o sinal desejado.

Estudos futuros incluem a extensão desta aplicação a geometrias mais complexa de grupos de antenas bem como o aumento do número de sinais e antenas. Isto permitiria uma aproximação maior de aplicações reais de *Massive MIMO* e assim uma comparação detalhada com sistemas *full-MIMO*.

## REFERÊNCIAS

- [1] N. S. Networks, “2020: Beyond 4g radio evolution for the gigabit experience”, *White Paper*, fev. de 2011.
- [2] F. B. e R. W. Heath e A. Lozano e T. L. Marzetta e P. Popovski, “Five disruptive technology directions for 5g”, *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, pp. 74–80, fev. de 2014.
- [3] E. B. e E. G. Larsson e T. L. Marzetta, “Massive mimo: Ten myths and one critical question”, *IEEE Communications Magazine*, v. 54, n. 2, pp. 114–123, fev. de 2016.
- [4] T. L. M. e E. G. Larsson e H. Yang e H. Q. Ngo, *Fundamentals of Massive MIMO*, 1ª ed. Cambridge University Press, dez. de 2016, ISBN: 978-110-717-557-0.
- [5] J. H. Winters, “Smart antennas for wireless systems”, *IEEE Personal Communications*, v. 5, n. 1, pp. 23–27, fev. de 1998.
- [6] S. Haykin, *Blind Deconvolution*. Prentice-Hall, 1994, ISBN: 978-013-087-362-0.
- [7] O. L. F. III, “An algorithm for linearly constrained adaptive array processing”, *Proceedings of the IEEE*, v. 60, n. 8, pp. 926–935, ago. de 1972.
- [8] H. H. e S. Chang e S. Chen e C. Chang, “Real time implementation of frost beamformer for underwater communications”, *Journal of Marine Science and Technology*, v. 7, n. 1, pp. 1–7, jun. de 1999, ISSN: 1023-2796.
- [9] D. N. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 28, n. 11, pp. 1867–1875, dez. de 1980.
- [10] J. T. e B. G. Agee, “A new approach to multipath correction of constant modulus signals”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. 31, n. 2, pp. 459–472, abr. de 1983.
- [11] H. K. Bizaki, *MIMO Systems Theory and Applications*. InTech, abr. de 2011, ISBN: 978-953-307-245-6.
- [12] J. H. Winters, “On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 5, n. 5, pp. 871–878, jun. de 1987.
- [13] K. R. e M. B. Zid e N. Prayongpun e A. Bouallegue, “Mimo systems, theory and applications”, em, H. K. Bizak, ed. InTech, 2011, cap. Advanced MIMO Techniques: Polarization Diversity and Antenna Selection.
- [14] A. E.-F. e S. Noghianian, “Mimo systems, theory and applications”, em, H. K. Bizak, ed. InTech, 2011, cap. Semi-Deterministic Single Interaction MIMO Channel Model.
- [15] C. F. e E. Liu e M. U. Rehman, “Analysis of subchannel correlation in dual-polarised mimo systems via a polarisation diversity scheme”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 65, n. 5, pp. 2635–2644, mai. de 2017.
- [16] S. K. e T. Tsuruhara e M. Sakamoto, “Base station polarization diversity reception for mobile radio”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 33, n. 4, pp. 301–306, nov. de 1984.
- [17] T. F. P. e D.V. Souto e V. N. Rozental e H. B. Ferreira e D. A. A. Mello, “Analysis of signal processing techniques for optical 112 gb/s dp-qpsk receivers with experimental data”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 10, n. 1, jun. de 2011.
- [18] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers”, *Optics Express*, v. 16, n. 2, pp. 804–817, jan. de 2008.