

Algoritmo Iterativo para Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos AF com Diversidade Cooperativa

Felipe Cardoso dos Anjos e Carlos Alexandre Rolim Fernandes

Resumo— Este artigo propõe um algoritmo iterativo para o cancelamento, no receptor, de distorções não lineares (NLs) impostas pelo uso de amplificadores de potência não lineares (NLPA) na fonte e no *relay* em sistemas OFDM cooperativos AF (*Amplify-and-Forward*). Este algoritmo apresenta em sua estrutura blocos que fazem o pré-branqueamento dos sinais recebidos, os combinam através do método de combinação por máxima razão (*Maximal Ratio Combining* - MRC) e, em seguida, estimam e cancelam as distorções NLs. Consideramos que o receptor possui total conhecimento sobre o estado dos canais. A técnica proposta foi avaliada em termos da taxa de erro de símbolos (*Symbol Error Rate* - SER) através de simulações numéricas.

Palavras-Chave— OFDM, sistema cooperativo, correção iterativa com detecção *hard*, amplificador não linear.

Abstract— In this paper, we propose an iterative algorithm for canceling, at the receiver, nonlinear (NLs) distortions inserted by PAs at source and relay in cooperative OFDM systems Amplify-and-Forward (AF). This algorithm presents in its structure blocks that that perform a pre-whitening of the received signals, combine them through the maximum ratio (MRC) combination method and then estimate and cancel the NLs distortions. We consider and, then, that the receiver has full knowledge about the state of the channels. The proposed technique was evaluated in terms of the symbol error rate (SER) through numerical simulations.

Keywords— OFDM. Cooperative systems. Iterative correction hard detection. Nonlinear amplifier.

I. INTRODUÇÃO

A integração de diferentes tecnologias apresenta-se como uma forte vertente para os sistemas de comunicação sem fio das próximas gerações. O desafio de otimizar os recursos existentes e aumentar a qualidade dos serviços dão origem a sistemas híbridos. Considerando estes aspectos, este artigo integra duas grandes estratégias, a Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) e a comunicação cooperativa, para potencializar o desempenho dos sistemas e aumentar a qualidade dos serviços. A OFDM proporciona aos sistemas boa eficiência espectral, altas taxas de transmissão de dados e robustez a canais seletivos em frequência [1]. Já os sistemas cooperativos utilizam os nós da rede mais próximos como repetidores (*relays*) para proporcionar diversidade espacial ao sistema [2].

Felipe Cardoso dos Anjos e Carlos Alexandre Rolim Fernandes, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Ceará, *Campus* de Sobral, CE, Brasil, E-mails: felipecardoso-fca@hotmail.com, alexandrefernandes@ufc.br.

Uma grande desvantagem apresentada pelo sistema OFDM é a alta PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), que é uma medida da flutuação da envoltória do sinal. Esta flutuação pode atingir a região não linear do amplificador de potência (*Power Amplifier* - PAs) resultando em distorções que podem comprometer a detecção do sinal. O alto valor da PAPR ocorre quando os sinais transmitidos em subportadoras com modulação independente são adicionadas de forma coerente.

Diante da contextualização apresentada sobre o tema, este artigo propõe um algoritmo capaz de estimar e cancelar, no receptor, as distorções NLs provenientes do uso de amplificadores de potência NLs na fonte e no *relay* em sistemas OFDM cooperativos AF (*Amplify-and-Forward*). O algoritmo será denominado Duplo-CIDH com diversidade cooperativa (Duplo-CIDH-DC). Ele fará o processamento dos sinais advindos dos enlaces direto (Fonte-*Relay* - SR) e cooperativo (Fonte-*Relay*-Destino - SRD) através da combinação dos sinais pelo método MRC. No entanto, os sinais recebidos precisarão ser decorrelacionados através do método de pré-branqueamento. Logo após esta etapa o receptor combina os sinais através do método MRC e, em seguida, estima e cancela as distorções não lineares provenientes do PA da fonte e do *relay*. A vantagem do cancelamento de distorção no receptor é que, no enlace reverso, a complexidade fica concentrada na estação base. Um outro fator importante a ser mencionado neste estudo é que técnicas iterativas apresentam maior estabilidade do que métodos não iterativos no contexto de cancelamento de interferência [3].

Encontra-se aplicações de algoritmos iterativos para o cancelamento de interferências em [4], que considera o impacto não linear sobre os dados pilotos durante a estimação do canal, de forma a melhorar o desempenho do cancelamento das interferências não lineares. Em [5] é proposta uma técnica para Correção Iterativa com Detecção *Hard* (CIDH). Esta técnica estima e cancela a distorção causada por *clipping* (ceifamento). O ruído é gerado por um processo conhecido e que pode ser estimado no receptor e na sequência removido. Em [6] os autores aplicam a técnica CIDH em sistemas com Múltiplo Acesso por Divisão em Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access* - OFDMA), em que o receptor deverá realizar uma detecção multiusuário para estimar e cancelar as distorções provenientes do PA. Em [7], os autores incorporaram uma estratégia de estimação de canal à técnica de cancelamento de distorções não lineares. Já em [8] é proposto uma técnica de cancelamento das distorções NLs impostas pelo uso de PA apenas no *relay* para sistemas

cooperativos OFDM com *relay* AF. Esta abordagem utiliza um combinador por máxima razão (MRC) que considera os efeitos das distorções do PA do *relay*.

O resto deste artigo está organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta o modelo de sistema OFDM cooperativo AF com PA não linear na fonte e no *relay*. A Seção III apresentará o algoritmo proposto Duplo-CIDH-DC para o cancelamento de distorções NLs da fonte e do *relay*. Na Seção IV mostramos os resultados das simulações computacionais. Por fim, a Seção V traz as conclusões do trabalho e algumas considerações.

II. MODELAGEM DO SISTEMA

Considera-se um sistema cooperativo OFDM composto por uma fonte transmissora (S), um destino (D) e um *relay* (R) com protocolo AF. A escolha deste protocolo se deve ao fato que ele apresenta bom desempenho e baixa complexidade de implementação. Cada um destes dispositivos possui apenas uma antena omnidirecional e são *half-duplex*. Assumi-se que a fonte e o *relay* possuem amplificadores de potência não lineares. A transmissão ocorre em duas etapas distribuídas em *slots* de tempos ortogonais. Na primeira etapa, ocorre a transmissão entre a Fonte-Destino (SD) e Fonte-Relay (SR) e, na segunda etapa, ocorre a transmissão entre o Relay-Destino (RD). Considera-se que os canais são seletivos em frequência e são danificados pela ação de ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) de média nula e variância σ_W^2 .

No transmissor, os sinais são modulados por amplitude em quadratura (QAM) ou por modulação por chaveamento de fase (PSK). Em seguida, aplica-se a transformada de Fourier rápida inversa (*Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT), adiciona-se o prefixo cíclico para gerar os símbolos OFDM e, por fim, o sinal será amplificado e transmitido. Assumi-se que os dados transmitidos são i.i.d. e, para um alto número de subportadoras, o sinal no domínio do tempo pode ser considerado uma variável aleatória Gaussiana complexa [9]. Portanto, pode-se expressar, por meio da extensão do Teorema de Bussgang [10], a saída do PA do transmissor no domínio do tempo, como [8], [9], [11], [12]:

$$u_{n'}^S = f^S(s_{n'}) = k^S s_{n'} + d_{n'}^S, \quad (1)$$

em que $1 \leq n' \leq N$, $s_{n'}$ é o sinal contendo a informação no domínio do tempo, $u_{n'}^S$ é o sinal de saída do PA não linear, $f^S(\cdot)$ é a função sem memória que modela o PA da fonte (S), $d_{n'}^S$ é uma distorção não linear descorrelacionada com $s_{n'}$ inserida pelo PA da fonte e k^S é um coeficiente associado ao PA. Existem expressões analíticas para k^S e para a variância da distorção não linear $\sigma_{d_{n'}^S}^2$ para alguns modelos de PA [11], [13]. Reescrevendo (1) no domínio da frequência, teremos:

$$U_n^S = k^S S_n + D_n^S, \quad (2)$$

em que n é o índice da subportadora, U_n^S , S_n e D_n^S representam, respectivamente, as DFT's de $u_{n'}^S$, $s_{n'}$ e $d_{n'}^S$ para $1 \leq n \leq N$.

O sinal recebido do enlace SR, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{SR} = H_n^{SR} U_n^S + W_n^{SR}, \quad (3)$$

em que H_n^{SR} e W_n^{SR} representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal SR e o ruído AWGN.

Já o sinal recebido pelo canal SD, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{SD} = H_n^{SD} U_n^S + W_n^{SD}, \quad (4)$$

em que H_n^{SD} e W_n^{SD} representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal SD e o ruído AWGN.

Substituindo (2) em (4), teremos:

$$Y_n^{SD} = H_n^{SD} k^S S_n + H_n^{SD} D_n^S + W_n^{SD}. \quad (5)$$

No segundo *slot* de transmissão são aplicadas as mesmas considerações do primeiro *slot* de transmissão, portanto, o sinal de saída do PA do *relay*, no domínio da frequência pode ser expresso tal como em (2):

$$U_n^R = k^R Z_n^R + D_n^R, \quad (6)$$

em que n é o índice da subportadora, k^R é um coeficiente associado ao PA, U_n^R , Z_n^R e D_n^R representam, respectivamente, as DFT's de $u_{n'}^R$, $z_{n'}^R$ e $d_{n'}^R$ para $1 \leq n \leq N$.

O *relay* adiciona um ganho G_n ao sinal (6), portanto podemos reescrever:

$$U_n^R = k^R G_n H_n^{SR} k^S S_n + k^R G_n H_n^{SR} D_n^S + k^R G_n W_n^{SR} + D_n^R, \quad (7)$$

O sinal recebido do link RD, no domínio da frequência, pode ser representado por:

$$Y_n^{RD} = H_n^{RD} U_n^R + W_n^{RD}, \quad (8)$$

em que H_n^{RD} e W_n^{RD} representam, respectivamente, a resposta em frequência do canal RD e o ruído AWGN. De modo análogo, substituindo (7) em (8):

$$Y_n^{RD} = H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} k^S S_n + H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} D_n^S + H_n^{RD} k^R G_n W_n^{SR} + H_n^{RD} D_n^R + W_n^{RD}. \quad (9)$$

Como se pode observar em (5) e (9), os sinais recebidos sofrerão os efeitos provocados pelas distorções NLs advindas dos PAs, que podem causar erros na detecção do sinal recebido. Estes sinais serão expressos da seguinte forma:

$$\begin{cases} Y_n^{SRD} = H_n^{SRD} S_n + W_n^{SRD} \\ Y_n^{SD} = H_n^{SD} S_n + W_n^{SD} \end{cases}, \quad (10)$$

em que

$$H_n^{SRD} = H_n^{SR} H_n^{RD} k^S k^R G_n, \quad (11)$$

$$H_n^{SD} = H_n^{SD} k^S, \quad (12)$$

$$W_n^{SRD} = H_n^{SR} H_n^{RD} D_n^S k^R G_n + H_n^{RD} W_n^{SR} k^R G_n + H_n^{RD} D_n^R + W_n^{RD}, \quad (13)$$

$$W_n^{SD} = H_n^{SD} D_n^S + W_n^{SD}. \quad (14)$$

Os sinais apresentados em (10) representam um modelo com características lineares para o sistema não linear utilizado nesta seção, possibilitando a elaboração de um receptor com o método MRC para a combinação dos sinais recebidos. No entanto, para aplicar este método os ruídos devem ser descorrelacionados. Todavia, os ruídos W_n^{SRD} e W_n^{SD} estão correlacionados, pois as distorções NLs $d_{n'}^S$ impostas pelo PA

da fonte estão presentes tanto em $W_n'^{SRD}$ quanto em $W_n'^{SD}$. O processo aplicado para descorrelacionar os ruídos é denominado pré-branqueamento. Tal processo será incorporado ao algoritmo proposto, que será desenvolvido na próxima seção.

III. ALGORITMO DUPLO-CIDH COM DIVERSIDADE COOPERATIVA

Nesta seção apresenta-se o algoritmo Duplo-CIDH com Diversidade Cooperativa (Duplo-CIDH-DC), onde considera-se os dois enlaces, direto (SD) e cooperativo (SRD). Este algoritmo iterativo irá estimar e cancelar as distorções NLs provenientes da fonte d_n^S e do relay d_n^R .

A. Processo de pré-branqueamento

Os sinais recebidos em (10) serão expressos na forma vetorial para execução do processo de pré-branqueamento, da seguinte forma:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{h}_n S_n + \mathbf{w}_n, \quad (15)$$

em que $\mathbf{y}_n = [Y_n^{SRD} Y_n^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$ é o vetor que expressa os sinais de saída, $\mathbf{h}_n = [H_n^{SRD} H_n^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$ é o vetor que representa os coeficientes do canal e $\mathbf{w}_n = [W_n'^{SRD} W_n'^{SD}]^T \in \mathbb{C}^2$ é o vetor que representa o ruído AWGN.

A matriz de correlação do vetor de ruídos é dada por:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n} = \begin{bmatrix} E[|W_n'^{SRD}|^2] & E[W_n'^{SRD} W_n'^{SD}] \\ E[W_n'^{SD} W_n'^{SRD}] & E[|W_n'^{SD}|^2] \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Os componentes da matriz (16) podem ser calculados como:

$$E[|W_n'^{SRD}|^2] = |H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2 |k^R|^2 G_n^2 \sigma_{d_n^R}^2 + |H_n^{RD}|^2 |k^R|^2 G_n^2 \sigma_W^2 + |H_n^{RD}|^2 G_n^2 \sigma_{d_n^R}^2 + \sigma_W^2, \quad (17)$$

$$E[|W_n'^{SD}|^2] = |H_n^{SD}|^2 \sigma_{d_n^S}^2 + \sigma_W^2, \quad (18)$$

$$E[W_n'^{SRD} W_n'^{SD}] = H_n^{SD} H_n^{SR*} H_n^{RD} G_n k^{*R} \sigma_{d_n^S}^2, \quad (19)$$

$$E[W_n'^{SD} W_n'^{SRD}] = H_n^{SD*} H_n^{SR} H_n^{RD} G_n k^R \sigma_{d_n^S}^2. \quad (20)$$

Existem diferentes formas de diagonalizar a matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$, fornecendo diferentes matrizes de branqueamento para o vetor \mathbf{w}_n . Nesta trabalho, será utilizado a técnica de pré-branqueamento apresentada em [13], baseada nos autovalores e autovetores de $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$. As matrizes de autovalores e autovetores da matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$ são, respectivamente:

$$\mathbf{L}_n = \begin{bmatrix} \lambda_{1,n} & 0 \\ 0 & \lambda_{2,n} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$$\mathbf{V}_n = \begin{bmatrix} e_{1,n} & e_{2,n} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

onde

$$\lambda_{1,n} = \frac{E[|W_n'^{SRD}|^2] + E[|W_n'^{SD}|^2] - \sqrt{\Delta}}{2}, \quad (23)$$

$$\lambda_{2,n} = \frac{E[|W_n'^{SRD}|^2] + E[|W_n'^{SD}|^2] + \sqrt{\Delta}}{2}, \quad (24)$$

$$e_{1,n} = \frac{\lambda_{1,n} - E[|W_n'^{SD}|^2]}{E[W_n'^{SRD} W_n'^{SD}]} \quad (25)$$

$$e_{1,n} = \frac{\lambda_{2,n} - E[|W_n'^{SD}|^2]}{E[W_n'^{SRD} W_n'^{SD}]} \quad (26)$$

em que $\lambda_{1,n}, \lambda_{2,n} \in \mathbb{R} \geq 0$ e $\Delta = (E[|W_n'^{SRD}|^2] - E[|W_n'^{SD}|^2])^2 + 4E[W_n'^{SRD} W_n'^{SD}]E[W_n'^{SD} W_n'^{SRD}]$.

Diante das expressões apresentadas em (21) e (22), podemos definir a matriz de pré-branqueamento da seguinte forma:

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{L}_n^{-\frac{1}{2}} \mathbf{V}_n^H = \begin{bmatrix} \frac{e_{1,n}}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} \\ \frac{e_{2,n}}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} \end{bmatrix}, \quad (27)$$

em que o expoente H representa o Hermitiano (conjugado-transposto) de uma matriz.

O processo de pré-branqueamento será realizado através da aplicação da matriz (27) nos sinais recebidos (15), portanto, teremos:

$$\mathbf{y}_{b_n} = \mathbf{A}_n \mathbf{y}_n = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n S_n + \mathbf{A}_n \mathbf{w}_n = \mathbf{h}_{b_n} S_n + \mathbf{w}_{b_n}, \quad (28)$$

em que $\mathbf{w}_{b_n} = \mathbf{A}_n \mathbf{w}_n$ é o vetor contendo os ruídos ortonormais e $\mathbf{h}_{b_n} = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n$ é o vetor contendo os coeficientes do sistema na nova base. Observe que $E[\mathbf{w}_{b_n} \mathbf{w}_{b_n}^H] = \mathbf{I}_2$, em que \mathbf{I}_2 representa a matriz identidade.

B. Etapa de Combinação utilizando MRC

A combinação dos sinais via MRC ocorrerá de duas formas distintas dentro do algoritmo que será proposto na próxima subseção. Na primeira iteração do algoritmo, haverá a aplicação MRC nos sinais branqueados. A partir da segunda iteração do algoritmo, será considerado que os sinais já não apresentam distorções não lineares. Desta forma, da segunda iteração em diante, será utilizado uma versão do MRC que desconsidera as distorções não lineares e, portanto, não utiliza o pré-branqueamento. A aplicação do MRC nos sinais branqueados é dada por:

$$Y_{b_n} = \mathbf{m}_n^T \mathbf{y}_{b_n}, \quad (29)$$

em que $\mathbf{m}_n = \mathbf{h}_{b_n}^* / \|\mathbf{h}_{b_n}\|^2 \in \mathbb{C}^2$, em que $\|\cdot\|$ representa a norma do vetor.

Considerando que os sinais recebidos pelo nó destino são (5) e (9), e que estes sinais, na segunda iteração do algoritmo Duplo-CIDH-DC, que será proposto na próxima subseção, são combinados através da técnica MRC aplicada a sinais sem distorções não lineares, temos:

$$Y_n = a_1 Y_n^{SD} + a_2 Y_n^{SRD}, \quad (30)$$

em que a_1 e a_2 são coeficientes que maximizam a SNR combinada. Esses valores são expressos por [2]:

$$a_1 = \frac{H_n^{SD*} / \sigma_W^2}{\frac{|H_n^{SD}|^2}{\sigma_W^2} + G_n^2 \frac{|H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2}{\sigma_{W'}^2}}, \quad (31)$$

$$a_2 = \frac{H_n^{SD*} H_n^{RD*} G_n / \sigma_{W'}^2}{\frac{|H_n^{SD}|^2}{\sigma_W^2} + G_n^2 \frac{|H_n^{SR}|^2 |H_n^{RD}|^2}{\sigma_{W'}^2}}, \quad (32)$$

em que $(\cdot)^*$ expressa o operador complexo conjugado e $\sigma_{W'}^2$ é a potência do ruído global da segunda etapa de transmissão do sinal, dada por:

$$\sigma_{W'}^2 = \left(\frac{P_r |H_n^{RD}|^2}{P_s |H_n^{SR}|^2 + \sigma_W^2} + 1 \right) \sigma_W^2. \quad (33)$$

C. Algoritmo Duplo-CIDH-DC

Em sua primeira iteração o algoritmo fará o processo de pré-branqueamento dos sinais recebidos, usando (28), e passará os sinais pelo bloco de MRC para sinais com distorções não lineares, usando (29), para, na sequência, ser realizada a detecção *hard* dos símbolos transmitidos, obtendo-se uma estimativa inicial $\hat{S}_n^{(h)}$ destes. Logo em seguida, o algoritmo estima o sinal na entrada do PA na fonte e este sinal é levado para o domínio do tempo via IFFT para gerar uma estimativa dos sinais transmitidos pela fonte $z_{n'}^S$. Após a IFFT, o sinal fará dois percursos. No primeiro, é reconstruída a versão amplificada do sinal $\hat{z}_{n'}^S$, utilizando o coeficiente associado ao PA da fonte k^S . No segundo percurso, o sinal será submetido à não linearidade impostas pela transmissão para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares. Na etapa seguinte, calcula-se a diferença entre os sinais oriundos dos dois caminhos para obtermos uma estimativa do ruído não linear por meio da extensão do Teorema de Bussgang [10]: $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{z}_{n'}^S k^S$.

As distorções não lineares $\hat{d}_{n'}^S$ obtidas são levadas ao domínio da frequência via FFT. Em seguida, estima-se o sinal na entrada do PA do *relay* $\hat{z}_{n'}^R$ com base nas distorções estimadas na fonte e nos símbolos estimados. Na sequência, o sinal será processado para obtenção das estimativas de distorções NLs do *relay*. O processo ocorrerá em duas etapas. A primeira constrói uma versão amplificada do sinal $\hat{z}_{n'}^R$, utilizando o coeficiente associado ao PA do *relay* k^R . Na segunda etapa, são geradas as condições de não linearidades provocadas uso de PA no *relay* para que possamos estimar e cancelar as distorções não lineares do sinal. Na seqência o algoritmo calcula a diferença entre os sinais vindos das duas etapas para obter a estimativa do ruído não linear: $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$. Em seguida, leva-se para o domínio da frequência as estimativas das distorções não lineares. Na seqüências, as distorções são subtraídas dos sinais recebidos Y_n^{SD} e Y_n^{SRD} para gerar uma versão corrigida para a próxima iteração. A partir da segunda iteração consideramos que os sinais já não possuem distorções lineares, portanto será aplicado (30) nestes sinais. As etapas do algoritmo com suas equações são apresentas no Algoritmo 1.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta os resultados obtidos através de simulações numéricas com o intuito de avaliar a performance do algoritmo proposto. Quando não afirmado o contrário, foram utilizados os parâmetros apresentados pela Tabela I. Considera-se que o *relay* está equipado com protocolo de cooperação AF de ganho variável e que os canais possuem desvanecimento seletivo em frequência do tipo *Rayleigh* com perfil de atraso de potência uniforme. A análise de desempenho do algoritmo proposto será realizada em termos da SER. Utiliza-se $P_s=P/2$ e $P_r=P/2$. Nas simulações foi adotado o modelo de PA *Soft-Clipping* [11], visto que possui grande aplicabilidade e baixa complexidade de implementação. A *SNR* média é definida da seguinte forma, $SNR = P/\sigma_W^2$, em que, na Figura 1, fixa-se o valor de P e, à medida que a *SNR* aumenta, diminuí-se a variância do ruído σ_W^2 . Já na

Algoritmo 1: Duplo-CIDH-DC

- 1) Fazer $\hat{Y}_n^{SD} = Y_n^{SD}$ e $\hat{Y}_n^{SRD} = Y_n^{SRD}$, para $1 \leq n \leq N$;
- 2) Na primeira iteração, fazer o pré-branqueamento e aplicar o MRC de acordo com (28) e (29), respectivamente, nos sinais \hat{Y}_n^{SD} e \hat{Y}_n^{SRD} ;
- 3) A partir da segunda iteração, aplicar o MRC, conforme (30) nos sinais \hat{Y}_n^{SD} e \hat{Y}_n^{SRD} ;
- 4) Realizar a detecção *hard*, obtendo $\hat{S}_n^{(h)}$;
- 5) Estimar: $\hat{s}_{n'}^S = \text{IFFT}(\hat{S}_n^{(h)})$;
- 6) Calcular: $\hat{u}_{n'}^S = f^S(\hat{s}_{n'}^S)$;
- 7) Estimar as distorções não lineares na fonte: $\hat{d}_{n'}^S = \hat{u}_{n'}^S - \hat{s}_{n'}^S k^S$;
- 8) Calcular a FFT de $\hat{d}_{n'}^S$;
- 9) Estimar o sinal na entrada do PA no *relay*: $\hat{s}_{n'}^R = \text{IFFT}(G_n H_n^{SR} k^S \hat{S}_n^{(h)} + G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S)$;
- 10) Calcular: $\hat{u}_{n'}^R = f^R(\hat{s}_{n'}^R)$;
- 11) Estimar as distorções não lineares no *relay*: $\hat{d}_{n'}^R = \hat{u}_{n'}^R - \hat{z}_{n'}^R k^R$;
- 12) Efetuar o cancelamento das distorções não lineares:
 $\hat{Y}_n^{SRD} = Y_n^{SRD} - H_n^{RD} k^R G_n H_n^{SR} \hat{D}_n^S - H_n^{RD} \hat{D}_n^R$
 e $\hat{Y}_n^{SD} = Y_n^{SD} - \hat{D}_n^S H_n^{SD}$;
- 13) Se convergência é atingida, finaliza o algoritmo. Caso contrário, vai para Etapa 3.

TABELA I

PARÂMETROS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS.

| Parâmetro | Valor |
|--------------------------------------|--------|
| Número de subportadoras (N) | 64 |
| Nº de amostras de Monte Carlo | 10^5 |
| Ordem de modulação QAM | 16 |
| Tamanho do Prefixo Cíclico (CP) | 3 |
| Amplitude de saturação (A_{sat}) | 1 |
| Potência de total (P) | 1 |
| Potência da fonte (P_s) | 0.5 |
| Potência do <i>relay</i> (P_r) | 0.5 |
| Nº de coeficientes do canal (CC) | 4 |
| Nº de iterações (Nit) | 10 |

Figura 2, torna-se a variância do ruído fixa σ_W^2 e varia-se P à medida que a *SNR* aumenta. Então, à medida que aumenta-se *SNR* aumenta-se P .

As Figuras 1 e 2 apresentam a SER versus SNR variando alguns parâmetros para os seguintes casos: cenário em que os PAs da fonte e do *relay* são lineares e para o caso em que estes PAs são não lineares, este último caso sem aplicação de nenhuma técnica, com aplicação da técnica CIDH com diversidade cooperativa no *relay* [8] e com aplicação da técnica proposta Duplo-CIDH-DC. Percebe-se que em todos os resultados apresentados nestas figuras, as curvas com PAs lineares apresentaram os melhores resultados, assim como, as curvas sem aplicação de nenhuma técnica apresentaram os piores resultados, como já era esperado.

As curvas apresentadas na Figura 1 mostram o impacto da variação da ordem de modulação QAM na SER. Podemos perceber que há um aumento da taxa de erros à medida em que se aumenta a ordem de modulação, como esperado. Também

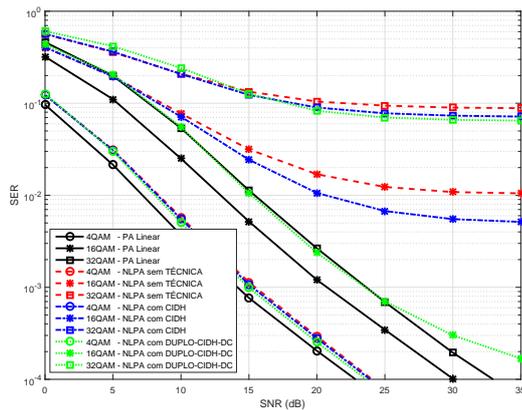


Fig. 1. SER em função da SNR para as técnicas CIDH no relay e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa para várias ordens de modulação QAM.

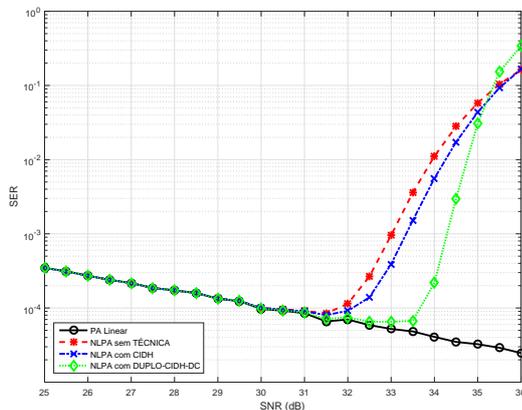


Fig. 2. SER em função da SNR para as técnicas CIDH no relay e Duplo-CIDH-DC em cenário com diversidade cooperativa com potência do ruído $\sigma_W^2 = 10^{-4}$.

pode-se observar que a técnica proposta Duplo-CIDH-DC apresenta resultados melhores que a técnica CIDH. Pode-se ainda concluir desta figura que, à medida que a ordem da modulação QAM aumenta, as curvas do Duplo-CIDH-DC e do CIDH se afastam das curvas com PA linear. Isto se deve ao fato que as modulações com ordens mais elevadas possuem maior sensibilidade à distorção provocada pelo uso de PAs não lineares, conforme demonstrado anteriormente em [14].

A Figura 2 apresenta um cenário em que a potência do ruído é igual a σ_W^2 . Percebe-se a melhora gradativa da SER até o ponto de saturação do PA para as duas técnicas, CIDH e Duplo-CIDH-DC, para baixos valores de P . Porém, para altos valores de SNRs há uma piora nos resultados. A técnica proposta apresenta um desempenho melhor que a CIDH no relay, pois o ponto de saturação é atingido em níveis de SNRs mais elevados. Isto se deve ao fato que as distorções NLs para baixas SNRs não são relevantes, no entanto, para altas SNRs as distorções NLs passam a ser relevantes.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo foi proposta a técnica Duplo-CIDH-DC para sistemas OFDM cooperativos AF equipados com PAs não lineares na fonte e no relay, que considera os sinais recebidos dos canais direto (SD) e cooperativo (SRD). No entanto, para sua aplicação os sinais recebidos precisaram ser descorrelacionados e o método de pré-braqueamento foi utilizado para este propósito. Após esta etapa o receptor combina os sinais através do método MRC e, em seguida, estima e cancela as distorções não lineares provenientes do PA da fonte e do relay. O receptor com este algoritmo é capaz de estimar as distorções não lineares da fonte e estas estimativas o permitirão uma melhor detecção e cancelamento das distorções NLs do relay. Os resultados apresentados comprovam o desempenho satisfatório do algoritmo proposto em todos os cenários. Para trabalhos futuros, pretendemos incluir na análise técnicas de estimação de canal e analisar a complexidade computacional do algoritmo.

REFERÊNCIAS

- [1] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G. Y. Li, "OFDM and its Wireless Applications: A Survey," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, Maio 2009.
- [2] K. J. R. Liu, A. K. Sadek, W. Su and A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, 1st ed., Cambridge University Press, 2008.
- [3] M. Mostafa, "Stability Proof of Iterative Interference Cancellation for OFDM Signals With Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, no. 2, pág. 201 - 205, Fevereiro 2017.
- [4] Z. Li e X. Mu, "A Nonlinear Distortion Compensation Algorithm Combined with Channel Estimation in OFDM System," *International Conference on Computational and Information Sciences*, pág. 813 - 816, Zhengzhou, China, Outubro 2011.
- [5] H. Chen e A. M. Haimovich, "Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, n. 7, pág. 305 - 307, Julho 2013.
- [6] Silas L. Silva e C. A. R. Fernandes, "Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDMA com Detecção Multiusuário," *XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'13)*, Fortaleza, Brasil, Setembro 2013.
- [7] F. Gregorio; S. Werner, "Receiver Cancellation Technique for Nonlinear Power Amplifier Distortion in SDMA-OFDM Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, pág. 2499 - 2516, 2007.
- [8] V. del Razo, *et al.*, "Nonlinear Amplifier Distortion in Cooperative Amplify-and-Forward OFDM Systems," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, Bahía Blanca, Argentina, Abril 2009.
- [9] I. Iofedov e D. Wulich, "Distortion Cancellation Precoding for OFDM-SDMA Downlink with Nonlinear Power Amplifiers," *IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pág. 704 - 709, Setembro 2015.
- [10] Bussgang, J. J. "Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals," *Massachusetts Institute of Technology, Technical Report, Research Laboratory of Electronics*, 1952.
- [11] D. Dardari, V. Tralli e A. Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pág. 1755 - 1764, Outubro 2000.
- [12] F. C. Anjos e C. A. R. Fernandes, "Cancelamento de Distorções Não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos AF," *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT'17)*, São Pedro - São Paulo, Brasil, Setembro 2017.
- [13] E. J. P. Farias, D. A. Sousa, C. A. R. Fernandes e C. E. R. Fernandes, "Receptor Ótimo para Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência Não Lineares," *XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'12)*, Brasília-DF, Brasil, Setembro 2012.
- [14] E. C. A. R. Fernandes, J. C. M. Mota e G. Favier "Analysis and Power Diversity-Based Cancellation of Nonlinear Distortions in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 7, pág. 3520 - 3531, Julho 2012.