

Alocação de Potência para Sistemas OFDM com Amplificadores de Potência Não Lineares

Lívia Christinie S. Teles¹, C. Alexandre R. Fernandes¹ e Syllas Rangel C. Magalhães²

Resumo—Este trabalho propõe heurísticas de baixa complexidade que solucionam problemas de maximização de taxa de dados em sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) considerando as distorções inseridas por amplificadores de potência (*Power Amplifier*) não lineares. As heurísticas baseiam-se na técnica de alocação de potência patenteada por Hughes-Hartogs (HH), entretanto fornecem significativos ganhos de eficiência energética no cenário considerado. Além disso, neste artigo é realizada uma análise da complexidade algorítmica dos métodos propostos a fim de verificar a redução da complexidade algorítmica quando comparados a algoritmos existentes na literatura.

Palavras-Chave—Alocação de Potência, Maximização de Taxa, OFDM, MCS, Amplificador de Potência, Heurística.

Abstract—This work proposes low complexity heuristics that solve data rate maximization problems in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems taking into account the distortions inserted by a nonlinear power amplifier (PA). The heuristics are based on the famous power allocation technique patented by Hughes-Hartogs, but providing significant energy efficiency gains in the considered scenario. In addition, in this paper, an analysis of the algorithmic complexity of the proposed methods is performed in order to verify the complexity reduction when compared to algorithms existing in the literature.

Keywords—Power Allocation, Rate Maximization, OFDM, MCS, Power Amplifier, Heuristic.

I. INTRODUÇÃO

Os esquemas de multiplexação por multiportadoras são potenciais candidatos para o 5G, uma vez que asseguram altas taxas de transmissão de dados e robustez a interferência intersimbólica (ISI). Nesse cenário destaca-se a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) que, apesar das inúmeras vantagens, possui como principal desvantagem a alta PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). Sinais que possuem alta PAPR sofrem distorções quando submetidos a dispositivos não lineares, como por exemplo, amplificadores de potência (PAs). A alta PAPR de sinais OFDM e o comportamento não linear de PAs podem inserir distorções ao sinal, comprometendo a ortogonalidade entre subportadoras e diminuindo a qualidade da transmissão [1].

Além disso, outro aspecto crucial no projeto de um sistema multiportadora para transmissão de dados é a necessidade de otimizar a largura de banda de transmissão através de um esquema que permita uma alocação de potência ótima [2]. Em outras palavras, dada uma potência de transmissão limitada,

alocar esta potência entre as subportadoras de forma que a taxa de transmissão seja maximizada. Algoritmos de carregamento de bits (*bit-loading*) e de carregamento de potência (*power-loading*) possuem grande destaque na literatura, uma vez que fornecem soluções para os problemas de maximização de taxa. Os algoritmos de carregamento de bits adaptam o número de bits transmitidos por subportadora de acordo com os ganhos de cada subportadora. Correspondentemente, os algoritmos de carregamento de potência adaptam a potência de transmissão [3].

Ao considerar cenários práticos com taxas de transmissão discreta, o algoritmo Hughes-Hartogs (HH) representa a solução ideal para os problemas de otimização da alocação de potência, assumindo alocação discreta de bits. A ideia principal deste algoritmo é aumentar a quantidade de bits transmitidos das subportadoras que precisam de menos potência para alcançar o próximo nível de MCS (*Modulation and Code Schemes*). Este procedimento é repetido enquanto houver potência de transmissão disponível ou até que todas as subportadoras atinjam o nível máximo de MCS [4].

Problemas envolvendo sistemas adaptativos de alocação de potência em sistemas OFDM têm sido de grande interesse na literatura. Porém, poucos trabalhos consideraram o impacto das distorções não-lineares (NLDs) dos PAs na otimização da alocação de potência para sistemas OFDM. Uma das principais dificuldades na obtenção de soluções ótimas para estes cenários está relacionada à não-linearidade e à não-convexidade das funções de custo. A solução ideal tem uma complexidade computacional extremamente alta, o que é frequentemente o caso em sistemas OFDM sem fio práticos. Quando PAs não-lineares são considerados, a obtenção de soluções ótimas se torna ainda mais difícil, já que o cálculo de distorções envolve equações matemáticas grandes, complexas e altamente não-lineares. Assumindo essa dificuldade em obter o ótimo, torna-se necessário o uso de técnicas subótimas que além de tratar as NLDs possuam complexidade algorítmica aceitável.

Em [5], é realizada uma análise da não linearidade do PA na alocação de potência em redes de rádio cognitivo. No entanto, este trabalho propõe que o PA precise ser desligado em alguns blocos de desvanecimento. Os estudos em [6] e [7] propuseram a alocação de recursos em redes sem fio multiusuários sob a não linearidade do PA. Em [6], o problema formulado não pode ser resolvido por heurísticas convencionais, portanto, para realizar a alocação de potência, os autores usam uma técnica conhecida como *Particle Swarm Optimization* (PSO).

Em [8], os autores do presente trabalho propuseram dois algoritmos, baseados no algoritmo HH, que fornecem soluções

¹Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, PPGEEC. Universidade Federal do Ceará, Sobral, Brasil. Emails: livia.sousa43@gmail.com, alexandrefernandes@ufc.br. ²Departamento de Engenharia da Computação, Universidade Federal do Ceará, Sobral, Brasil. Email: syllasrangel@alu.ufc.br.

subótimas para um sistema ponto-a-ponto OFDM que considera as NLDs inseridas por um amplificador de potência não-linear polinomial de terceira ordem (3rd) presente no transmissor. Diferentemente de trabalhos anteriores, usando o Teorema de Bussgang [1], foi considerado que o *link* transmissor-receptor pode ser modelado como uma cascata em série de dois canais lineares, o PA não-linear (NLPA) atuando como um canal linear colocado entre o transmissor e o canal sem fio. Apesar dessas técnicas fornecerem ganhos expressivos de eficiência energética e aumento da taxa, a complexidade algorítmica foi um fator limitante, mesmo em se tratando de algoritmos subótimos.

Diante dessa problemática, como principais contribuições, nesse trabalho são propostas heurísticas de menor custo computacional que solucionam problemas de maximização de taxa de dados em sistemas OFDM considerando as NLDs por PAs não lineares. Diferentemente de [8], o cálculo das NLDs requer menor custo computacional e, apesar de não fornecerem ganhos ótimos, os algoritmos garantem eficiência energética e redução no tempo de execução. Além disso, neste artigo é realizada uma análise da complexidade algorítmica dos métodos propostos, a fim de comprovar se a redução da complexidade algorítmica é efetiva quando comparados aos demais algoritmos existentes na literatura.

O restante desse trabalho possui a seguinte estrutura. A Seção II apresenta o modelo de sistema OFDM ponto-a-ponto. A Seção III trata sobre a função objetivo de otimização. Na Seção IV propomos heurísticas subótimas para resolver o problema formulado neste trabalho. Os resultados de simulação são apresentados na Seção V. As conclusões são extraídas na Seção VI.

A. Notações Matemáticas

Variáveis com barra correspondem a variáveis no domínio da frequência (ex.: \bar{x}), e variáveis sem barra denotam variáveis no domínio do tempo. A função $\text{cir}(x, N)$, para $-N + 1 \leq x \leq N$ é expressa por: $\text{cir}(x, N) = x$ se $1 \leq x \leq N$ e $\text{cir}(x, N) = x + N$ se $-N + 1 \leq x \leq 0$.

II. MODELO DE SISTEMA

Nesse trabalho foi considerado um sistema OFDM ponto-a-ponto com alocação de potência nas subportadoras. Tanto transmissor quanto receptor possuem uma única antena funcionando no modo *half-duplex* estando sincronizadas a nível de símbolo. A comunicação ocorre por canais sem fio que sofrem desvanecimento seletivo em frequência. Foi assumido também que o comprimento do prefixo cíclico OFDM é maior ou igual ao *delay spread* do canal, garantindo a ausência de ISI.

Além disso, esse trabalho considera a presença de um NLPA no transmissor. A partir do teorema de Bussgang, o sinal sem memória no domínio do tempo na saída do amplificador pode ser representado por [1]:

$$u_{n'} = K s_{n'} + d_{n'}, \quad (1)$$

para $1 \leq n' \leq N$, onde N é o número de subportadoras e n' é o índice do domínio do tempo, $\bar{d}_{n'}$ é a NLD no domínio

do tempo decorrelacionada com $\bar{s}_{n'}$ e K é uma constante de valor complexo dada por $E[s_{n'} d_{n'}^* / P_n]$. Ademais, $s_{n'}$ representa os dados transmitidos pela n -ésima subportadora com potência instantânea P_n no domínio do tempo.

De maneira equivalente, no domínio da frequência podemos expressar (1) por:

$$\bar{u}_n = K \bar{s}_n + \bar{d}_n, \quad (2)$$

para $1 \leq n \leq N$, onde \bar{u}_n é a saída do amplificador de potência no domínio da frequência, e \bar{d}_n é NLD do PA, respectivamente, na n -ésima subportadora do *link* entre transmissor e o receptor.

A sequência de dados no domínio da frequência \bar{s}_n é considerada independente e identicamente distribuída (i.i.d) possuindo distribuição uniforme. Além disso, assume-se que o transmissor possui informação do estado do canal, sendo assim a potência total disponível no transmissor P_{max} deve ser distribuída entre as subportadoras OFDM, permitindo uma alocação variável de potência.

Outra importante consideração desse trabalho foi que a taxa de transmissão e a relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR), estão relacionadas por um mapeamento discreto, representado por um MCS. Consideramos a existência de M níveis de MCSs, representados por $\mathcal{M} = \{1, \dots, M\}$.

Diante do cenário considerado acima, o sinal recebido no domínio da frequência é dado por:

$$\bar{x}_n = \bar{h}_n K \bar{s}_n + \bar{h}_n \bar{d}_n + \bar{w}_n, \quad (3)$$

onde \bar{h}_n é a resposta em frequência do canal na n -ésima subportadora do *link* entre transmissor e o receptor, e \bar{w}_n é o correspondente ruído aditivo branco gaussiano (AWGN) no domínio da frequência, com média nula e variância σ_w^2 .

Logo, a relação SNR instantânea do sistema é dada por:

$$\gamma_n = \frac{|\bar{h}_n|^2 |K|^2 P_n}{\sigma_w^2 + |\bar{h}_n|^2 \sigma_{\bar{d}_n}^2}, \quad (4)$$

em que $\sigma_{\bar{d}_n}^2$ é a variância de \bar{d}_n .

As expressões para K e σ_w^2 dependem da potência de transmissão em todas as subportadoras e do modelo do PA. Nesse trabalho, consideramos um PA polinomial de 3rd devido à similaridade com cenários realísticos. Para esse modelo, quando o número de subportadoras é alto o suficiente, podemos expressar K e $\sigma_{\bar{d}_n}^2$ por:

$$K = c_1 + 2c_3 \bar{P} \quad (5)$$

e

$$\sigma_{\bar{d}_n}^2 = 2 \frac{|c_3|^2}{N^2} \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n}}^N P_{n_2} \sum_{\substack{n_1=1 \\ n_1 \neq n_2 \\ n_1 \neq \text{cir}(2n_2-n, N)}}^N P_{n_1} P_{\text{cir}(n+n_1-n_2, N)}, \quad (6)$$

em que c_1 e c_3 são os coeficientes de 3rd ordem do PA polinomial, e \bar{P} é a potência média de transmissão de um sinal OFDM.

As SNRs instantâneas do *link* sem fio (SF) e do PA, respectivamente, podem ser descritas por:

$$\gamma_n^{(SF)} = \frac{|\bar{h}_n|^2 |K|^2 P_n}{\sigma_w^2}, \quad (7)$$

$$\gamma_n^{(PA)} = \frac{|K|^2 P_n}{\sigma_{d_n}^2}. \quad (8)$$

Observando os termos da equação (7) é possível notar que $\gamma_n^{(SF)}$ equivale a SNR instantânea do *link* sem fio, desconsiderando as distorções inseridas pelo PA. Enquanto que $\gamma_n^{(PA)}$ é a SNR do PA. Assim, neste modelo de sistema, o PA é tratado como um sistema ruidoso linear, conforme (2). Dessa forma, a equação (4) pode ser reescrita como:

$$\gamma_n = \frac{1}{\frac{1}{\gamma_n^{(SF)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(PA)}}}. \quad (9)$$

Através de uma aproximação de (9), a SNR do sinal recebido pode ser obtida por [9]:

$$\gamma_n^{(min)} \cong \min(\gamma_n^{(SF)}, \gamma_n^{(PA)}). \quad (10)$$

A aproximação realizada em (10) vem sendo adotada com sucesso em vários trabalhos anteriores que investigaram a SNR em sistemas de retransmissão com múltiplos saltos [9] e [10]. Se o *link* entre transmissor, PA e receptor for considerado um sistema de dois saltos, é possível afirmar que o sistema só será afetado pelo PA quando $\gamma_n^{(PA)} < \gamma_n^{(SF)}$. Caso contrário, a não linearidade do PA não afeta a SNR de forma significativa. Essa conjectura é de grande valia para os métodos de alocação de potência apresentados nesse trabalho nas seções seguintes.

III. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O objetivo das técnicas estudadas neste trabalho é maximizar a taxa de transmissão total de um sistema ponto-a-ponto OFDM levando em conta as distorções inseridas pelo NLPA presente no transmissor. Conforme mencionado na Seção II, para tal, consideramos uma expressão discreta para as taxas através do uso de MCSs.

Suponha que M níveis de MCS estejam disponíveis. Denotamos a taxa $r_m = F(SNR_m)$. Dessa forma, um usuário móvel utiliza o nível m de MCS e consegue transmitir a uma taxa r_m , desde que a SNR experimentada seja igual a λ_m , onde $\lambda_m < \lambda_{m+1}$ e $r_m < r_{m+1}$. O problema de otimização que objetiva maximizar a taxa de dados transmitida é dada por:

$$\max_{P_1, P_2, \dots, P_N} \sum_{\forall n} F(SNR_m), \quad (11)$$

sujeito a

$$\sum_{\forall m} P_n < P_{max}, \quad (12)$$

onde a taxa r_m pode ser calculada pela equação discreta de Shannon dada por $r_m = \log_2(1 + \gamma_{m,n})$, em que $\gamma_{m,n}$ é a SNR calculada na equação (4) para cada um dos m níveis de MCS, e P_{max} é a máxima potência disponível no transmissor.

Analisando (11) é possível observar que o problema aqui proposto considera as distorções inseridas pelo amplificador, uma vez que considera a SNR total do sistema, isto é, tanto a SNR instantânea do *link* sem fio (SF) quanto a SNR instantânea do PA. É evidente que essa equação depende do valor de γ_n , que requer os valores de K e $\sigma_{d_n}^2$. Esses valores dependem da potência de transmissão e do modelo PA.

Este caso aplica-se exatamente a (5) e (6). A não linearidade da função de custo (11) torna um problema de otimização não-linear. Portanto, os métodos de programação linear não se aplicam diretamente a este problema e, em alguns casos, sua solução ótima pode ter uma complexidade computacional proibitiva tornando necessário o uso de heurísticas subótimas.

Uma análise da utilização do algoritmo e do custo benefício promovido pelo mesmo é necessária ao sistema para que o mesmo possa fornecer maximização de taxa sem promover tanta complexidade computacional. Partindo dessa problemática, na seção seguinte propomos heurísticas subótimas que solucionam o problema considerado neste trabalho e analisamos a complexidade das mesmas.

IV. MÉTODOS DE ALOCAÇÃO DE POTÊNCIA

Uma famosa heurística para alocação de potência foi patenteada por Hughes-Hartogs [4]. Nesse algoritmo é escolhida e atribuída a potência necessária à subportadora que requerer a menor quantidade de potência para atingir o próximo nível de MCS. O algoritmo continua até que não haja mais potência de transmissão disponível ou até que todas as subportadoras atinjam o nível máximo de MCS. Apesar dos bons resultados fornecidos pelo algoritmo HH, a distorção inserida por NLPAs pode comprometer a alocação de potência, uma vez que o método HH não as considera.

Visando esse cenário, em trabalhos anteriores, os autores do presente trabalho propuseram algoritmos baseados no HH que buscavam maximizar a capacidade do sistema, levando em conta as distorções inseridas por um NLPA presente no transmissor. Apesar da vantagem dessas técnicas em termos de ganho de eficiência energética, um dos problemas observados foi a alta complexidade necessária no cálculo das NLDs inerentes ao algoritmo.

A alta complexidade de algoritmos é um assunto de grande relevância, uma vez que muitos sistemas não dispõem de dispositivos de memória que sejam capazes de realizar grande e difíceis cálculos matemáticos. O cálculo da complexidade computacional considera geralmente dois aspectos: o tempo gasto e/ou o consumo de memória requisitada pelo algoritmo [11].

Pensando nisso, nas próximas subseções será apresentada a heurística que forneceu melhores resultados em [8], além disso serão propostas novas heurísticas que apesar de não fornecerem ganhos ótimos, garantem eficiência energética e redução de complexidade algorítmica.

A. Métodos de Alocação de Potência

O tópicos a seguir apresenta o algoritmo de alocação de potência que considera as NLDs inseridas por NLPAs proposta em [8].

1) *HH Modificado I (HH-M1)*: O algoritmo proposto em [8] se inicia da mesma forma que o HH: é calculada uma matriz de valores $p_{m,n}$ que contém os valores da potência necessária para transmitir m bits na n -ésima subportadora, considerando um cenário sem NLDs. A matriz $p_{m,n}$ é dada por:

$$p_{m,n} = \frac{\lambda_m \sigma_w^2}{|h_n|^2}, \quad (13)$$

em que λ_m é a SNR necessária para alcançar o m -ésimo nível de MCS.

Em seguida, é calculada a “matriz da diferença” que permite determinar qual subportadora gasta menos energia para alcançar o próximo nível de MCS. O algoritmo HH-M1 calcula as SNRs $\gamma_j^{(SF)}$ e $\gamma_j^{(PA)}$, onde j é o índice da subportadora que gasta menos energia para atingir o próximo nível de MCS e compara se $\gamma_j^{(SF)} < \gamma_j^{(PA)}$. Enquanto a condição acima for satisfeita, a alocação de potência continua ou enquanto houver potência disponível. Caso contrário, o algoritmo interrompe a alocação de potência.

Com base na aproximação (8), pode-se observar que, na técnica HH-M1, a alocação de potência é realizada enquanto as distorções inseridas pelo NLPA não afetam a SNR do canal de comunicação ($\gamma_j^{(WL)} < \gamma_j^{(PA)}$). Desta forma podemos garantir que não haverá desperdício de potência quando as distorções afetarem as subportadoras.

Conforme demonstrado em [8] esse algoritmo (HH-M1) apresenta bons resultados de eficiência energética, e a capacidade é maximizada utilizando-se menos energia quando comparado ao HH.

B. Variação HH-M1 (VHH-M1)

Conforme mencionado anteriormente, apesar de fornecerem soluções ótimas que asseguram maior capacidade e significativa eficiência energética quando comparados ao HH, os algoritmos HH-M1 e HH-M2 possuem ordem elevada de complexidade inserida pelo cálculo das NLDs. Pensando nisso, neste trabalho os autores propõem uma variação (VHH-M1) do algoritmo HH-M1.

Nesta heurística, as NLDs são recalculadas apenas entre intervalos de tempo pré-definidos. O algoritmo é programado para recalculá-las e testar se $\gamma_j^{(SF)}$ está abaixo de $\gamma_j^{(PA)}$ a cada duas iterações. Esse controle da quantidade de vezes em que as NLDs são recalculadas promove uma redução no tempo de execução do algoritmo.

Vale salientar que, assim como acontece no HH-M1, a alocação de potência no VHH-M1 continua enquanto houver potência disponível ou até que o sistema seja afetado pelas NLDs.

C. Relaxamento HH-M1

Ainda que o tempo de execução do algoritmo HH-M1 seja reduzido utilizando VHH-M1, essa variação ainda requer a execução do cálculo das NLDs variáveis. O cálculo realizado em (6) considera potência variável entre as subportadoras, e esse é um dos motivos pelos quais as distorções são tratadas de forma tão eficaz, uma vez que a alocação de potência entre subportadoras não é realizada de maneira uniforme.

Entretanto, é possível realizar uma aproximação entre o cálculo de distorções para potência uniforme e potência variável. Logo, como forma de relaxamento dos algoritmos, propomos então que na etapa do cálculo das NLDs do algoritmo HH-M1, em que é calculado o $\gamma_j^{(PA)}$, a equação (6) que calcula a distorção para potência variável seja substituída pela seguinte expressão para potência uniforme [11]:

$$\sigma_d^2 = |c_1|^2 \bar{P} + c_1 c_3^* E[\bar{s}_n \bar{\xi}_3^*(n)] + c_3 c_1^* E[\bar{s}_n^* \bar{\xi}_3(n)] + |c_3|^2 E[\bar{\xi}_3(n) \bar{\xi}_3^*(n)] - |K|^2 \bar{P}, \quad (14)$$

onde,

$$E[\bar{s}_n \bar{\xi}_3^*(n)] = E[\bar{s}_n^* \bar{\xi}_3(n)] = \frac{1}{N} (\mu_4 + 2(N-1)\mu_2^2 + \rho_2^2),$$

e,

$$\begin{aligned} E[\bar{\xi}_3(n) \bar{\xi}_3^*(n)] &= \frac{1}{N^2} [\mu_6 + 9(N-1)\mu_2^2 \mu_4 + \\ &+ 6(N-1)(N-2)\mu_2^3 + 9(N-2)\mu_2 \rho_2^2 + \\ &+ 6\rho_2 \rho_{31}], \end{aligned}$$

em que $\bar{\xi}_3^*(n)$ representa a interferência entre subportadoras (ICI) de 3rd na n -ésima subportadora. Por definição, $\mu_i = E[|\bar{s}_n|^i]$, $\rho_i = E[\bar{s}_n^i]$ e $\rho_{i,l} = E[\bar{s}_n^i (\bar{s}_n^{*l})]$, em que $E[\cdot]$ se trata do operador esperança.

D. Análise de Complexidade

O cálculo da complexidade computacional temporal consiste em estimar a quantidade máxima (pior caso) de operações básicas que serão executadas por um algoritmo desde o início de sua execução até seu término.

O algoritmo HH-M1, pode ser dividido essencialmente em duas etapas: “Algoritmo HH” e “Cálculo de NLDs”. A ordem de complexidade da primeira etapa do algoritmo é majorada pela execução do algoritmo HH que possui complexidade $\mathcal{O}(NM \log 2(N))$ [4].

Para a etapa “Cálculo de NLDs”, o pior caso possui ordem cúbica $\mathcal{O}(N^3)$, uma vez que cada uma das variáveis (n, n_1 e n_2) da equação (6) variam entre $1 \leq n \leq N$. Algorítmicamente falando, para cada uma dessas variáveis serão necessários, no mínimo, três loops for que variam de 1 até N .

É intuitivo observar que utilizando a equação (14), que envolve equações básicas como soma, multiplicação e divisão, o cálculo e a complexidade das NLDs reduz significativamente. Sendo mais específico, a complexidade algorítmica passa a ser $\mathcal{O}(N)$, uma vez que o cálculo em (14) é realizado para todas as subportadoras. Na seção a seguir, é possível analisar a eficácia do uso dessa expressão na técnica HH-M1.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, as contribuições propostas são avaliadas por meio de simulações computacionais. Para tal, foi considerado um sistema OFDM ponto-a-ponto com um PA polinomial de terceiro grau cujos coeficientes são iguais a $c_1 = 0.9798 - 0.2887i$; e $c_3 = -0.2901 + 0.4350i$ [11], e um link sem fio com desvanecimento seletivo em frequência do tipo Rayleigh com quatro coeficientes. Os resultados foram obtidos para $N = 64$ subportadoras, prefixo cíclico de tamanho quatro, potência máxima disponível $P_{max} = 60W$, e $M = 10$ (níveis de MCSs) representados pelo conjunto $\mathcal{M} = \{1, \dots, 10\}$, em que a SNR alvo foi dada por $\lambda_m = 2m - 1$.

As simulações computacionais foram realizadas no software MATLAB®, e a potência de transmissão alocada, a taxa média do sistema e o tempo de execução dos algoritmos foram

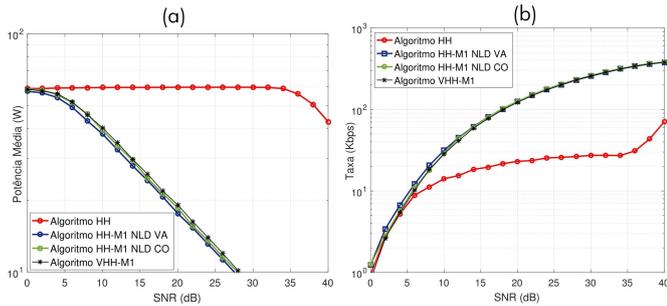


Fig. 1. (a) Potência de Transmissão Alocada Vs SNR. (b) Taxa Média de Transmissão por SNR

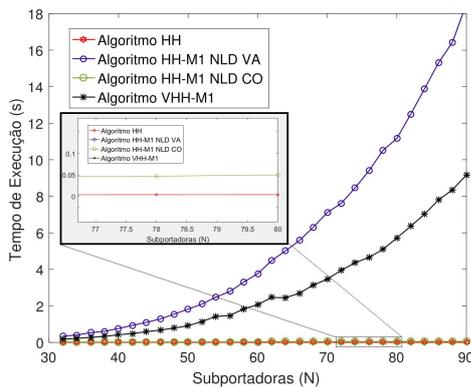


Fig. 2. Tempo de execução do algoritmo Vs Número de subportadoras.

utilizados como métricas de avaliação para uma média por meio de simulações de Monte Carlo.

A Figura 1 (a) apresenta a potência de transmissão alocada por SNR média para a técnica HH-M1 utilizando tanto o cálculo das NLDs constantes (CO), quanto variáveis (VA), bem como para o método HH. Conforme demonstrado em [8] a técnica HH-M1 apresenta significativos ganhos de eficiência energética quando comparado as demais técnicas, já que promove a parada da alocação de potência no momento em que o sistema é afetado pelas distorções inseridas pelo PA. A medida em que a SNR aumenta esses ganhos tornam-se mais perceptíveis. Ao utilizarmos o cálculo da NLD a partir da equação (14), é possível observar que o ganho de eficiência é reduzido por uma quantidade muito pequena. Essa redução de desempenho dos algoritmos é justificada uma vez que a NLD variável caracteriza de maneira mais fidedigna as distorções inseridas no sinal. Outro resultado importante da Figura 1 (a) é a curva da potência alocada pela SNR média da heurística VHH-M1. Os ganhos para este caso se assemelham aos do algoritmo HH-M1 utilizando as NLDs variáveis, com a vantagem da redução do tempo de execução do algoritmo.

A Figura 1 (b) mostra a taxa média de transmissão por SNR média para todos os casos analisados na Figura 1. Tanto a técnica proposta em [8], quanto as técnicas de relaxamento propostas nesse trabalho apresentaram taxa de transmissão similares ou superiores ao algoritmo HH, que é a solução ótima no caso linear. É importante ressaltar que as taxas dos algoritmos propostos neste trabalho foram bastante similares

as taxas das técnicas propostas em [8].

A Figura 2 mostra o tempo de execução dos algoritmos analisados pela quantidade de subportadoras N . Nesta simulação foi fixada a SNR média em 25dB e o número de subportadoras variando entre 32 e 90. Essa figura permite comprovar que o aumento do número de subportadoras implica no aumento da complexidade algorítmica do cálculo das NLDs, conforme demonstrado em trabalhos anteriores [10]. É possível analisarmos que o uso do cálculo das NLDs constantes fornece tempos de execução superiores ao do HH que é a solução ótima linear, porém bastante inferiores às heurísticas que consideram o cálculo das NLDs variáveis (HH-M1 e VHH-M1). Além disso, a técnica VHH-M1 apresentou uma significativa queda no tempo de execução do algoritmo sem que houvessem grandes perdas de eficiência energética.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi considerado um problema de otimização de taxa em um sistema OFDM ponto-a-ponto sob os efeitos de um NLP. Foram propostas duas heurísticas que, fornecerem ganhos similares em termos energéticos ao algoritmo HH-M1, conseguiram resultados subótimos para problemas de maximização de taxa e uma redução significativa no tempo de execução. Em trabalhos futuros, pretendemos propor heurísticas para alocação de recursos em cenários cooperativos multiusuários considerando as distorções inseridas por amplificadores de potência não lineares.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, Oct. 2000.
- [2] P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham., "A practical discrete multi-tone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 43, Mar. 1995.
- [3] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," in IEEE Communications Magazine, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [4] D. Hughes-Hartogs, "Ensemble Modem Structure for Imperfect Transmission Media", Patent US 4 833 706, May, 1989.
- [5] M. Majidi, A. Mohammadi and A. Abdipour., "Analysis of the Power Amplifier Nonlinearity on the Power Allocation in Cognitive Radio Networks," in IEEE Transactions on Communications, vol. 62, no. 2, pp. 467-477, February 2014.
- [6] M. Baghani, A. Mohammadi and M. Majidi., "Downlink resource allocation in OFDMA wireless networks under power amplifier non-linearity," in IET Communications, vol. 11, no. 18, pp. 2751-2757, 12 21 2017.
- [7] F. H. Gregorio and T. I. Laakso., "A novel carrier allocation method for multiuser OFDM system with amplifier nonlinearities," 2005 13th European Signal Processing Conference, Antalya, 2005, pp. 1-4.
- [8] L. C. S. Teles, C. A. R. Fernandes e S. R. C. Magalhães, "Power Allocation Methods for OFDM Systems with Nonlinear Power Amplifier". IEEE Symposium on Computers and Communications, ISCC, Natal-Brazil, 2018.
- [9] Fernandes, C.A.R., "Outage performance of cooperative amplify-and-forward OFDM systems with nonlinear power amplifiers". IEEE Int. Workshop Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Cesme, Turkey, June 2012.
- [10] C. A. R. Fernandes, J. C. M. Mota and G. Favier.: "Analysis and Power Diversity-Based Cancellation of Nonlinear Distortions in OFDM Systems," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 60, no. 7, pp. 3520-3531, July 2012.
- [11] P. E. Boas, "Machine models and simulations, The Handbook of Theoretical Computer Science", vol I: Algorithms and Complexity (J. van Leeuwen, ed.), MIT Press, Cambridge, Mass., 1990, pp. 1?61.