



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CAMPUS SOBRAL**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO**

**SYLLAS RANGEL CARNEIRO MAGALHÃES**

**SELEÇÃO DE *RELAY* EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS COM  
AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA NÃO LINEARES**

**SOBRAL**

**2018**

SYLLAS RANGEL CARNEIRO MAGALHÃES

SELEÇÃO DE *RELAY* EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS COM AMPLIFICADORES  
DE POTÊNCIA NÃO LINEARES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Computação do *Campus* Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia de Computação.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes

SOBRAL

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

M169s Magalhães, Syllas Rangel Carneiro.  
Seleção de Relay em Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência não Lineares /  
Syllas Rangel Carneiro Magalhães. – 2018.  
62 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral,  
Curso de Engenharia da Computação, Sobral, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes.

1. seleção de relay. 2. comunicações cooperativas. 3. OFDM. 4. PA não linear. 5. capacidade. I. Título.  
CDD 621.39

---

SYLLAS RANGEL CARNEIRO MAGALHÃES

SELEÇÃO DE *RELAY* EM SISTEMAS OFDM COOPERATIVOS COM AMPLIFICADORES  
DE POTÊNCIA NÃO LINEARES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Computação do *Campus* Sobral da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia de Computação.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim  
Fernandes (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Francisco Rafael Marques Lima  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Me. Yuri Victor Lima de Melo  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Aos meus pais, irmãos e todas as pessoas que  
contribuíram para minha formação, em especial  
à minha namorada Diana.

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho não seria possível sem a ajuda de muitas pessoas que me encorajaram e incentivaram durante o período de graduação, contribuindo direta ou indiretamente para a concretização deste TCC.

Em primeiro lugar, agradeço aos meus pais José Eliardo e Francisca Geracina pelo apoio incondicional durante toda a minha formação, sem seus esforços nada disso seria possível. À minha irmã Amanda e meu irmão Luiz Eduardo pelos valiosos momentos de descontração em meio à tantas tribulações e que nos momentos de minha ausência, dedicadas ao estudo, sempre entenderam que o futuro é feito a partir da constante dedicação no presente.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes, pela paciência em minha orientação e todos os ensinamentos que, sem dúvidas, foram essenciais à concretização do presente trabalho. Através de seu grande empenho e competência pude amadurecer bastante, tanto academicamente quanto pessoalmente.

Aos membros integrantes da banca examinadora, Prof. Dr. Francisco Rafael Marques Lima e Prof. Me. Yuri Victor Lima de Melo, pela disponibilidade e compreensão que, em meio às mudanças de data e aos afazeres de fim de semestre, buscaram o melhor horário para que este trabalho pudesse ser apresentado.

A todos os professores dos cursos de Engenharia de Computação e Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, *Campus* de Sobral, que puderam compartilhar um pouco de seus conhecimentos e contribuir para a minha formação acadêmica e pessoal. Em especial, ao Prof. Dr. Iális Cavalcante de Paula Júnior, com o qual tive o privilégio de passar três anos sob sua tutoria no Programa de Educação Tutorial (PET) e acompanhar seu brilhante trabalho em prol do curso e ao professor Prof. Me. Wendley Souza da Silva, com o qual pude aprender bastante como seu monitor nos últimos semestres de graduação.

Aos meus colegas de sala, com os quais dividi bastante tempo da minha vida nos últimos quatro anos e meio. Em especial à minha panelinha: Eloise Carvalho, Laércio Santana, Magdiel Campelo, Isaac Ben e Isaac Newton, sem vocês as noites “viradas” não teriam sido as mesmas.

A todos os meus amigos da universidade, com os quais pude compartilhar bons e maus momentos. Não irei citar o nome de todos, pois a lista ficaria imensa, mas cada um sabe a importância que teve na concretização deste trabalho. A todos meu muito obrigado.

Por último, mas não menos importante à minha namorada, amiga e inspiração diária

Diana Sampaio, por sua paciência e companheirismo durante toda minha graduação. Sem você tudo teria sido muito mais difícil. Mesmo com as dificuldades e problemas de saúde sempre compreendeu minhas ausências e me incentivou a continuar nessa caminhada, galgando degraus cada vez maiores. Saiba que você me inspira diariamente a ser uma pessoa melhor.

“O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis.”

(José de Alencar)



## RESUMO

Ao longo das últimas décadas, técnicas como a OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e, mais recentemente, as comunicações cooperativas vêm ganhando bastante destaque dentro da área de telecomunicações. Contudo, com a adoção de tais técnicas surgem alguns desafios, como a redução de picos de potência dos símbolos OFDM, ou ainda, a seleção de *relay* nos sistemas cooperativos. Sendo assim, este trabalho apresenta duas novas técnicas de seleção de *relay* por subportadora para sistemas de comunicação OFDM cooperativos com amplificadores de potência não lineares (do inglês, *Power Amplifiers* - PAs) e considerando o protocolo AF (do inglês, *Amplify-and-Forward*). As técnicas propostas baseiam-se em uma expressão teórica desenvolvida para a SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) instantânea do sistema considerado, levando em conta as distorções não lineares introduzidas pelos PAs dos *relays*. Os resultados obtidos mostram que ambas as técnicas propostas podem melhorar significativamente a capacidade do sistema quando comparadas a um método clássico de seleção de *relay*. Resultados de simulação numérica são apresentados para validar o desempenho das técnicas propostas.

**Palavras-chave:** seleção de *relay*. comunicações cooperativas. OFDM. PA não linear. capacidade.

## ABSTRACT

In recent decades, techniques such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and, more recently, cooperative communications have been gained ground in the telecommunications area. However, with the adoption of such techniques, some challenges arise, such as reducing the power peaks of OFDM symbols or relay selection in cooperative systems. Based on this, the present work presents two new per-subcarrier relay selection techniques for cooperative OFDM communication systems with nonlinear power amplifiers (PAs) and considering the amplify-and-forward (AF) protocol. The proposed techniques are based on a developed theoretical expression for the instantaneous signal-to-noise ratio (SNR) of an AF cooperative OFDM system taking into account the nonlinear distortions introduced by the relays' PAs. The results show that both the proposed techniques can significantly improve the system capacity when compared to a classical relay selection method. Numerical simulation results are presented to validate the performance of the proposed techniques.

**Keywords:** relay selection. cooperative communication. OFDM. nonlinear PA. capacity.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Prefixo cíclico de comprimento $\mu$ . . . . .	22
Figura 2 – Efeito da ISI em uma transmissão OFDM típica . . . . .	24
Figura 3 – Diagrama de blocos de um sistema OFDM em banda base . . . . .	24
Figura 4 – Símbolo OFDM com 64 subportadoras e modulação 32-QAM . . . . .	26
Figura 5 – Modelo de sistema cooperativo simplificado . . . . .	28
Figura 6 – Modelo de sistema cooperativo OFDM-AF com múltiplos <i>relays</i> . . . . .	34
Figura 7 – Diagrama de blocos da Técnica Proposta 1 . . . . .	40
Figura 8 – Diagrama de blocos do “Algoritmo de Troca” . . . . .	40
Figura 9 – Diagrama de blocos da Técnica Proposta 2 . . . . .	43
Figura 10 – Capacidade média total <i>versus</i> SNR para 64 subportadoras fornecidas pela TP1, TP2 e SC. . . . .	46
Figura 11 – Capacidade média total <i>versus</i> SNR para 64 subportadoras fornecida pela TP1 com PA não linear e pela SC com PA linear. . . . .	47
Figura 12 – Capacidade média total <i>versus</i> SNR para 128 subportadoras fornecida pela TP1 com e sem a consideração de NLD constante. . . . .	48
Figura 13 – Variância da distorção não linear real e aproximada para 512, 1024 e 2048 subportadoras . . . . .	49
Figura 14 – Tempo de execução <i>versus</i> número de subportadoras para as técnicas propostas e a seleção convencional . . . . .	49
Figura 15 – Tempo de execução <i>versus</i> número de <i>relays</i> para as técnicas propostas e a seleção convencional . . . . .	50

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Possíveis índices no somatório em (4.7) . . . . .	42
Tabela 2 – Comparação da complexidade computacional das técnicas propostas . . . .	44

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AF	<i>Amplify-and-Forward</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DF	<i>Decode and Forward</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
i.i.d.	<i>independent and identically distributed</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
NLD	<i>Nonlinear Distortion</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PA	<i>Power Amplifier</i>
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PEP	<i>Pairwise Error Probability</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TAS	<i>Transmit Antenna Selection</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
<b>1.1</b>	<b>Contexto e Motivação</b>	<b>15</b>
<b>1.2</b>	<b>Contribuições</b>	<b>16</b>
<b>1.3</b>	<b>Produção Científica</b>	<b>17</b>
<b>1.4</b>	<b>Estrutura do Trabalho</b>	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>19</b>
<b>2.1</b>	<b>OFDM</b>	<b>19</b>
<i>2.1.1</i>	<i>Evolução dos sistemas OFDM</i>	<i>20</i>
<i>2.1.2</i>	<i>Conceitos básicos</i>	<i>21</i>
<i>2.1.2.1</i>	<i>O prefixo cíclico e a convolução circular</i>	<i>22</i>
<i>2.1.3</i>	<i>Transmissor e Receptor OFDM</i>	<i>23</i>
<i>2.1.4</i>	<i>PAPR</i>	<i>25</i>
<b>2.2</b>	<b>Não Linearidades e Modelos de Amplificadores de Potência</b>	<b>26</b>
<i>2.2.1</i>	<i>Modelo polinomial</i>	<i>27</i>
<b>2.3</b>	<b>Sistemas Cooperativos</b>	<b>28</b>
<i>2.3.1</i>	<i>Amplify and Forward (AF)</i>	<i>29</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Decode and Forward (DF)</i>	<i>30</i>
<b>2.4</b>	<b>Seleção de Relay</b>	<b>30</b>
<i>2.4.1</i>	<i>Seleção por subportadora baseada em capacidade</i>	<i>31</i>
<b>3</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>32</b>
<b>4</b>	<b>MODELO DE SISTEMA E DERIVAÇÃO DA SNR</b>	<b>33</b>
<b>4.1</b>	<b>Modelo de Sistema</b>	<b>33</b>
<b>4.2</b>	<b>Derivação da SNR</b>	<b>35</b>
<b>5</b>	<b>FORMULAÇÃO DO PROBLEMA E ALGORITMOS PROPOSTOS</b>	<b>38</b>
<b>5.1</b>	<b>Formulação do Problema</b>	<b>38</b>
<b>5.2</b>	<b>Técnicas Propostas</b>	<b>39</b>
<i>5.2.1</i>	<i>Primeira Técnica Proposta</i>	<i>39</i>
<i>5.2.1.1</i>	<i>Análise de Complexidade</i>	<i>41</i>
<i>5.2.2</i>	<i>Segunda Técnica Proposta</i>	<i>41</i>
<i>5.2.2.1</i>	<i>Análise de Complexidade</i>	<i>42</i>

<b>5.3</b>	<b>Simplificação do cálculo da NLD</b> . . . . .	<b>43</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	<b>45</b>
<b>6.1</b>	<b>Resultados de Simulações</b> . . . . .	<b>45</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> . . . . .	<b>51</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>52</b>
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	<b>56</b>
	<b>APÊNDICE A – SBrT 2017</b> . . . . .	<b>56</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contexto e Motivação

A crescente demanda por taxas de dados nos sistemas de comunicação sem fio modernos faz com que a utilização eficiente dos recursos disponíveis se torne uma tarefa cada vez mais crítica. Nesses sistemas, devido à física das ondas eletromagnéticas, efeitos como propagação multipercurso e desvanecimento seletivo são, em geral, inevitáveis, o que pode resultar em uma baixa eficiência espectral. Tais efeitos podem ser amenizados com a utilização de técnicas de equalização no receptor. Entretanto, quanto maior a taxa de dados em uma transmissão serial, maiores são os efeitos da propagação multipercurso e, conseqüentemente, maiores são as dificuldades de implementação de um equalizador eficiente a um baixo custo (DAVID, 2007).

As técnicas de modulação multiportadora surgem como uma alternativa aos sistemas de transmissão serial, que utilizam modulação com portadora simples. A ideia básica das técnicas de modulação multiportadora é a divisão de um único fluxo de bits em vários subfluxos com taxas de transmissão menores (GOLDSMITH, 2005). Essa divisão garante uma série de vantagens em relação à transmissão serial, sendo uma das principais a possibilidade de dividir o fluxo de informação em sinais com largura de banda menor que a banda de coerência do canal, tornando o desvanecimento aproximadamente plano em frequência e, conseqüentemente, diminuindo o efeito da ISI (do inglês, *Intersymbol Interference*).

Por outro lado, para evitar a interferência entre portadoras (do inglês, *Inter-carrier Interference* - ICI), os primeiros sistemas de transmissão paralela utilizavam bandas de guarda (regiões espectrais vazias). A necessidade de separação espectral dos sinais diminuía consideravelmente a eficiência espectral desses sistemas em relação aos sistemas de transmissão serial. Uma solução veio em 1966, quando foi proposta uma técnica que permitiu a sobreposição no espectro sem ICI, posteriormente conhecida como OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (LASORTE *et al.*, 2008). Desde então a OFDM passou por diversas modificações e melhorias. Em especial, a introdução de uma implementação digital da técnica, por meio do algoritmo FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform*), foi determinante para o seu grande sucesso e ampla adoção nos dias atuais. Contudo, um problema que se mantém até hoje é a alta relação entre a potência de pico e a potência média dos sinais OFDM, também chamada de PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*). Essa característica indesejada pode fazer



com que a amplitude do sinal transmitido atinja o limiar de saturação dos amplificadores de potência (do inglês, *Power Amplifiers* - PAs), causando distorções no sinal e, conseqüentemente, prejudicando sua detecção (RAHMATALLAH; MOHAN, 2013a).

Mais recentemente, um tema que vem sendo bastante explorado na literatura é a comunicação cooperativa. Devido à sua capacidade de explorar a diversidade espacial sem a necessidade de múltiplas antenas, os sistemas cooperativos são fortes candidatos a integrar os sistemas de comunicação sem fio modernos (FERNANDES, 2012). Esses sistemas são capazes de emular um ambiente MIMO (do inglês, *Multiple Input Multiple Output*) por meio de um conjunto de dispositivos de antena única distribuídos espacialmente, permitindo que um ou mais nós parceiros (*relays*) retransmitam a informação da fonte para o destino.

Em uma rede sem fio cooperativa podem haver dezenas ou mesmo centenas de *relays*. Dessa forma, a adoção de uma boa técnica de seleção de *relay* é imprescindível para o êxito na implementação de uma rede cooperativa eficiente. Na literatura existem diversas propostas de métodos capazes de realizar a seleção de *relay* eficientemente em ambientes “ideais” – sem imperfeição de *hardware*. Entretanto, poucos consideram as imperfeições de *hardware* no momento da seleção.

O efeito da distorção não linear (do inglês, *Nonlinear Distortion* - NLD) em sistemas OFDM cooperativos é analisado em (FERNANDES *et al.*, 2014) e (RAZO *et al.*, 2009). No entanto, uma característica comum dos dois trabalhos, e da grande maioria das propostas existentes na literatura, é a utilização de estratégias convencionais de mitigação de distorção não linear, em geral, por meio do processamento de sinais. O presente trabalho, no entanto, traz uma nova forma de tratar o problema da NLD nesses sistemas.

Neste trabalho, o problema da distorção não linear em um sistema cooperativo OFDM é tratado no momento da alocação de recursos. Mais especificamente, o presente trabalho propõe duas novas técnicas de seleção de *relay* em sistemas OFDM cooperativos, baseadas na seleção por subportadora. Ambos os métodos propostos objetivam a maximização da capacidade real do sistema – levando em conta os efeitos da distorção não linear inserida pelos PAs dos *relays* –, característica ignorada pelas técnicas existentes. Além disso, uma expressão exata para o cálculo da *SNR* instantânea é desenvolvida para o sistema considerado.

## 1.2 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são listadas a seguir:

- Formulação de um problema de otimização para seleção de *relay* em um sistema OFDM AF (do inglês, *Amplify-and-Forward*) cooperativo com PAs não lineares nos *relays*;
- Desenvolvimento de uma expressão teórica para o cálculo da SNR (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) instantânea do sistema considerado;
- Proposição de duas técnicas de seleção de *relay* por subportadora para o sistema considerado;
- Proposição de um relaxamento para os métodos propostos;
- Avaliação do impacto das técnicas propostas na capacidade do sistema por meio de simulações computacionais;
- Comparação do desempenho das técnicas propostas com o de técnicas existentes via simulação;
- Análise de complexidade das técnicas propostas.

### 1.3 Produção Científica

O presente Trabalho de Conclusão de Curso gerou a publicação do seguinte artigo:

- S. R. C. Magalhães, C. A. R. Fernandes e L. C. S. Teles, “Relay Selection Methods for Cooperative OFDM Systems with Nonlinear Power Amplifiers”, *IEEE Symposium on Computers and Communications*, Natal, RN, Junho, 2018. Aceito para publicação.

Durante o período de graduação dois outros trabalhos na mesma área foram desenvolvidos e publicados:

- S. R. C. Magalhães e C. A. R. Fernandes, “Seleção de Relay com Amplificadores de Potência não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos”, *XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais*, São Pedro, SP, Setembro, 2017. p. 318-322.
- 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*, Natal, RN, Junho, 2018. Aceito para publicação.

O primeiro, diretamente relacionado ao tema do presente trabalho, também propõe duas técnicas de mitigação de NLD em sistemas OFDM cooperativos, no entanto, com o objetivo de minimização da taxa de erro de símbolo. Os resultados e as técnicas propostas nesse artigo não serão detalhadas neste trabalho, porém podem ser vistos no Apêndice A. O segundo, apesar de ser da mesma área temática, tem um foco diferente do presente trabalho, razão pela qual não foi inserido neste Trabalho de Conclusão de Curso.

## **1.4 Estrutura do Trabalho**

O restante do trabalho está organizado como se segue. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica base para o entendimento das técnicas desenvolvidas. No Capítulo 3 é realizada uma revisão bibliográfica. O Capítulo 4 apresenta o modelo de sistema e o desenvolvimento da expressão para a SNR instantânea no modelo adotado. No Capítulo 5 é apresentado a formulação do problema e os métodos propostos. O Capítulo 6 traz os resultados de simulação. E por fim, o Capítulo 7 conclui o trabalho.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica base para o entendimento do Trabalho de Conclusão de Curso. A Seção 2.1 introduz os conceitos sobre a OFDM, mostrando de forma sucinta algumas etapas de sua evolução histórica e suas principais características. A Seção 2.2 introduz o modelo matemático das não linearidades e mostra o modelo de PA não linear considerado no trabalho. A Seção 2.3 apresenta conceitos-chave para os sistemas cooperativos. E finalmente, a Seção 2.4 apresenta a seleção de *relay* e mostra uma forma clássica de se realizar tal seleção.

### 2.1 OFDM

A técnica de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais (OFDM) está cada vez mais sendo empregada nos sistemas de comunicações digitais modernos. Seus usos vão desde sistemas de comunicação sem fio até aplicações em fibras ópticas (ARMSTRONG, 2009). Em particular, nos sistemas de comunicação sem fio, a OFDM vem se mostrando bastante atrativa devido, principalmente, à eficiência espectral, baixa complexidade de implementação e ao combate à seletividade em frequência promovidos pela técnica (FERNANDES, 2012). Dentre os sistemas que já adotam a técnica pode-se citar o DVB-T (*Terrestrial Digital Video Broadcasting*) padronizado pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) (COMMITTEE *et al.*, 1996), os sistemas IEEE 802.11 (*Wi-Fi*) – muito utilizados em redes domésticas –, o padrão LTE (*Long Term Evolution*) do 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*), o WiMAX do IEEE (SEYEDZADEGAN; OTHMAN, 2013), entre outros. Estudos recentes indicam ainda a aplicação da OFDM em sistemas de comunicação por luz visível (do inglês, *Visible Light Communication - VLC*) (WANG *et al.*, 2017; MOSSAAD *et al.*, 2015). Além disso, a OFDM é forte candidata a integrar os sistemas de telefonia móvel de quinta geração (5G).

Esta Seção apresentará os principais conceitos relacionados à técnica OFDM. As Subseções seguintes foram estruturadas da seguinte maneira: na Subseção 2.1.1 é apresentado um breve histórico sobre OFDM, os primeiros estudos na área e como se deu a evolução da técnica. Na Subseção 2.1.2 são apresentados os princípios de funcionamento da técnica. Na Subseção 2.1.3 é explicado o processo de transmissão e recepção de um sinal OFDM. Por fim, na Subseção 2.1.4 é apresentado um dos principais problemas da técnica: a PAPR.

### 2.1.1 Evolução dos sistemas OFDM

Os sistemas multiportadora não são uma novidade, sua criação remete à década de 1870. Nesse período, estimulados por empresas de telégrafos, empresários e inventores procuraram formas de multiplicar a capacidade de uma linha de transmissão de telégrafo através de vários canais de informação não interferentes (WEINSTEIN, 2009). Esses estudos pioneiros constituíram a base para os sistemas FDM (do inglês, *Frequency Division Multiplexing*), que posteriormente viriam a evoluir para os sistemas hoje conhecidos como OFDM. Nessa época, várias patentes foram geradas a partir das pesquisas desenvolvidas (GRAY, 1875; GRAHAM, 1876; EDISON, 1876). Entretanto, foi apenas em 1910 que surgiram as primeiras aplicações da multiplexação de portadoras com foco nos sistemas telefônicos e somente em 1918 que a primeira implementação comercial para a telefonia foi introduzida, pela AT&T (SCHWARTZ; BATCHELOR, 2008).

Mais tarde, com o objetivo de amenizar a baixa eficiência espectral da FDM, Robert W. Chang, em seu trabalho intitulado “*Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*”, publicou, em 1966, os princípios da OFDM (R. W. Chang, 1966). O trabalho apresentou um novo esquema de transmissão multiportadora que, assim como na FDM, é capaz de diminuir os efeitos da ISI e ICI com o grande diferencial de permitir a utilização de portadoras sobrepostas espectralmente. Essa sobreposição espectral garantiu à OFDM uma economia de largura de banda, em alguns casos, de mais de 50% em relação à FDM convencional. Entretanto, ainda existia um grande problema na utilização prática dessa técnica: a manutenção da ortogonalidade entre as subportadoras.

Nos sistemas analógicos – utilizados até então – era difícil manter a ortogonalidade entre as subportadoras, pois conforme a quantidade de osciladores aumenta maiores são as dificuldades de manutenção do sincronismo e, conseqüentemente, mais complexos são os circuitos necessários. Esses e outros fatores associados tornam, em muitos casos práticos, a implementação analógica da OFDM inviável. A associação dos problemas citados com outros já existentes nas técnicas de transmissão multiportadora da época contribuíram para a busca por novas formas de transmissão para os sistemas telefônicos em funcionamento. Com a introdução da telefonia digital, os sistemas FDM, utilizados até então, começaram, na década de 1970, a ser substituídos por sistemas TDM (do inglês, *Time Division Multiplexing*) e sistemas mistos TDM/FDM (WEINSTEIN, 2009). Os sistemas TDM, entretanto, possuem a desvantagem de serem mais suscetíveis à ocorrência de interferência intersimbólica conforme o número de sinais

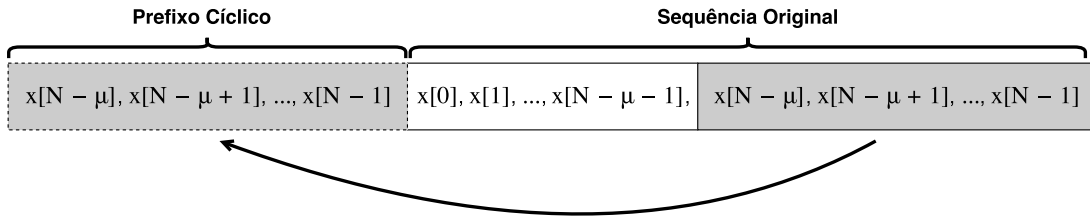
multiplexados aumenta, já que utiliza um único canal para a transmissão.

A resposta para esses problemas relacionados tanto à ISI quanto a complexidade de implementação veio mais tarde com a utilização da transformada discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform* - DFT) nos sistemas OFDM, dispensando o uso de bancos de osciladores e demoduladores coerentes. Esse grande passo para a evolução dos sistemas OFDM foi dado em 1971, quando Weinstein e Ebert (WEINSTEIN; EBERT, 1971) utilizaram a DFT para realizar a modulação e demodulação de um sinal OFDM em banda base. Com o algoritmo FFT – implementação da DFT com menor complexidade computacional – foi possível a obtenção de um sistema de transmissão multiportadora com baixa complexidade de implementação, alta eficiência espectral e fácil equalização, razões pelas quais os sistemas OFDM são bastante utilizados nos dias atuais.

### 2.1.2 Conceitos básicos

Como mencionado anteriormente, os sistemas multiportadora possuem a vantagem de sofrerem menos com ISI do que os sistemas de portadora única. Isso se deve ao fato de que em uma transmissão sequencial com portadora única, o sinal transmitido a uma taxa  $R$  tende a possuir largura de banda ( $B$ ) maior do que a banda de coerência do canal ( $B_c < B$ ), causando desvanecimento seletivo em frequência e, conseqüentemente, ISI. Já em uma transmissão multiportadora, em que a taxa total de transmissão é dividida entre os  $N$  subcanais, é possível, para valores de  $N$  suficientemente grandes, se obter sinais com largura de banda ( $B_N$ ) muito menor do que a banda de coerência do canal ( $B_N \ll B_c$ ), já que  $B_N = B/N$ . Nessa situação os sinais em cada subcanal irão experimentar desvanecimento aproximadamente plano, diminuindo os efeitos da ISI.

Nos sistemas OFDM digitais modernos a ISI pode ser completamente eliminada com a inserção de uma extensão cíclica em cada símbolo (GOLDSMITH, 2005). Essa extensão cíclica, também conhecida como prefixo cíclico (do inglês, *Cyclic Prefix* - CP), nada mais é do que uma cópia das  $\mu$  últimas amostras de um símbolo OFDM inseridas no início do mesmo, como ilustrado na Figura 1. Em algumas situações a ISI pode ser evitada simplesmente com um intervalo de guarda vazio, entretanto, a utilização do CP traz algumas vantagens adicionais aos sistemas OFDM. Além do combate à ISI, o prefixo cíclico garante a manutenção da ortogonalidade entre os símbolos OFDM (SHAH *et al.*, 2010) e permite uma equalização simples no domínio da frequência, já que converte a convolução linear, do sinal OFDM com o canal, em uma convolução

Figura 1 – Prefixo cíclico de comprimento  $\mu$ 

Fonte: adaptado de (GOLDSMITH, 2005).

circular. Para compreender melhor estes benefícios, algumas propriedades da DFT e IDFT (do inglês, *Inverse Discrete Fourier Transform*), utilizadas nas implementações modernas da OFDM, serão apresentadas na subseção seguinte.

### 2.1.2.1 O prefixo cíclico e a convolução circular

Seja um sinal  $\tilde{x}_n$  discreto no tempo com  $0 \leq n \leq N - 1$ . A DFT de  $N$  pontos de  $\tilde{x}_n$  é definida por (OPPENHEIM, 1999):

$$\text{DFT}\{\tilde{x}_n\} = x_i \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_n e^{-j\frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq i \leq N-1. \quad (2.1)$$

Como já mencionado, a DFT é tipicamente implementada utilizando o algoritmo FFT. De forma similar, a IDFT, que permite a recuperação do sinal original  $\tilde{x}_n$  a partir de  $x_i$ , é implementada utilizando o algoritmo IFFT (do inglês, *Inverse Fast Fourier Transform*) e é matematicamente definida como:

$$\text{IDFT}\{x_i\} = \tilde{x}_n \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j\frac{2\pi ni}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (2.2)$$

Quando um sinal de entrada  $\tilde{x}_n$  é enviado através de um canal de tempo discreto linear e invariante no tempo com resposta ao impulso finita  $\tilde{h}_n$ , a saída  $\tilde{y}_n$  é a convolução de tempo discreto da entrada com a resposta ao impulso do canal (GOLDSMITH, 2005):

$$\tilde{y}_n = \tilde{x}_n * \tilde{h}_n = \tilde{h}_n * \tilde{x}_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_k \tilde{x}_{n-k}. \quad (2.3)$$

em que  $*$  é o operador de convolução linear. Entretanto, diferentemente da transformada de Fourier de tempo contínuo, a DFT da convolução linear de dois sinais não é equivalente ao produto das DFTs individuais. Essa propriedade é válida apenas quando se trata de uma convolução circular, definida como:

$$\tilde{y}_n = \tilde{x}_n \circledast \tilde{h}_n = \tilde{h}_n \circledast \tilde{x}_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_k \tilde{x}_{[n-k]_N}. \quad (2.4)$$

em que  $\otimes$  representa o operador de convolução circular e  $[n-k]_N$  denota  $[n-k]$  módulo  $N$ . Ou seja,  $\tilde{x}_{[n-k]_N}$  é uma versão periódica de  $\tilde{x}_{n-k}$  com período  $N$ . Nesse caso,  $\tilde{x}_n$  pode ser recuperado de  $\tilde{y}_n$  como segue:

$$\tilde{x}_n = IDFT \left\{ \frac{DFT\{\tilde{y}_n\}}{DFT\{\tilde{h}_n\}} \right\} = IDFT \left\{ \frac{y_i}{h_i} \right\}, \quad 0 \leq i \leq N-1. \quad (2.5)$$

Como pode ser visto na equação (2.5), se um sinal transmitido através de um sistema de tempo discreto, linear e invariante no tempo sofre uma convolução circular, este pode facilmente ser recuperado a partir da DFT da resposta ao impulso do sistema, chamada de resposta em frequência. Entretanto, na prática, ao se transmitir um sinal através de um canal de comunicação com essas características é observado, na saída, uma convolução linear com a resposta ao impulso do sistema.

Uma forma de forçar a convolução circular na transmissão de um sinal OFDM é por meio da adição do prefixo cíclico. Supondo um canal de tempo discreto com resposta ao impulso finita  $\tilde{h}_n$ , para  $0 \leq n \leq \mu$ , de tamanho  $\mu + 1$ , para forçar a convolução circular em um sinal  $\tilde{x}_n$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ , deve-se adicionar um prefixo cíclico com tamanho mínimo de  $\mu$ , conforme ilustrado na Figura 1. O sinal com prefixo cíclico  $\tilde{x}_n^{(CP)}$ ,  $-\mu \leq n \leq N-1$ , é equivalente à  $\tilde{x}_{[n]_N}$ ,  $-\mu \leq n \leq N-1$ . Dessa forma, se  $\tilde{x}_n^{(CP)}$  é a entrada do canal com resposta ao impulso  $\tilde{h}_n$ , a saída  $\tilde{y}_n$ ,  $0 \leq n \leq N-1$ , será dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_n &= \tilde{x}_n^{(CP)} * \tilde{h}_n \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_k \tilde{x}_{n-k}^{(CP)} \\ &= \sum_{k=0}^{\mu-1} \tilde{h}_k \tilde{x}_{[n-k]_N} \\ &= \tilde{x}_n \otimes \tilde{h}_n. \end{aligned} \quad (2.6)$$

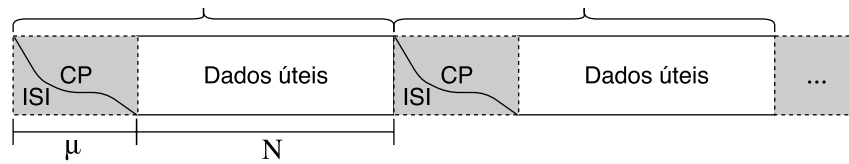
Em uma transmissão OFDM prática, vários blocos semelhantes à  $\tilde{x}_n^{(CP)}$  são transmitidos sequencialmente através de um canal. Nesse caso, a adição do CP, além de facilitar o processo de equalização, evita a interferência intersimbólica entre os vários blocos, muitas vezes chamados de símbolos OFDM, já que toda a ISI é sofrida em uma parte redundante dos dados. Na Figura 2 é ilustrado o efeito da ISI em uma transmissão OFDM típica.

### 2.1.3 Transmissor e Receptor OFDM

Conforme a proposta original, a técnica OFDM seria implementada por meio de um banco de portadoras (osciladores) no transmissor e um banco de demoduladores coerentes no

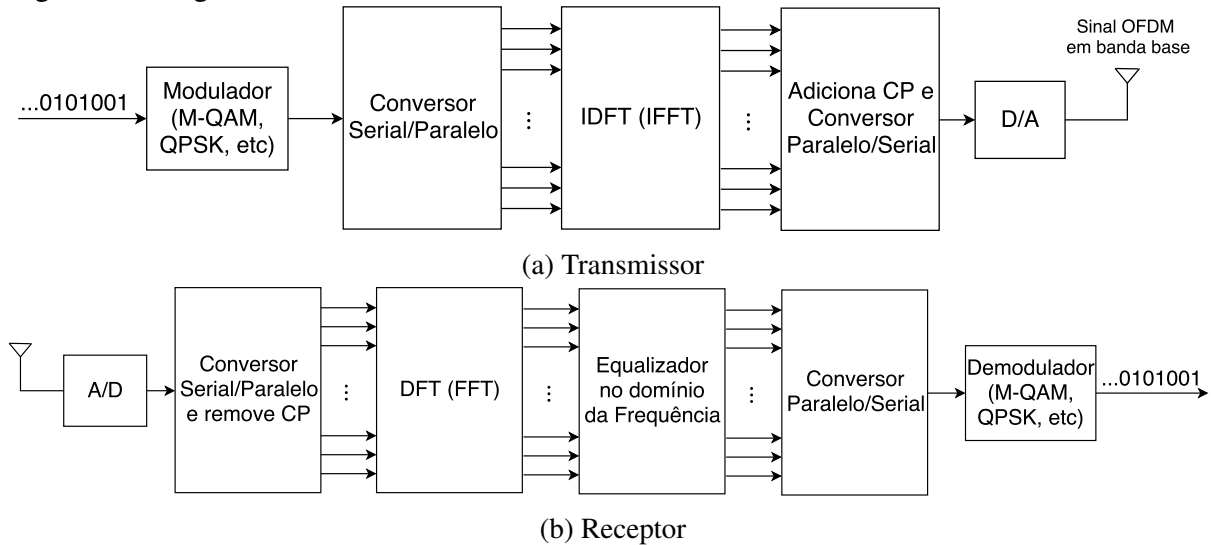


Figura 2 – Efeito da ISI em uma transmissão OFDM típica



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 3 – Diagrama de blocos de um sistema OFDM em banda base



Fonte: elaborado pelo autor.

receptor. Entretanto, como já mencionado, a medida que o número de subportadoras aumenta essa abordagem torna-se impraticável. Sendo assim, para viabilizar a técnica nos sistemas multiportadora atuais, os algoritmos IFFT e FFT são utilizados no processo de transmissão e recepção, respectivamente, conforme ilustrado na Figura 3.

Na transmissão (Figura 3a), os dados são inicialmente mapeados no domínio da frequência, em geral, por meio de modulação QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) ou PSK (do inglês, *Phase Shift Keying*) de ordem  $M$ , resultando em um vetor de símbolos complexos  $s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$ . Logo, na saída do bloco IFFT, após a conversão de serial para paralelo, haverá uma versão temporal dos símbolos mapeados  $\tilde{s}_0, \tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_{N-1}$ . Neste ponto, com a finalidade de evitar a interferência intersimbólica e facilitar o processo de recepção, é inserido o prefixo cíclico, seguido da conversão paralelo/serial. Por fim, os dados resultantes da conversão passam por um bloco D/A, responsável por gerar um sinal analógico para a transmissão equivalente ao gerado pelo banco de osciladores na proposta original.

Para visualizar a equivalência entre os modelos, supõe-se símbolos QAM na entrada da IFFT. Dessa forma, após a IFFT, as  $N$  amostras no domínio do tempo podem ser representadas

matematicamente como:

$$\tilde{s}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^N s_i e^{-j \frac{2\pi n i}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (2.7)$$

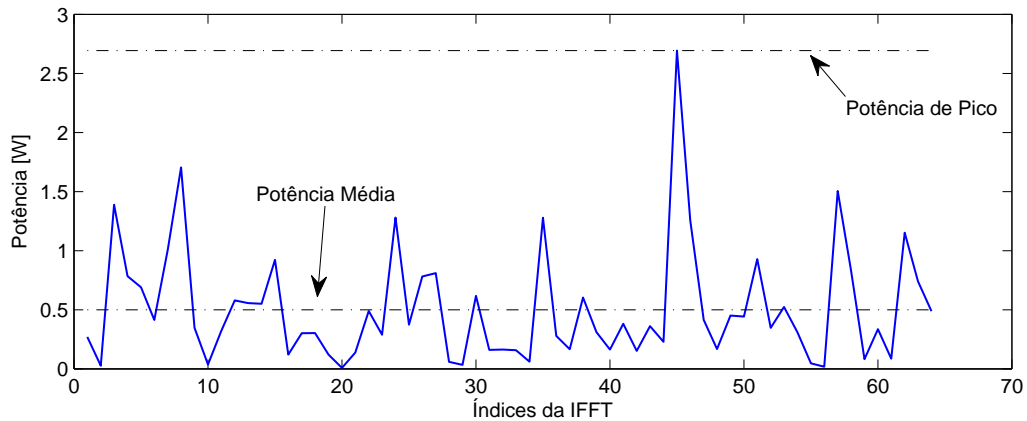
em que  $s_i$  representa as amostras dos  $N$  símbolos QAM, espaçados por uma frequência de  $\frac{2\pi}{N}$  rad/s, conforme indica a equação. Nota-se que  $\tilde{s}_n$  corresponde à soma dos símbolos QAM modulados e espaçados com frequências ortogonais, tornando, portanto, o sinal analógico após o bloco D/A essencialmente o mesmo que seria gerado por meio de um banco de osciladores, de acordo com a técnica clássica proposta por Chang em 1966.

No percurso entre o transmissor e o receptor, o sinal analógico transmitido será filtrado pela resposta ao impulso do canal e corrompido por ruído aditivo gaussiano branco (do inglês, *Additive White Gaussian Noise* - AWGN), resultando em uma versão distorcida do sinal original. No receptor, para que seja possível a recuperação dos dados originais, o processo inverso ao de transmissão é realizado, entretanto, com a diferença de um bloco adicional para equalização, conforme ilustrado na Figura 3b. O primeiro passo do processo de recepção é a conversão A/D, na qual ocorre a amostragem do sinal analógico, de modo que os dados possam ser processados de forma digital novamente. Logo após, a parte redundante do sinal (prefixo cíclico) é removida e é feita uma nova conversão serial/paralelo. Antes da demodulação, os dados, já no domínio da frequência, são equalizados, ou seja, cada amostra é dividida pela resposta em frequência do seu canal. Vale ressaltar que embora os processos de transmissão e recepção estejam sendo tratados em banda base, todas as análises e considerações podem ser diretamente estendidas para a transmissão em banda passante.

#### **2.1.4 PAPR**

Nas seções anteriores foram apresentadas várias vantagens dos sistemas OFDM, com atenção especial à alta eficiência espectral e baixa suscetibilidade à ISI. Entretanto, existem alguns problemas na utilização dessa técnica, entre eles pode-se citar: a forte sensibilidade a desvios de frequência, alta emissão fora de faixa e, talvez o maior problema da técnica, a alta razão entre a potência de pico e a potência média do sinal, chamada de PAPR. Essa característica dos sinais OFDM faz com que transmissores de rádio sofisticados (caros) com amplificadores de potência operando em uma faixa linear muito grande sejam requeridos. Caso contrário, ocorre distorção não linear no sinal, o que leva a emissão fora de faixa e interferência entre portadoras (ICI) no receptor, podendo degradar consideravelmente o desempenho do sistema

Figura 4 – Símbolo OFDM com 64 subportadoras e modulação 32-QAM



Fonte: elaborado pelo autor.

(BONACCORSO *et al.*, 1999).

Matematicamente, define-se a PAPR de um sinal  $x(t)$ , contínuo no tempo, como (GOLDSMITH, 2005):

$$\text{PAPR} \triangleq \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad (2.8)$$

em que  $\max\{\cdot\}$  é o operador de máximo e  $E[\cdot]$  é o operador esperança. De forma equivalente, para sinais de tempo discreto, a PAPR é definida como (GOLDSMITH, 2005):

$$\text{PAPR} \triangleq \frac{\max_n |\tilde{x}_n|^2}{E[|\tilde{x}_n|^2]}. \quad (2.9)$$

Na Figura 4 é mostrado um sinal OFDM com  $N = 64$  subportadoras com modulação 32-QAM, nela é possível observar a presença de um alto pico de potência, aproximadamente cinco vezes maior que a potência média do sinal. A presença desses picos de potência nos sinais OFDM se deve a uma soma em fase das portadoras, que são moduladas de forma independente de acordo com a Equação (2.7).

## 2.2 Não Linearidades e Modelos de Amplificadores de Potência

O processo de amplificação do sinal é uma etapa de grande importância para os sistemas de comunicação sem fio. Essa é a última operação realizada pelo transmissor antes do envio efetivo do sinal. O objetivo dessa etapa é elevar a potência do sinal para um nível adequada às condições de propagação, garantindo um desempenho adequado na fase de recepção. Em um modelo de PA ideal o sinal de entrada é uma função linear do sinal de saída, de forma que as alterações provocadas são completamente reversíveis. Contudo, em sistemas reais, os

dispositivos que compõem os PAs podem introduzir vários tipos de distorções não lineares ao sinal (VUOLEVI; RAHKONEN, 2003).

Em sinais modulados com múltiplas portadoras, como o sinal OFDM, os efeitos das distorções não lineares se agravam. Esses sinais são mais sensíveis às não linearidades encontradas nos transceptores, pois, como visto na seção anterior, possuem grandes flutuações em seu envelope, o que leva a uma alta PAPR. As fontes de não linearidade mais comuns nos sistemas OFDM incluem: erros de quantização devido às conversões digital-analógico e analógico-digital e não linearidades introduzidas pelo PA (RAHMATALLAH; MOHAN, 2013b). No entanto, devido à alta PAPR, a não linearidade dos PAs tem efeito dominante. Dessa forma, a utilização de modelos precisos para caracterizar os amplificadores de potência é de grande importância prática.

De forma geral, modelar as não linearidades de um amplificador de potência não é uma tarefa fácil. Entretanto, uma abordagem comum é modelá-las como não linearidades sem memória com resposta não seletiva em frequência (RAHMATALLAH; MOHAN, 2013b). Dessa forma, se o sinal na entrada do PA é dado por:

$$x(t) = |x(t)|e^{j\phi(t)}, \quad (2.10)$$

em que  $|x(t)|$  e  $\phi(t)$  são a amplitude e fase do sinal na entrada do amplificador, respectivamente, a saída será dada por:

$$y(t) = G[|x(t)|]e^{j\{\phi(t)+\Phi[|x(t)|]\}}, \quad (2.11)$$

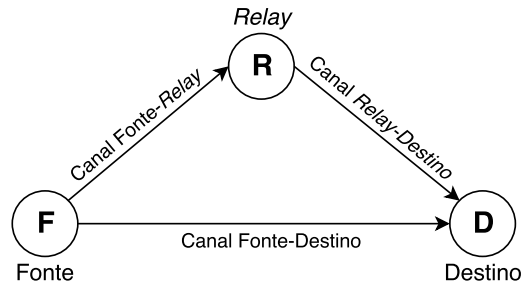
em que  $G[\cdot]$  modela a alteração na amplitude e  $\Phi[\cdot]$  a alteração na fase do sinal de entrada, também chamadas de conversão AM/AM e AM/PM, respectivamente. Existem diversas formas de modelar  $G[\cdot]$  e  $\Phi[\cdot]$ , em (PEDRO; MAAS, 2005) é dada uma visão geral de alguns dos principais modelos utilizados na literatura. Na subseção seguinte será apresentado o modelo de PA não linear adotado neste trabalho: o modelo polinomial.

### 2.2.1 Modelo polinomial

O sinal em banda base na saída de um PA não linear sem memória pode ser expresso na forma polinomial por (RAICH, 2004):

$$y(t) = \sum_{i=0}^I c_{2i+1} |x(t)|^{2i} x(t), \quad (2.12)$$

Figura 5 – Modelo de sistema cooperativo simplificado



Fonte: elaborado pelo autor.

em que  $x(t)$  é o sinal em banda base na entrada do PA e  $c_{2i+1}$  é o  $(2i + 1)$ -ésimo coeficiente do polinômio de ordem  $(2I + 1)$ , com  $I \in \mathbb{N}$ , o conjunto dos números naturais.

Neste trabalho, o PA é modelado como um polinômio com coeficientes de valores complexos e independentes na frequência. Esse modelo, também chamado de modelo polinomial quase sem memória, é amplamente utilizado na literatura para caracterizar as distorções de amplitude e de fase dos PAs (conversões AM/AM e AM/PM) quando a memória do PA é curta comparada as variações temporais do envelope do sinal de entrada (LI, 2013; BOHARA; TING, 2007; DING, 2004; RAICH, 2004).

### 2.3 Sistemas Cooperativos

A comunicação cooperativa surge como uma forma de aumentar o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio, tornando possível a cooperação entre os diversos nós da rede. Um exemplo típico de sistema cooperativo é mostrado na Figura 5, em que um dispositivo, chamado de *relay* ou retransmissor, auxilia no processo de transmissão do sinal. Nesse exemplo, a chamada diversidade cooperativa poderia ser explorada por meio de alguma técnica de combinação no receptor (MITIĆ *et al.*, 2015; ENG *et al.*, 1996), já que caminhos independentes, com desvanecimentos descorrelacionados, são gerados entre o transmissor e o receptor, diminuindo a probabilidade de que todos os canais sofram de desvanecimento severo.

De maneira simplificada, um sistema cooperativo emula um ambiente MIMO por meio de um conjunto de dispositivos de uma única antena distribuídos espacialmente. Permitindo, entretanto, o compartilhamento de recursos entre os diversos nós de uma rede por meio da transmissão e processamento distribuído da informação (LIU, 2009). O processamento que o sinal transmitido recebe no *relay* é determinado pelo tipo de protocolo empregado. Além disso, os *relays* podem se comunicar por meio de uma comunicação *half-duplex*, em que a informação

tráfego de forma bidirecional e não simultânea ou *full-duplex*, em que a comunicação ocorre de forma bidirecional e simultânea. Neste trabalho será considerada uma comunicação do tipo *one-way half-duplex*, em que a informação entre os nós trafega de forma não simultânea e através do mesmo canal de comunicação nos dois sentidos. Na literatura, os protocolos de retransmissão mais comuns nos sistemas de comunicação cooperativos são o AF e o DF (do inglês, *Decode and Forward*), detalhados na seção seguinte.

### 2.3.1 Amplify and Forward (AF)

No protocolo AF, o *relay* recebe o sinal da fonte e simplesmente retransmite uma versão amplificada, como o próprio nome sugere, do sinal recebido. Esse protocolo é frequentemente utilizado quando o tempo de processamento no *relay* precisa ser minimizado (MEIER, 2004), já que sua exigência computacional é bem menor se comparado ao DF, por exemplo.

O processo de amplificação neste protocolo pode ser feito basicamente de duas formas: por meio de um ganho fixo ou por meio de um ganho variável, dependendo do conhecimento do retransmissor em relação ao enlace. Em geral, o ganho fixo é utilizado quando o *relay* não tem conhecimento do canal e o ganho variável é utilizado quando se conhece os parâmetros do enlace. Dessa forma, considerando o sistema da Figura 5 e definido  $h^{(SR)}$  como sendo o ganho do canal Fonte-Relay, o sinal que chega no *relay*, recebido da fonte, será dado por:

$$y^{(SR)} = \sqrt{P^{(S)}} h^{(SR)} x + n^{(SR)}, \quad (2.13)$$

em que  $x$  é o sinal de informação com potência unitária,  $P^{(S)}$  é a potência de transmissão da fonte e  $n^{(SR)}$  é o ruído gaussiano. O ganho variável pode ser expresso por um fator inversamente proporcional à raiz quadrada da potência recebida, dado por:

$$\beta_r = \frac{\sqrt{P^{(R)}}}{\sqrt{P^{(S)} |h^{(SR)}|^2 + N_0}} \quad (2.14)$$

em que  $P^{(R)}$  é a potência de transmissão do *relay* e  $N_0$  é a potência do ruído. Quando a amplificação é feita em um sistema OFDM, o ganho variável será semelhante à (2.14), entretanto, com a diferença que  $h^{(SR)}$  e, conseqüentemente,  $\beta_r$  irão depender da subportadora considerada.

Neste trabalho será adotado um cenário com o protocolo de retransmissão AF, devido à sua simplicidade e eficiência computacional. Entretanto, todas as técnicas desenvolvidas podem ser facilmente estendidas para o protocolo DF, apresentado a seguir.

### 2.3.2 Decode and Forward (DF)

No protocolo DF o sinal que chega no *relay* é decodificado, recodificado e só depois é transmitido para o destino. Uma das principais vantagens desta forma de processamento é a diminuição da distorção ao longo da transmissão, já que após a decodificação o sinal é recuperado sem nenhum ruído. Porém, devido a isso surge também um problema, pois caso o sinal seja decodificado de forma errada no *relay*, ele será retransmitido de forma incorreta e o erro será propagado.

Considerando a mesma situação descrita para o protocolo AF, em que o sinal que chega no *relay* é expresso de acordo com a Equação (2.13) e denotando o sinal decodificado no *relay* por  $\hat{x}$ , o sinal transmitido do *relay* será, portanto, expresso por  $\sqrt{P^{(R)}}\hat{x}$ , em que  $\hat{x}$  tem variância unitária.

## 2.4 Seleção de Relay

Uma das questões-chave na implementação de um sistema cooperativo eficiente é a seleção de *relay*. Em muitas situações práticas, é inviável a cooperação de todos os *relays*, seja devido à eficiência espectral ou ao tráfego extra. Sendo assim, a seleção surge como uma forma de aumentar o desempenho do sistema sem perda na eficiência espectral ao custo de uma maior complexidade computacional, já que em geral informações de estado do canal (do inglês, *Channel State Information* - CSI) serão requeridas.

No contexto de comunicações cooperativas, existem diversas classificações para as técnicas de seleção de *relays*, esses métodos podem ser agrupados quanto ao momento que a seleção é realizada, quanto ao nível de interação dos retransmissores, quanto a quantidade de *relays* selecionados, entre outras (JAMAL; MENDES, 2010). Entretanto, de maneira simplificada, ao se tratar de um sistema cooperativo OFDM, a seleção pode ser feita de duas formas: por *relay* (*bulk selection*), em que um único *relay* é escolhido para transmitir todas as subportadoras ou por subportadora (*per-subcarrier selection*), em que o *relay* é escolhido para transmitir apenas as melhores subportadoras de acordo com algum critério definido. A seguir, um método clássico de seleção de *relay* baseado em subportadora é detalhado.

### 2.4.1 Seleção por subportadora baseada em capacidade

Nos sistemas MIMO, a seleção convencional por subportadora (ou por tom) é uma estratégia de seleção de antena de transmissão (do inglês, *Transmit Antenna Selection* - TAS), em que uma única antena é escolhida para transmitir dados em uma determinada subportadora. Essa abordagem pode ser facilmente estendida para o caso cooperativo, em que as antenas são distribuídas nos *relays* e o critério de seleção ótimo para cada subportadora é dado por (LI *et al.*, 2012):

$$R_n^{(SEL)} = \arg \max_{k \in \mathcal{K}} C_{n,k} \quad (2.15)$$

em que  $R_n^{(SEL)}$  representa o índice do *relay* selecionado para transmitir na subportadora  $n$  e  $C_{n,k}$  é a capacidade instantânea na  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo *relay*, dada por:

$$C_{n,k} = \frac{B}{2N} \log_2(1 + \text{SNR}_{n,k}), \quad (2.16)$$

onde  $B$  é a largura de banda total do sistema,  $\text{SNR}_{n,k}$  é a SNR fim a fim do sistema e o termo  $1/2$  é introduzido devido à divisão da transmissão em 2 intervalos de tempo.

No caso em que as não linearidades podem ser negligenciadas, essa abordagem fornece um desempenho ótimo, com baixa complexidade computacional –  $\mathcal{O}(NK)$  para o pior caso. No entanto, quando as não linearidades introduzidas pelos PAs são relevantes, a complexidade computacional aumenta significativamente, tornando a solução ótima impraticável para cenários reais. Isso se deve ao fato de que a SNR em determinada subportadora depende da potência de transmissão de todas as outras subportadoras, como será mostrado posteriormente. Neste trabalho, o algoritmo convencional de seleção de *relay* por subportadora (referido simplesmente como “seleção convencional”) é baseado na maximização da capacidade de canal linear, aqui definida como a capacidade de canal levando em conta apenas a SNR dos enlaces fonte-*relay* e *relay*-destino, ou seja, é assumido que não há não linearidades. Neste caso, o critério de seleção em (2.16) torna-se

$$R_n^{(SEL)} = \arg \max_{k \in \mathcal{K}} C_{n,k}^{(LIN)} \quad (2.17)$$

em que  $C_{n,k}^{(LIN)}$  é a capacidade de canal linear na subportadora  $n$  do  $k$ -ésimo *relay* e depende apenas da SNR dos *links* fonte-*relay* e *relay*-destino.



### 3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Foi mostrado em diversos trabalhos que a cooperação pode melhorar significativamente a performance de um sistema de comunicação sem fio (SENDONARIS *et al.*, 2003a; SENDONARIS *et al.*, 2003b; LANEMAN *et al.*, 2004). Entretanto, à medida que o número de dispositivos retransmissores aumenta, os esforços necessários para um gerenciamento eficiente dessas redes também aumenta. Uma forma de diminuir a complexidade de gerenciamento de uma rede cooperativa é por meio da seleção de *relay*. Diversos trabalhos têm considerado o problema da seleção de *relay* em sistemas cooperativos (JAMAL; MENDES, 2010; DANG *et al.*, 2017; LI *et al.*, 2012; SHUKLA *et al.*, 2016; ABDULHADI *et al.*, 2012; TORABI *et al.*, 2012; PARENTE; FERNANDES, 2016; DING; UYSAL, 2009). Em (TORABI *et al.*, 2012) é dada uma visão geral das principais técnicas de seleção de *relay* para sistemas cooperativos AF.

A seleção de *relay* em sistemas cooperativos OFDM também é amplamente tratada na literatura (DING; UYSAL, 2009; DANG *et al.*, 2010; GUI *et al.*, 2008). Em (DING; UYSAL, 2009) duas novas estratégias de seleção de *relay* são propostas, em que múltiplos *relays* do tipo AF são considerados em um sistema cooperativo OFDM. A primeira estratégia proposta por (DING; UYSAL, 2009), chamada de RSM-1, é baseada na seleção por subportadora, que considera o “melhor” *relay*, baseado na PEP (do inglês, *Pairwise Error Probability*), para cada subportadora. Já a segunda técnica (RSM-2) foi baseada na seleção de apenas um *relay*. Foi mostrado que o método baseado na seleção por subportadora tem uma performance melhor que RMS-2. (DANG *et al.*, 2017) e (LI *et al.*, 2012) também analisam a seleção de *relay* por subportadora em sistemas OFDM cooperativos. Em (DANG *et al.*, 2017) é mostrado que a performance de *outage* ótima é atingida quando o método de seleção por subportadoras é utilizada.

Apesar de haver uma literatura extensa na área de seleção de *relay* em sistemas OFDM, em geral, o problema das distorções não lineares presentes nesses sistemas não é levado em conta. Em (PARENTE; FERNANDES, 2016) são propostos dois esquemas de seleção de *relays* que levam em consideração essas distorções, ambos com o objetivo de redução da PAPR. Entretanto, diferentemente do que é considerado no presente trabalho, em (PARENTE; FERNANDES, 2016) todas as estratégias exploradas se baseiam na seleção de todas as subportadoras de um *relay* (*bulk selection*), impossibilitando, dessa forma, a obtenção da probabilidade de *outage* ótima.

## 4 MODELO DE SISTEMA E DERIVAÇÃO DA SNR

Este capítulo apresenta o modelo de sistema adotado e a derivação da SNR instantânea para o modelo considerado. O capítulo é dividido em duas seções, sendo que a Seção 4.1 apresenta o modelo de sistema adotado, destacando todas as considerações que foram feitas para a obtenção dos resultados e a Seção 4.2 mostra o desenvolvimento da expressão para a SNR instantânea do sistema considerado.

### 4.1 Modelo de Sistema

Um esquema simplificado do sistema OFDM cooperativo considerado neste trabalho é mostrado na Figura 6. Um cenário cooperativo AF é assumido, onde a fonte (S) se comunica com um conjunto  $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$  de *relays* durante o primeiro estágio de transmissão e os *relays* selecionados cooperam com a fonte, enviando a mensagem para o destino (D), durante o segundo estágio de transmissão. É assumido que uma seleção de *relay* por subportadora é executada, ou seja, apenas um *relay* é selecionado para cada subportadora. Além disso, pressupõem-se que todos os nós estão equipados com uma única antena operando no modo *half-duplex* e que os enlaces sem fio possuem desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência. É assumido ainda que todos os nós estão sincronizados a nível de símbolo e que todas as subportadoras da fonte possuem a mesma potência de transmissão  $P_s$ .

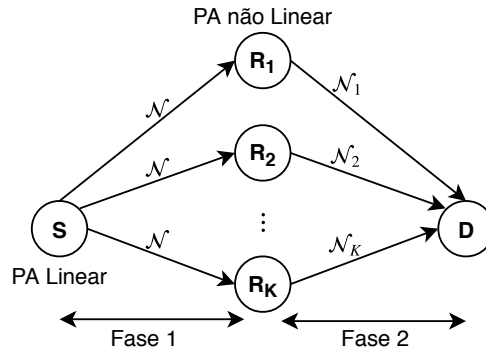
Além disso, é considerado que o PA da fonte é linear, enquanto os PAs dos *relays* são não lineares. Esta suposição pode ser justificada considerando uma transmissão *downlink*, onde a fonte (estação base) tem um PA com muito menos restrições de energia e mais recursos de processamento que os *relays* (terminais de usuário ou pequenas estações de retransmissão). Além disso, todas as subportadoras selecionadas do  $k$ -ésimo *relay* ( $R_k$ ),  $k \in \mathcal{K}$ , têm a mesma potência de transmissão  $P_r$ .

Assumindo que o comprimento do prefixo cíclico OFDM é maior que ou igual ao espalhamento de atraso do canal, o sinal discreto em banda base no domínio da frequência  $x_{n,k}^{(SR)}$  recebido na  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo *relay* pode ser expresso por:

$$x_{n,k}^{(SR)} = h_{n,k}^{(SR)} \sqrt{P_s} s_n + v_{n,k}^{(SR)} \quad (4.1)$$

para  $n \in \mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ , em que  $\mathcal{N}$  é o conjunto de subportadoras,  $h_{n,k}^{(SR)}$  é a resposta em frequência do canal na  $n$ -ésima subportadora do *link* entre a fonte e o  $k$ -ésimo *relay*,  $s_n$  é o símbolo de dados no domínio da frequência na  $n$ -ésima subportadora e  $v_{n,k}^{(SR)}$  é o ruído aditivo

Figura 6 – Modelo de sistema cooperativo OFDM-AF com múltiplos relays



Fonte: elaborado pelo autor.

gaussiano branco (AWGN) correspondente no domínio da frequência, com variância  $\sigma_v^2$ . Os símbolos de dados  $\{s_n\}$  são assumidos como independentes e identicamente distribuídos (i.i.d.), com distribuição uniforme e variância unitária. Além disso, é assumido que os símbolos de dados são modulados por um alfabeto QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*).

No  $k$ -ésimo relay,  $x_{n,k}^{(SR)}$  é multiplicado por um ganho da seguinte maneira:

$$q_{n,k}^{(R)} = g_{n,k} x_{n,k}^{(SR)} \quad (4.2)$$

em que  $g_{n,k}$  é o fator de amplificação na  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo relay e é dado pelo ganho variável (LANEMAN *et al.*, 2004):

$$g_{n,k} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{|h_{n,k}^{(SR)}|^2 P_s + \sigma_v^2}} \quad (4.3)$$

quando  $n \in \mathcal{N}_k$ , em que  $\mathcal{N}_k$  é o conjunto de subportadoras selecionadas do relay  $k$  após o processo de seleção e  $g_{n,k} = 0$  quando  $n \notin \mathcal{N}_k$ . Além disso, a interseção de todos os conjuntos  $\mathcal{N}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ , deve resultar no conjunto vazio e a união desses conjuntos deve resultar no conjunto de todas as subportadoras ( $\mathcal{N}$ ). Em outras palavras, todas as subportadoras devem chegar ao destino, porém cada subportadora deve ser transmitida por um único relay.

A transformada de Fourier discreta inversa (IDFT) de  $q_{n,k}^{(R)}$  é então calculada e o prefixo cíclico é inserido. A versão no domínio do tempo de  $q_{n,k}^{(R)}$  é amplificada por um PA que é modelado como uma função sem memória  $F(\cdot)$ . Assim, podemos escrever:

$$\tilde{u}_{n',k}^{(R)} = F\left(\tilde{q}_{n',k}^{(R)}\right), \quad (4.4)$$

para  $1 \leq n' \leq N + M_{CP}$ , onde  $\tilde{q}_{n',k}^{(R)}$  e  $\tilde{u}_{n',k}^{(R)}$  são os sinais no domínio do tempo na entrada e na saída do PA, respectivamente, e  $M_{CP}$  é o tamanho do prefixo cíclico.

Assumindo um alto número de subportadoras e usando a extensão do teorema de Bussgang para entradas Gaussianas complexas, a saída do PA na  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo *relay* no domínio da frequência é dada por (DARDARI *et al.*, 2000):

$$\begin{aligned} u_{n,k}^{(R)} &= K_k^{(R)} q_{n,k}^{(R)} + d_{n,k}^{(R)} \\ &= K_k^{(R)} g_{n,k} x_{n,k}^{(SR)} + d_{n,k}^{(R)} \end{aligned} \quad (4.5)$$

em que  $d_{n,k}^{(R)}$  é a distorção não linear no domínio da frequência (descorrelacionado com  $q_{n,k}^{(R)}$ ) e  $K_k^{(R)}$  é uma constante complexa.

Considerando um modelo de PA polinomial de terceira ordem, para o cenário considerado,  $K_k^{(R)}$  e a variância de  $d_{n,k}^{(R)}$  serão expressos por:

$$K_k^{(R)} = c_1 + 2c_3 \bar{P}_k^{(R)} \quad (4.6)$$

e

$$\sigma_{n,k}^2 = \frac{2|c_3|^2}{N^2} \sum_{n_1=1}^N P_{n_1,k}^{(R)} \sum_{n_2=1}^N P_{n_2,k}^{(R)} P_{cir(n-n_1+n_2,N),k}^{(R)} \quad (4.7)$$

respectivamente, em que  $c_1$  e  $c_3$  são constantes complexas,  $\bar{P}_k^{(R)}$  é a potência de transmissão média do  $k$ -ésimo *relay*,  $P_{n,k}^{(R)}$  é a potência instantânea na  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo *relay* e a função  $cir(x, N)$ , para  $-N + 2 \leq x \leq 2N - 1$  é definido da seguinte forma:  $cir(x, N) = x + N$  se  $-N + 2 \leq x \leq 0$ ,  $cir(x, N) = x$  se  $1 \leq x \leq N$  e  $cir(x, N) = x - N$  se  $N + 1 \leq x \leq 2N - 1$ .

O sinal, no domínio da frequência, recebido pelo destino na  $n$ -ésima subportadora durante o segundo estágio de transmissão é, portanto, dado por:

$$x_n^{(RD)} = \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} h_{n,k}^{(RD)} u_{n,k}^{(R)} + v_n^{(RD)} \quad (4.8)$$

em que  $h_{n,k}^{(RD)}$  é a resposta em frequência do canal na subportadora  $n$  do *link* entre o *relay*  $k$  e o destino, e  $v_n^{(RD)}$  é o AWGN no destino.

## 4.2 Derivação da SNR

Uma expressão fechada para o cálculo da SNR instantânea do sistema considerado é essencial para uma análise de desempenho aprofundada. Nenhum dos artigos consultados durante a escrita deste trabalho desenvolvem uma expressão para o cenário aqui assumido. Portanto, o desenvolvimento desta expressão trata-se de uma contribuição do presente Trabalho de Conclusão de Curso.

Definindo  $r_n$  como o *relay* que irá transmitir na  $n$ -ésima subportadora, pode-se reescrever (4.8) como:

$$x_n^{(RD)} = h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n} h_{n,r_n}^{(SR)} \sqrt{P_s} s_n + h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n} v_{n,r_n}^{(SR)} + v_n^{(RD)} + \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} h_{n,k}^{(RD)} d_{n,k}^{(R)}, \quad (4.9)$$

ou, equivalentemente:

$$x_n^{(RD)} = h_n^{(SRD)} s_n + v_n^{(SRD)}, \quad (4.10)$$

em que

$$h_n^{(SRD)} = h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n} h_{n,r_n}^{(SR)} \sqrt{P_s} \quad (4.11)$$

e

$$v_n^{(SRD)} = h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n} v_{n,r_n}^{(SR)} + v_n^{(RD)} + \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} h_{n,k}^{(RD)} d_{n,k}^{(R)}. \quad (4.12)$$

É importante notar que todos os *relays* podem interferir na  $n$ -ésima subportadora (mesmo aqueles que não transmitem nela). Esta declaração pode ser verificada pelo último termo da soma em (4.12). Portanto, a SNR instantânea do sistema depende da potência de todas as subportadoras em todos os *relays* e pode ser escrita como:

$$\gamma_n^{(SRD)} = \frac{|h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n} h_{n,r_n}^{(SR)}|^2 P_s}{\sigma_v^2 \left( 1 + |h_{n,r_n}^{(RD)} K_{r_n}^{(R)} g_{n,r_n}|^2 \right) + \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} |h_{n,k}^{(RD)}|^2 \sigma_{n,k}^2}. \quad (4.13)$$

em que  $\sigma_{n,k}^2$  é a variância da NLD na subportadora  $n$  do  $k$ -ésimo *relay*. É importante notar que ambos  $K_{r_n}^{(R)}$  e  $\sigma_{n,k}^2$  dependem da potência por subportadora e do modelo de PA adotado.

Definindo a SNR instantânea no  $k$ -ésimo *relay* dos links fonte-*relay* e *relay*-destino como  $\gamma_{n,k}^{(SR)} = \frac{|h_{n,k}^{(SR)}|^2 P^{(S)}}{\sigma_v^2}$  e  $\gamma_{n,k}^{(RD)} = \frac{|h_{n,k}^{(RD)}|^2 |K_k^{(R)}|^2 P^{(R)}}{\sigma_v^2}$ , respectivamente, e a SNR instantânea na saída do PA como  $\gamma_{n,k}^{(PA)} = \frac{|K_k^{(R)}|^2 P^{(R)}}{\sigma_{n,k}^2}$ , (4.13) pode ser reescrita como:

$$\gamma_n^{(SRD)} = \frac{1}{\frac{1}{\gamma_n^{(RD)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(SR)}} + \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} \frac{\gamma_{n,k}^{(RD)}}{\gamma_{n,k}^{(PA)} \gamma_n^{(RD)}} + \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} \frac{\gamma_{n,k}^{(RD)}}{\gamma_{n,k}^{(PA)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)}}}. \quad (4.14)$$

Além disso, definindo  $\bar{\gamma}_{n,k}^{(RD)} = \frac{\gamma_{n,k}^{(RD)}}{\gamma_{n,r_n}^{(RD)}}$  e  $\gamma_n^{(PA/RD)} = 1 / \sum_{\forall k \in \mathcal{K}} \frac{\bar{\gamma}_{n,k}^{(RD)}}{\gamma_{n,k}^{(PA)}}$ , (4.14) pode ser reescrita como:

$$\gamma_n^{(SRD)} = \frac{1}{\left( \frac{1}{\gamma_n^{(RD)}} \right) + \left( \frac{1}{\gamma_n^{(SR)}} \right) + \left( \frac{1}{\gamma_n^{(PA/RD)}} \right) + \left( \frac{1}{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)}} \right) + \left( \frac{1}{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PA/RD)}} \right)} \quad (4.15)$$

Por simplicidade, o índice  $r_n$  foi omitido em (4.14) e (4.15).

Para moderadas e altas SNRs, (4.15) pode ser aproximada por:

$$\gamma_n^{(SRD)} \approx \frac{1}{\left(\frac{1}{\gamma_n^{(RD)}}\right) + \left(\frac{1}{\gamma_n^{(SR)}}\right) + \left(\frac{1}{\gamma_n^{(PA/RD)}}\right)}. \quad (4.16)$$

A Equação (4.16) permite uma analogia entre o amplificador de potência de cada *relay* e um canal linear. Assim, pode-se considerar o sistema cooperativo tratado neste trabalho não mais como um sistema de dois saltos e sim como um sistema cooperativo AF de três saltos, em que  $\gamma_n^{(PA/RD)}$  corresponde à SNR do PA. Nessa situação, (4.16) pode ser aproximada por (FERNANDES *et al.*, 2014):

$$\gamma_n^{(SRD)} \approx \min \left\{ \gamma_n^{(RD)}, \gamma_n^{(SR)}, \gamma_n^{(PA/RD)} \right\}. \quad (4.17)$$

## 5 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA E ALGORITMOS PROPOSTOS

Este capítulo apresenta a formulação do problema e propõe duas técnicas para resolver o problema considerado. O capítulo é dividido em três seções como segue: a Seção 5.1 apresenta a formulação do problema considerado neste trabalho, de acordo com o modelo de sistema apresentado no capítulo anterior; a Seção 5.2 apresenta as duas técnicas propostas neste trabalho, com uma pequena análise de complexidade para cada técnica; por fim, a Seção 5.3 propõe uma aproximação simplificada para o cálculo da variância da NLD.

### 5.1 Formulação do Problema

Neste trabalho pretende-se maximizar a capacidade total ( $C$ ) do sistema cooperativo OFDM AF apresentado no capítulo anterior por meio da seleção de *relay* por subportadora. Para isso, define-se  $\mathbf{X}$  como uma matriz de seleção  $N \times K$ , em que cada elemento  $x_{n,k}$  é igual a 1 se o *relay*  $k$  transmitir na  $n$ -ésima subportadora e igual a 0 caso contrário. Portanto, o problema pode ser escrito como um problema de otimização da seguinte forma:

$$\max_{\mathbf{X}} \{C\} = \max_{\mathbf{X}} \sum_{\forall n \in \mathcal{N}} \frac{1}{2N} \log_2 \left( 1 + \gamma_{n,\mathbf{X}}^{(SRD)} \right) \quad (5.1a)$$

sujeito a

$$\sum_{\forall k \in \mathcal{K}} x_{n,k} = 1, \quad \forall n \in \mathcal{N}, \quad (5.1b)$$

em que  $\gamma_{n,\mathbf{X}}^{(SRD)}$  é a SNR total na  $n$ -ésima subportadora do *link* fonte-*relay*-destino e o subíndice  $\mathbf{X}$  indica a influência da seleção de *relay* na SNR total do sistema, já que esta depende da potência transmitida em cada subportadora de cada *relay*.

A função objetivo (5.1a) é a capacidade total do sistema dos canais sem fio cooperativos (LIU, 2009). A restrição mostrada em (5.1b) assegura que todas as subportadoras serão selecionadas e que cada subportadora será selecionada para um único *relay*.

Este é um problema de otimização combinatória com uma função objetivo não linear (5.1a). Portanto, os métodos de programação lineares convencionais não se aplicam diretamente a este problema, o que faz com que a solução ótima seja impraticável para problemas com dimensões práticas. Além da não linearidade da função objetiva, para o cenário considerado, há ainda uma complexidade adicional devido ao fato de que a SNR em uma determinada subportadora depende da potência de transmissão em todas as outras subportadoras, como pode

ser visto em (4.7). Sendo assim, apenas soluções heurísticas são propostas para o problema considerado.

## 5.2 Técnicas Propostas

Como mencionado anteriormente, a solução ótima para o problema considerado não pode ser obtida por métodos convencionais de programação linear. Além disso, os métodos de força bruta são impraticáveis para números de subportadoras médios e altos. Sendo assim, nesta seção serão apresentadas soluções subótimas para o problema. Inicialmente será proposto um algoritmo heurístico de complexidade relativamente baixa, baseado em uma seleção convencional e então, outro algoritmo heurístico será proposto, agora baseado na otimização individual para cada subportadora.

Todas as técnicas apresentadas a seguir pressupõem a existência de um nó central com conhecimento perfeito de todos os canais envolvidos (CSI perfeito) e que realiza as operações necessárias à escolha das subportadoras que serão utilizadas por cada *relay* na transmissão. O nó central será responsável por repassar a informação relacionada à escolha das subportadoras para todos os *relays* envolvidos na transmissão através de canais de controle.

### 5.2.1 Primeira Técnica Proposta

A primeira técnica proposta (TP1) é baseado em uma pré-seleção, seguida por trocas convenientes (como mostrado na Fig. 7). O primeiro passo é a seleção convencional dada por (2.17), então, na próxima etapa, uma matriz de trocas é criada para ser usada pelo algoritmo de troca. O processo de troca é realizado até que a matriz de trocas esteja vazia ou um critério definido no algoritmo de troca seja satisfeito.

A matriz de trocas  $M_{n,i,j}$  contém a quantidade de capacidade diminuída quando a subportadora  $n$  (transmitida originalmente pelo *relay*  $i$ ) passa a ser transmitida pelo *relay*  $j$ , ou seja,

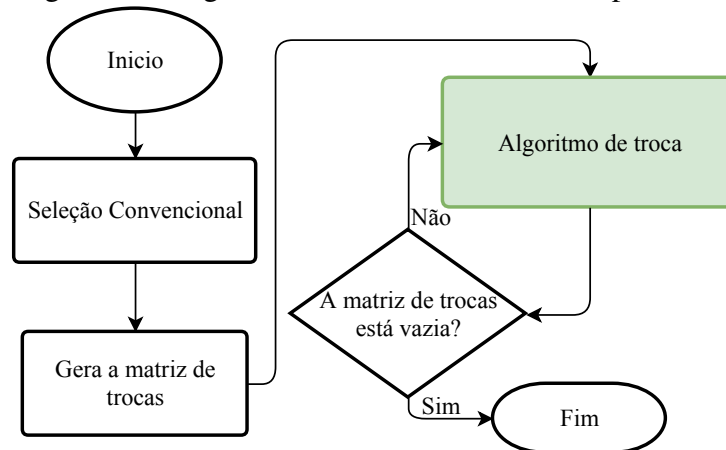
$$M_{n,i,j} = C_{n,i}^{(LIN)} - C_{n,j}^{(LIN)} \quad (5.2)$$

em que  $C_{n,i}^{(LIN)}$  e  $C_{n,j}^{(LIN)}$  são, respectivamente, a capacidade de canal linear instantânea na  $n$ -ésima subportadora quando o *relay*  $i$  é selecionado e quando o *relay*  $j$  é selecionado, com  $i, j \in \mathcal{H}$ .

A ideia principal do bloco “Algoritmo de troca” na Figura 7 é diminuir o número de subportadoras nas quais  $\min\{\gamma_n^{(RD)}, \gamma_n^{(SR)}\} < \gamma_n^{(PA/RD)}$ ,  $n \in \mathcal{N}$ . De acordo com (4.17), isso



Figura 7 – Diagrama de blocos da Técnica Proposta 1



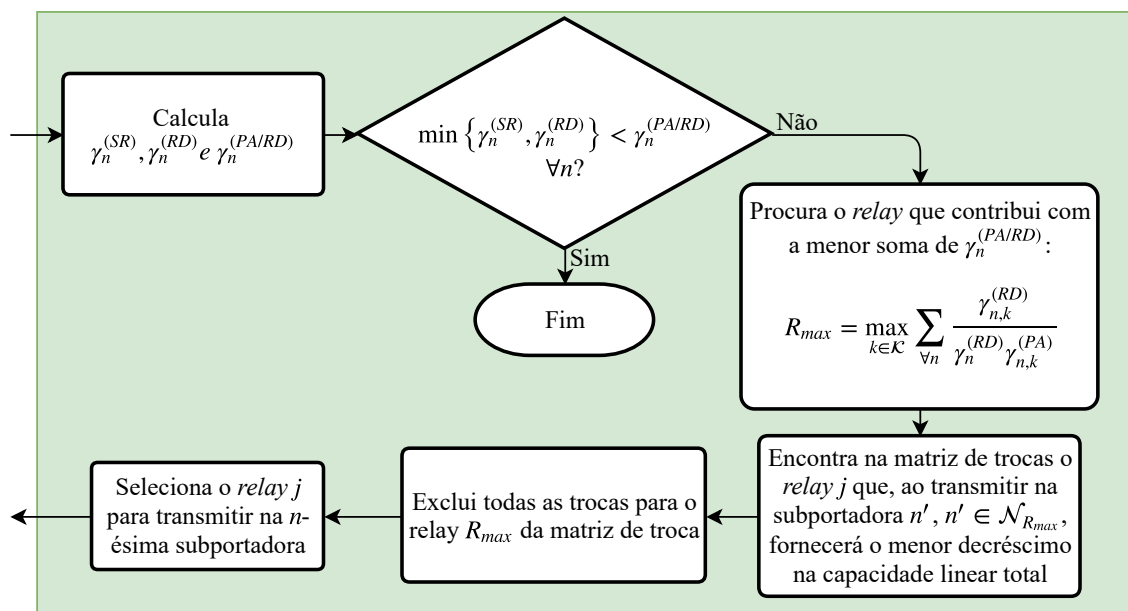
Fonte: elaborado pelo autor.

garante que a não linearidade do PA não afeta de forma significativa a SNR geral do sistema e, consequentemente, a capacidade geral do sistema. As trocas são sempre realizadas a partir do *relay* que contribui com a maior quantidade em  $1/\gamma_n^{(PA/RD)}$ , encontrado por

$$R_{max} = \max_{k \in \mathcal{K}} \sum_{\forall n} \frac{\gamma_{n,k}^{(RD)}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_{n,k}^{(PA)}}, \quad (5.3)$$

para o *relay* que fornece a menor diminuição na capacidade linear total, ao transmitir na subportadora  $n$ , de acordo com a matriz de troca. Além disso, não é permitida a seleção de subportadoras adicionais para o *relay*  $R_{max}$ . Esse processo pode ser visto na Figura 8.

Figura 8 – Diagrama de blocos do “Algoritmo de Troca”



Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.1.1 Análise de Complexidade

A complexidade computacional da TP1 foi calculada considerando-se apenas as operações básicas de soma/subtração, produto/divisão e comparação, abordagem bastante utilizada na literatura (ZHANG; LETAIEF, 2004). Além disso, também se considera que as operações básicas apresentam o mesmo tempo de execução e que as informações de estado de canal (CSI) já são conhecidas.

Analisando inicialmente o fluxograma na Figura 7, é possível concluir que a complexidade computacional da TP1 é dominado pelo algoritmo de troca, mais especificamente, devido aos constantes cálculos de  $\gamma_n^{(SR)}$ ,  $\gamma_n^{(RD)}$  e  $\gamma_n^{(PA/RD)}$ , os quais requerem uma grande quantidade de operações. Sendo assim, considerando o custo computacional de todas as operações no fluxograma da Figura 8, a partir de uma análise assintótica, é possível concluir que a TP1 terá complexidade computacional no pior caso igual a  $\mathcal{O}(N^3 K^2 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\}^2)$ , em que  $N_k^{AT}$  é a quantidade de subportadoras ativas no  $k$ -ésimo *relay*. Da complexidade computacional total do algoritmo,  $\mathcal{O}(N^2 K \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\}^2)$  é devido aos cálculos das SNRs citadas anteriormente, as quais, no pior caso, são calculadas  $N(K - 1)$  vezes. Por outro lado, em situações práticas dificilmente serão necessários  $N(K - 1)$  cálculos das SNRs, já que isto só poderá ocorrer em uma situação atípica, em que todas as subportadoras são alocadas para um único *relay* no momento da seleção convencional e, em seguida, são realocadas para um segundo *relay* e desse para um terceiro e assim por diante.

### 5.2.2 Segunda Técnica Proposta

De (4.7) é possível ver um padrão nos termos do somatório. Mais especificamente, é possível notar uma relação entre a paridade do índice  $n$  e a paridade dos índices do somatório duplo. Isso se deve ao fato de que cada termo em (4.7) é composto de um produto de termos, representado pelos índices  $n_1$ ,  $n_2$  e  $cir(n - n_1 + n_2, N)$ . Na Tabela 1, são mostrados todos os valores possíveis destes índices na soma. A partir desta tabela, é possível ver que existem dois casos possíveis: (i)  $cir(n - n_1 + n_2, N)$  e  $n_2$  terão a mesma paridade em todas as linhas da coluna da tabela; ou (ii)  $cir(n - n_1 + n_2, N)$  e  $n_2$  terão paridades diferentes. No entanto, a paridade de  $cir(n - n_1 + n_2, N)$  depende diretamente da paridade de  $n$ ,  $n_1$  e  $n_2$ . Assim, quando  $n$  e  $n_1$  tiverem a mesma paridade,  $n - n_1$  será par e, portanto,  $cir(n - n_1 + n_2, N)$  terá a mesma paridade que  $n_2$ . Caso contrário,  $n - n_1$  será ímpar e  $cir(n - n_1 + n_2, N)$  não terá a mesma paridade de  $n_2$ . Isso

Tabela 1 – Possíveis índices no somatório em (4.7)

$n_1$	$n_2$	$cir(n+n_2-n_1, N)$	$n_1$	$n_2$	$cir(n+n_2-n_1, N)$		$n_1$	$n_2$	$cir(n+n_2-n_1, N)$
1	1	$n$	2	1	$cir(n-1, N)$		N	1	$cir(n-N+1, N)$
1	2	$cir(n+1, N)$	2	2	$n$		N	2	$cir(n-N+2, N)$
1	3	$cir(n+2, N)$	2	3	$cir(n+1)$	...	N	3	$cir(n-N+3, N)$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$		$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
1	N	$cir(n+N-1, N)$	2	N	$cir(n+N-2)$		N	N	$n$

Fonte: elaborado pelo autor.

significa que, em todas as linhas, haverá pelo menos um índice com a mesma paridade de  $n$ . Em outras palavras, todos os termos da variância da NLD em (4.7) em uma subportadora de índice par são afetados por pelo menos uma subportadora de índice par.

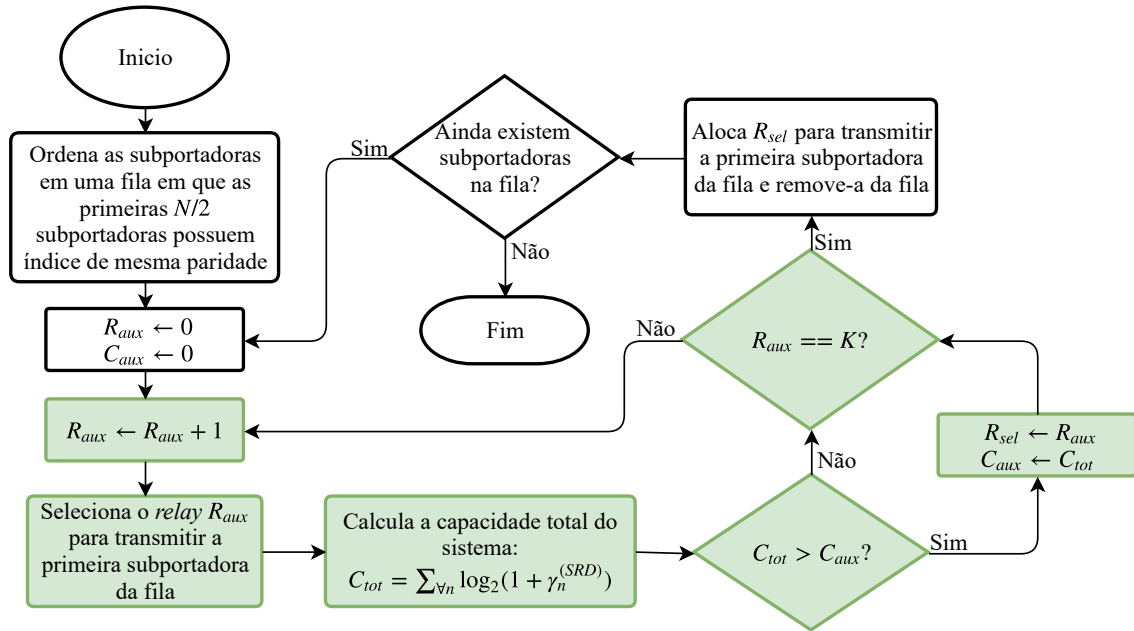
O fato acima mencionado é uma das principais premissas da segunda técnica proposta (TP2): se nenhuma subportadora de índice ímpar estiver ativa, nenhuma NLD será adicionada nas subportadoras de índice par e vice-versa. Assim, a ideia principal do segunda heurística proposta é realizar a seleção de *relay* ótima individualmente para cada subportadora, de modo que as primeiras  $N/2$  subportadoras alocadas tenham índices com a mesma paridade.

O diagrama de blocos do algoritmo proposto é mostrado na Fig. 9. O primeiro passo é definir uma ordem de alocação para as subportadoras. Como mencionado, as primeiras  $N/2$  subportadoras alocadas devem ter índices com a mesma paridade. Para isso, é usada uma fila na qual os primeiros  $N/2$  elementos são os índices ímpares em ordem crescente e os próximos  $N/2$  são os pares, também em ordem crescente. Ou seja, a ordem de alocação é  $1, 3, \dots, N-1, 2, 4, \dots, N$ . Em seguida, as variáveis auxiliares  $R_{aux}$  e  $C_{aux}$  são inicializadas com zero e o algoritmo entra no *loop* de otimização individual, destacado em verde. Nesse *loop*, o *relay* que fornece a maior capacidade geral do sistema ( $C_{tot}$ ) ao transmitir na primeira subportadora atual da fila será selecionado. Em cada iteração, a variável auxiliar  $R_{aux}$  é incrementada e a capacidade total é calculada para o *relay*  $R_{aux}$ . Se a capacidade calculada for maior que  $C_{aux}$ , as variáveis  $C_{aux}$  e  $R_{sel}$  serão atualizadas com os valores de  $C_{tot}$  e  $R_{aux}$ , respectivamente. Depois que todos os *relays* são testados, o *relay*  $R_{sel}$  é selecionado para transmitir na atual primeira subportadora da fila e, em seguida, é removido da fila. O algoritmo continuará em *loop* até que todas as subportadoras na fila tenham sido alocadas.

### 5.2.2.1 Análise de Complexidade

A análise de complexidade computacional da TP2 foi feita com a mesma abordagem utilizada na técnica anterior. Assim como na TP1, nesta técnica o maior número de operações

Figura 9 – Diagrama de blocos da Técnica Proposta 2



Fonte: elaborado pelo autor.

realizadas se deve ao cálculo das SNRs, neste caso devido ao cálculo de  $\gamma_n^{(SRD)}$ , dado por (4.15). De forma semelhante, após uma análise assintótica é possível concluir que a complexidade computacional no pior caso da TP2 será igual a  $\mathcal{O}(N^3 K^2 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\}^2)$ . Entretanto, diferente da TP1, em que é feito no máximo  $N(K-1)$  cálculos das SNRs, na TP2 obrigatoriamente são feitos  $NK$  cálculos em todas as chamadas do algoritmo.

### 5.3 Simplificação do cálculo da NLD

Apesar de a TP1 ter provido uma complexidade computacional ligeiramente melhor que a TP2, ainda assim, estas possuem complexidade bastante elevada se comparada à técnica convencional, por exemplo. Grande parte da complexidade computacional de ambas as técnicas está no cálculo da variância da NLD. Assim, com o objetivo de diminuir esta complexidade, é proposto a utilização de uma expressão aproximada, em que é feita a suposição de que toda a potência de transmissão está igualmente distribuída entre as subportadoras.

Como mostrou (FERNANDES *et al.*, 2012), nesse cenário a expressão para o cálculo da variância da distorção não linear se torna bem mais simples, já que agora basta saber a potência média de transmissão em cada *relay* para que seja possível o cálculo. Sendo assim, para chegar a expressão da variância da NLD aproximada basta definir  $P_{n,k}^{(R)}$  como  $\bar{P}_k^{(R)}$  em (4.7), para

Tabela 2 – Comparação da complexidade computacional das técnicas propostas

Técnica	Complexidade Computacional
Convencional	$\Omega(NK)$
TP1	$\mathcal{O}(N^3 K^2 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\}^2)$
TP2	$\mathcal{O}(N^3 K^2 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\}^2)$
TP1 com NLD constante	$\mathcal{O}(N^2 K^3 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\})$
TP2 com NLD constante	$\mathcal{O}(N^2 K^3 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\})$

Fonte: elaborado pelo autor.

obter:

$$\sigma_{n,k}^2 = 2|c_3|^2 \left( \bar{P}_k^{(R)} \right)^3, \quad (5.4)$$

em que  $\bar{P}_k^{(R)}$  é a potência média de transmissão no *relay*  $k$ .

Com a utilização da expressão simplificada, a complexidade computacional é reduzida consideravelmente tanto na TP1 quanto na TP2. Em ambas, o maior custo computacional continua sendo devido aos constantes cálculos das SNRs. Entretanto, agora com menor complexidade computacional, na ordem de  $\mathcal{O}(NK^2 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\})$ , o que resulta em complexidade total na ordem de  $\mathcal{O}(N^2 K^3 \max_{k \in \mathcal{K}} \{N_k^{AT}\})$  para ambas as técnicas propostas. Vale ressaltar que em grande parte dos cenários práticos  $K$  é tipicamente bem menor que  $N$ . A Tabela 2 mostra um comparativo entre as complexidades computacionais de todas as técnicas propostas, com e sem relaxamento.

## 6 RESULTADOS

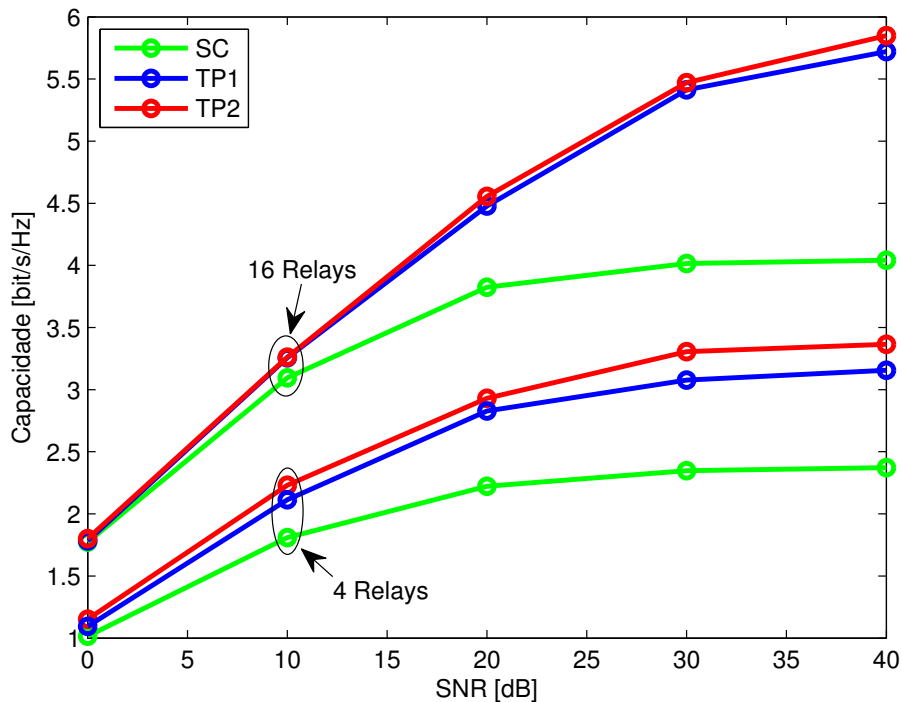
Neste capítulo, resultados de simulações computacionais de Monte Carlo são apresentados com o intuito de avaliar o desempenho das técnicas propostas.

### 6.1 Resultados de Simulações

A análise de desempenho dos algoritmos propostos é realizada por meio de simulações computacionais. Um sistema OFDM com um PA polinomial de terceiro grau, cujos coeficientes são  $c_1 = 1$  e  $c_3 = -0,35$  (FERNANDES *et al.*, 2012), e um *link* sem fio com desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência são considerados para as simulações. A resposta ao impulso do canal tem 4 *taps* independentes e o comprimento do prefixo cíclico é igual a 3 períodos de amostragem. Os resultados foram obtidos com número variável de *relays* e subportadoras e com um modelo de perda de percurso *log-distance* com expoente de perda de percurso igual a 3, via simulações de Monte Carlo. É considerado que a distância entre a fonte e o destino é igual a 1 e que os *relays* estão igualmente espaçados no plano unidimensional entre a fonte e o destino, no intervalo de 0,05 a 0,95. Além disso, todos os *links* sem fio têm a mesma variância do ruído e  $P_r = P_s = 0,5$ . Assume-se ainda que a fonte conhece perfeitamente todos os canais e que os *relays* conhecem perfeitamente o canal fonte-*relay*, permitindo, respectivamente, a seleção de *relay* e o uso do ganho variável dado em (4.3).

A Figura 10 mostra a capacidade total média *versus* SNR fornecida pelos algoritmos propostos e pela seleção convencional (SC) para 64 subportadoras, quando 4 e 16 *relays* são considerados. Pode-se notar que, em ambos os casos, as curvas TP1 e TP2 fornecem resultados muito melhores do que SC para a capacidade do sistema, especialmente para valores moderados e altos de SNR. Isso se deve a dois fatos: (i) os dois algoritmos propostos alcançam uma redução significativa na quantidade de distorção não linear introduzida pelos PAs dos *relays*; e (ii) a NLD é mais significativo para SNRs altas do que para SNRs mais baixas. Para 4 *relays* e um valor SNR de 30 dB, por exemplo, a TP2 fornece um ganho de desempenho de aproximadamente 29% sobre a seleção convencional, enquanto a TP1 fornece um ganho de 24%. Neste caso, a TP2 proporcionou um resultado significativamente melhor do que a TP1. No entanto, para o mesmo valor de SNR no caso em que 16 *relays* são considerados, o ganho de desempenho de ambas as técnicas propostas é muito próximo, em torno de 26% acima da SC. Além disso, da Figura 10 também pode-se ver o aumento da capacidade total do sistema com o número de *relays*. Faz

Figura 10 – Capacidade média total *versus* SNR para 64 subportadoras fornecidas pela TP1, TP2 e SC.



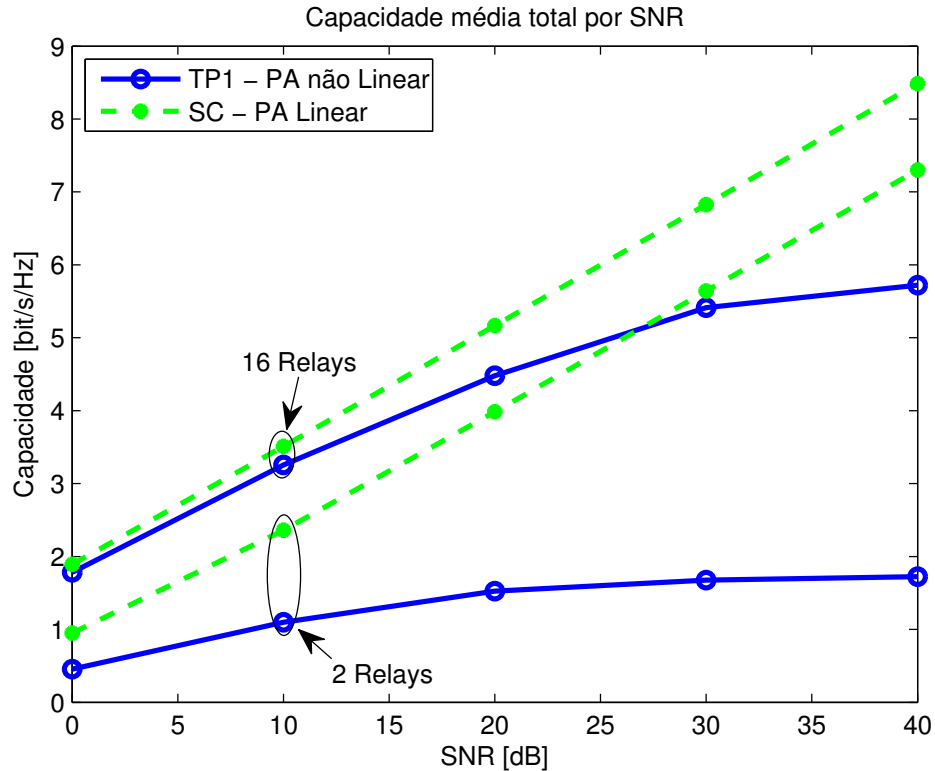
Fonte: elaborado pelo autor.

sentido porque haverão mais *links* independentes entre a fonte e os *relays* e entre os *relays* e o destino. Além disso, as não linearidades são reduzidas em cada *relay*, uma vez que a potência de transmissão tende a ser melhor distribuída entre os *relays* com o aumento de  $K$ .

A Figura 11 mostra a capacidade total média *versus* SNR obtida com a TP1 e a SC para 64 subportadoras, quando são considerados 2 e 16 *relays*. As curvas fornecidas pela SC são obtidas para o caso em que um PA linear é considerado, ou seja,  $c_1 = 1$  e  $c_3 = 0$ . Para 16 *relays*, a curva TP1 fornece um resultado relativamente próximo do caso linear, no qual é considerado um PA ideal. Por outro lado, quando apenas 2 *relays* cooperam, a primeira técnica proposta provê uma capacidade significativamente menor do que a seleção convencional. Esse resultado se mantém com o aumento do número de *relays*, ou seja, quanto mais *relays* cooperam, mais próxima da curva linear a TP1 fica. Portanto, conforme o número de *relays* aumenta, menor será o decréscimo de capacidade necessário para evitar a distorção não linear introduzida pelos PAs dos *relays*.

Utilizando a aproximação para o cálculo da variância da NLD proposto na Seção 5.3, resultados semelhantes aos anteriores são alcançados. A Figura 12 mostra a diferença de performance na primeira técnica proposta quando expressão simplificada para a NLD é

Figura 11 – Capacidade média total *versus* SNR para 64 subportadoras fornecida pela TP1 com PA não linear e pela SC com PA linear.



Fonte: elaborado pelo autor.

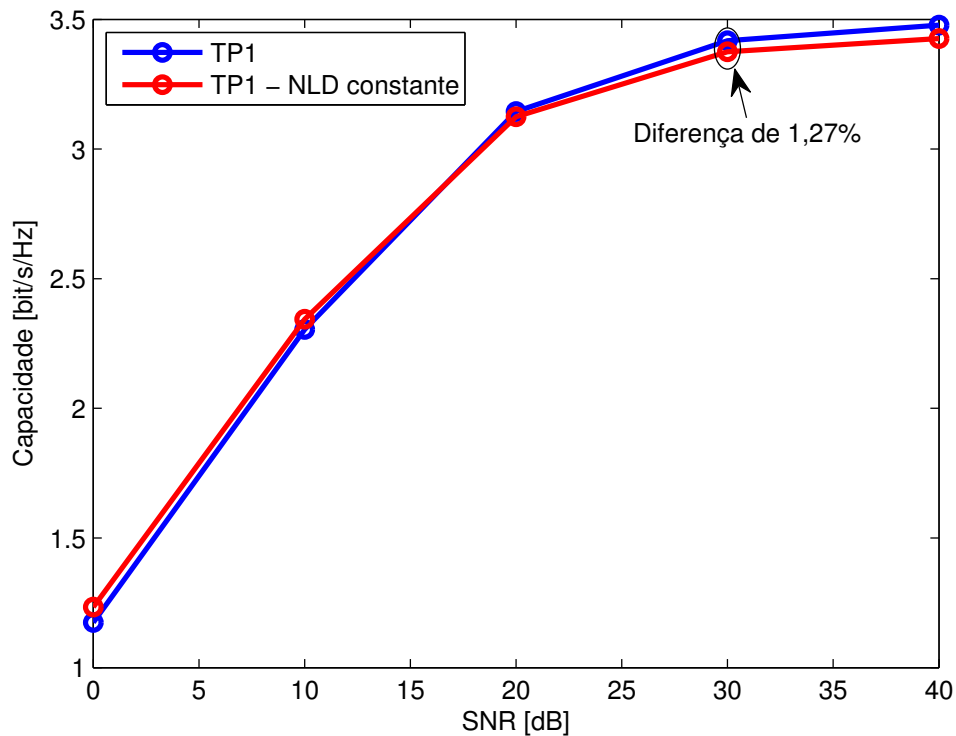
utilizada, para 128 subportadoras e 4 *relays*. Pode-se notar que ambas proveem resultados bastante semelhantes, com diferença de apenas 1,27% para uma SNR média de 30 dB, por exemplo. Esse mesmo comportamento pode ser observado para a TP2.

A diferença de capacidade mostrada na Figura 12 se torna ainda menor com o aumento do número de subportadoras. Esse resultado pode ser visualizado na Figura 13, onde é mostrado a variância da NLD real e a variância da NLD aproximada por uma constante, de acordo com (5.4), para 512, 1024 e 2048 subportadoras. Para o cálculo da variância da NLD foi considerado uma transmissão ponto a ponto, em que apenas 20% das subportadoras do transmissor estão ativas e são distribuídas aleatoriamente, com distribuição uniforme. Para melhor visualização, apenas as 512 primeiras subportadoras são mostradas. A diferença percentual máxima entre a variância real e a variância aproximada para 512, 1024 e 2048 subportadoras são, respectivamente, de 10,86%, 6,16% e 2,45%. Portanto, conforme o número de subportadora é aumentado, mais próximos são os resultados do cálculo da variância da NLD com e sem simplificação.

As Figuras 14 e 15 mostram uma comparação do tempo de execução das técnicas propostas com a seleção convencional. Os resultados consistem em uma média de 500 amostras



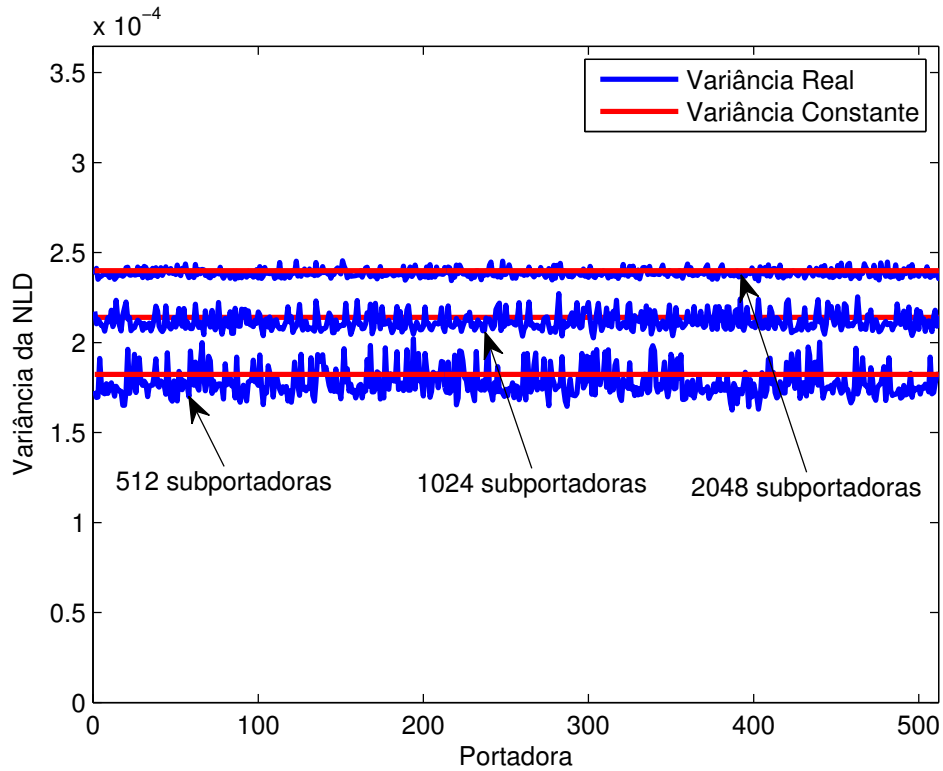
Figura 12 – Capacidade média total *versus* SNR para 128 subportadoras fornecida pela TP1 com e sem a consideração de NLD constante.



Fonte: elaborado pelo autor.

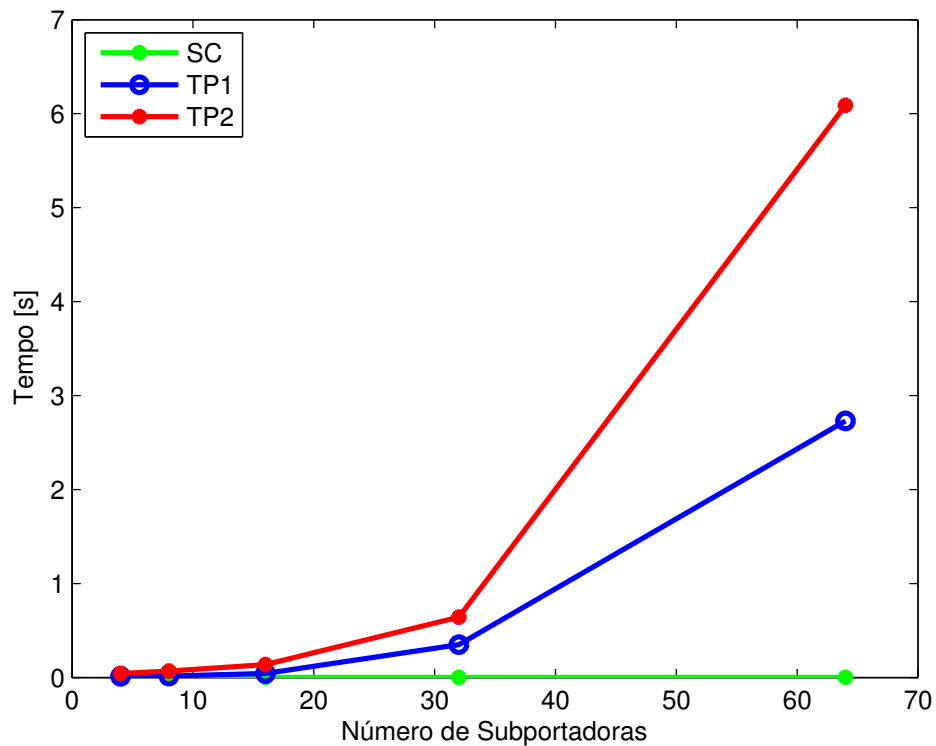
para condições de canais distintas. Na Figura 14, o número de subportadoras é variado e o tempo de execução para cada técnica é calculado. Nesta figura fica clara a diferença nos tempos de execução das técnicas TP1 e TP2. Enquanto a TP2 sempre executa cada comando a mesma quantidade de vezes, o tempo de execução da TP1 depende das condições do canal, podendo inclusive ter tempo de execução equivalente à SC (no caso em que as SNRs dos *links* fonte-*relay* e *relay*-destino são menores do que  $\gamma_n^{(PA/RD)}$  para todas as subportadoras). Além disso, como mostra a Figura 15, para um número fixo de subportadoras a TP1 tende a permanecer com tempo de execução aproximadamente constante, independente do número de *relays*, diferente da TP2. Resultados semelhantes são obtidos quando a variância da NLD é considerada constante. Vale ressaltar que o importante a se observar nestas figuras são as proporções, pois o tempo de execução é condicionado ao *hardware* da máquina utilizada para a realização das simulações.

Figura 13 – Variância da distorção não linear real e aproximada para 512, 1024 e 2048 subportadoras



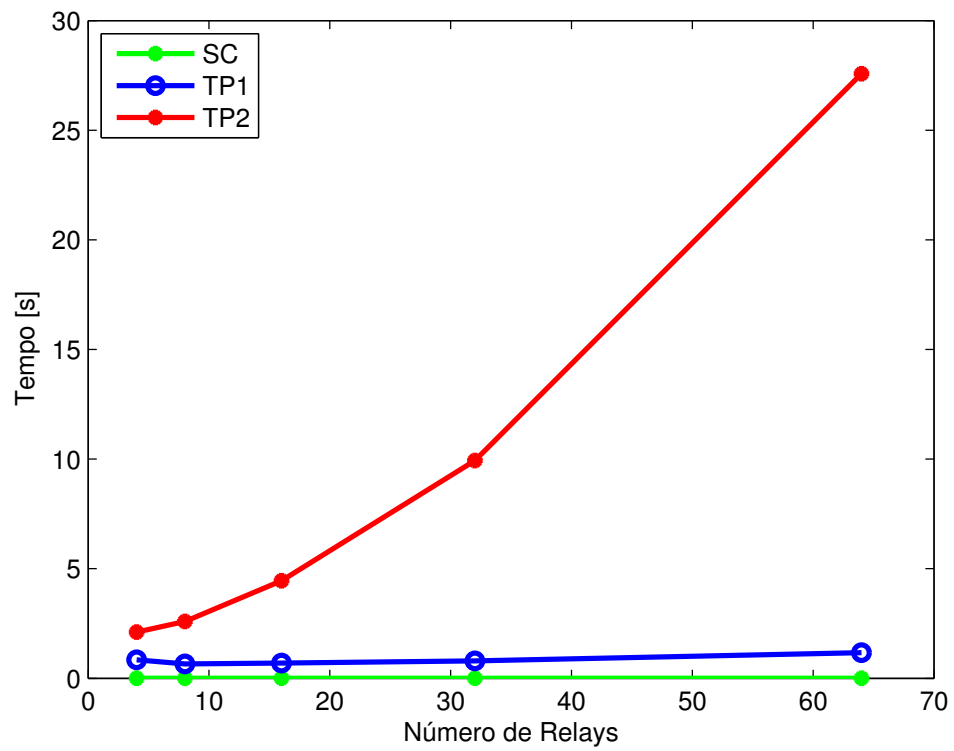
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 14 – Tempo de execução *versus* número de subportadoras para as técnicas propostas e a seleção convencional



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 15 – Tempo de execução *versus* número de *relays* para as técnicas propostas e a seleção convencional



Fonte: elaborado pelo autor.

## 7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste Trabalho de Conclusão de Curso foi estudado o efeito da distorção não linear inserida por amplificadores de potência na capacidade de sistemas OFDM cooperativos com seleção de *relay*. Uma expressão teórica para a SNR instantânea de um sistema OFDM cooperativo AF com PAs não lineares foi desenvolvida. Com base nessa expressão, dois métodos de seleção de *relay* por subportadora foram propostos para o sistema considerado. Além disso, uma expressão simplificada foi empregada com o intuito de reduzir a complexidade dos métodos propostos e uma pequena análise de complexidade foi feita para cada técnica. A partir de resultados de simulação, o desempenho das técnicas propostas foi mostrado e comparado com um método convencional de seleção. Ambos os algoritmos propostos proveram performance bastante superior ao método convencional para o cenário em questão.

Em trabalhos futuros, a análise realizada neste trabalho poderá ser estendida para cenários mais gerais, considerando pareamento de subportadoras e alocação de potência, por exemplo. Além disso, a introdução de outros modelos de PA, ou ainda, de outros protocolos de retransmissão poderão ser avaliados.

## REFERÊNCIAS

- ABDULHADI, S.; JASEEMUDDIN, M.; ANPALAGAN, A. A survey of distributed relay selection schemes in cooperative wireless ad hoc networks. **Wireless Personal Communications**, Springer, v. 63, n. 4, p. 917–935, 2012.
- ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 3, p. 189–204, Fevereiro 2009. ISSN 0733-8724.
- BOHARA, V. A.; TING, S. H. Theoretical analysis of ofdm signals in nonlinear polynomial models. In: IEEE. **Information, Communications & Signal Processing, 2007 6th International Conference on**. [S.l.], 2007. p. 1–5.
- BONACCORSO, M.; MHIRSI, K.; MAOUCHE, K.; BUZENAC, V. Reducing the peak to average power ratio in ofdm systems. In: GRETSI, GROUPE D'ETUDES DU TRAITEMENT DU SIGNAL ET DES IMAGES. **17<sup>o</sup> Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1999**. [S.l.], 1999.
- COMMITTEE, E. N. *et al.* Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. **Norme ETSI, Sophia-Antipolis, France, Doc. pr ETS**, v. 300, p. 744, 1996.
- DANG, S.; COON, J. P.; CHEN, G. An equivalence principle for ofdm-based combined bulk/per-subcarrier relay selection over equally spatially correlated channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 66, n. 1, p. 122–133, Janeiro 2017. ISSN 0018-9545.
- DANG, W.; TAO, M.; MU, H.; HUANG, J. Subcarrier-pair based resource allocation for cooperative multi-relay ofdm systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 9, n. 5, p. 1640–1649, Maio 2010. ISSN 1536-1276.
- DARDARI, D.; TRALLI, V.; VACCARI, A. A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in ofdm systems. **IEEE Transactions on Communications**, v. 48, n. 10, p. 1755–1764, Outubro 2000. ISSN 0090-6778.
- DAVID, R. P. **Técnica de estimação de canal utilizando símbolos pilotos em sistemas OFDM**. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro, 2007.
- DING, L. **Digital predistortion of power amplifiers for wireless applications**. Tese (Doutorado) — Georgia Institute of Technology, 2004.
- DING, Y.; UYSAL, M. Amplify-and-forward cooperative ofdm with multiple-relays: performance analysis and relay selection methods. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 8, n. 10, p. 4963–4968, Outubro 2009. ISSN 1536-1276.
- EDISON, T. A. **Improvement in acoustic telegraphs**. Google Patents, 1876. US Patent 182,996. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US182996>>.
- ENG, T.; KONG, N.; MILSTEIN, L. B. Comparison of diversity combining techniques for rayleigh-fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 44, n. 9, p. 1117–1129, Setembro 1996. ISSN 0090-6778.

FERNANDES, C. A. R. Outage performance of cooperative amplify-and-forward ofdm systems with nonlinear power amplifiers. In: **2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 459–463. ISSN 1948-3244.

FERNANDES, C. A. R.; COSTA, D. B. da; ALMEIDA, A. L. F. de. Performance analysis of cooperative amplify-and-forward orthogonal frequency division multiplexing systems with power amplifier non-linearity. **IET Communications**, v. 8, n. 18, p. 3223–3233, Dezembro 2014. ISSN 1751-8628.

FERNANDES, C. A. R.; MOTA, J. C. M.; FAVIER, G. Analysis and power diversity-based cancellation of nonlinear distortions in ofdm systems. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 60, n. 7, p. 3520–3531, Julho 2012. ISSN 1053-587X.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. [S.l.]: Stanford: Cambridge University Press, 2005.

GRAHAM, B. A. **Improvement in telegraphy**. Google Patents, 1876. US Patent 174,465. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US174465>>.

GRAY, E. **Improvement in electric telegraphs for transmitting musical, tones**. Google Patents, 1875. US Patent 166,096. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US166096>>.

GUI, B.; DAI, L.; JR., L. J. C. Selective relaying in cooperative ofdm systems: Two-hop random network. In: **2008 IEEE Wireless Communications and Networking Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 996–1001. ISSN 1525-3511.

JAMAL, T.; MENDES, P. Relay selection approaches for wireless cooperative networks. In: IEEE. **Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), 2010 IEEE 6th International Conference on**. [S.l.], 2010. p. 661–668.

LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 50, n. 12, p. 3062–3080, Dezembro 2004. ISSN 0018-9448.

LASORTE, N.; BARNES, W. J.; REFAI, H. H. The history of orthogonal frequency division multiplexing. In: **IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5. ISSN 1930-529X.

LI, X. **Nonlinearity analysis and predistortion of 4G wireless communication systems**. Tese (Doutorado) — Portland State University, 2013.

LI, Y.; WANG, W.; ZHENG, F. C. Combined bulk and per-tone relay selection in cooperative ofdm systems. In: **2012 1st IEEE International Conference on Communications in China (ICCC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 487–491. ISSN 2377-8644.

LIU, K. R. **Cooperative communications and networking**. [S.l.]: Cambridge university press, 2009.

MEIER, A. Cooperative diversity in wireless networks. **Erasmus Project at the University of Edinburgh**, 2004.

MITIĆ, D.; LEBL, A.; TRENKIĆ, B.; MARKOV, Ž. An overview and analysis of ber for three diversity techniques in wireless communication systems. **Yugoslav Journal of Operations Research**, v. 25, n. 2, p. 251–269, 2015.

MOSSAAD, M. S. A.; HRANILOVIC, S.; LAMPE, L. Visible light communications using ofdm and multiple leds. **IEEE Transactions on Communications**, v. 63, n. 11, p. 4304–4313, Novembro 2015. ISSN 0090-6778.

OPPENHEIM, A. V. **Discrete-time signal processing**. [S.l.]: Pearson Education India, 1999.

PARENTE, F. R. A.; FERNANDES, C. A. R. Seleção de relay e redução de papr em sistemas cooperativos ofdm. In: **XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'16**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 232–236.

PEDRO, J. C.; MAAS, S. A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 53, n. 4, p. 1150–1163, Abril 2005. ISSN 0018-9480.

R. W. Chang. Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. **The Bell System Technical Journal**, v. 45, Dezembro, 1966.

RAHMATALLAH, Y.; MOHAN, S. Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 15, n. 4, p. 1567–1592, Abril 2013. ISSN 1553-877X.

RAHMATALLAH, Y.; MOHAN, S. Peak-to-average power ratio reduction in ofdm systems: A survey and taxonomy. **IEEE Communications Surveys Tutorials**, v. 15, n. 4, p. 1567–1592, Abril 2013. ISSN 1553-877X.

RAICH, R. **Nonlinear system identification and analysis with applications to power amplifier modeling and power amplifier predistortion**. Tese (Doutorado) — Georgia Institute of Technology, 2004.

RAZO, V. del; RIIHONEN, T.; GREGORIO, F.; WERNER, S.; WICHMAN, R. Nonlinear amplifier distortion in cooperative amplify-and-forward ofdm systems. In: **2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1525-3511.

SCHWARTZ, M.; BATCHELOR, C. The origins of carrier multiplexing: Major george owen squier and at t. **IEEE Communications Magazine**, v. 46, n. 5, p. 20–24, Maio 2008. ISSN 0163-6804.

SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity. part i. system description. **IEEE Transactions on Communications**, v. 51, n. 11, p. 1927–1938, Novembro 2003. ISSN 0090-6778.

SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity. part ii. implementation aspects and performance analysis. **IEEE Transactions on Communications**, v. 51, n. 11, p. 1939–1948, Novembro 2003. ISSN 0090-6778.

SEYEDZADEGAN, M.; OTHMAN, M. Ieee 802.16: Wimax overview, wimax architecture. **International Journal of Computer Theory and Engineering**, IACSIT Press, v. 5, n. 5, p. 784, 2013.

SHAH, D.; RINDHE, B.; NARAYANKHEDKAR, S. Effects of cyclic prefix on ofdm system. In: ACM. **Proceedings of the International Conference and Workshop on Emerging Trends in Technology**. [S.l.], 2010. p. 420–424.

SHUKLA, S.; LAL, J. D.; CHARHATE, S. A review on relay selection techniques in cooperative communication. **International Journal of Digital Application & Contemporary Research**, v. 4, Abril 2016.

TORABI, M.; HACCOUN, D.; FRIGON, J. F. Relay selection in af cooperative systems: An overview. **IEEE Vehicular Technology Magazine**, v. 7, n. 4, p. 104–113, Dezembro 2012. ISSN 1556-6072.

VUOLEVI, J.; RAHKONEN, T. **Distortion in RF power amplifiers**. [S.l.]: Artech house, 2003.

WANG, Z.; MAO, T.; WANG, Q. Optical ofdm for visible light communications. In: **2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1190–1194.

WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. **IEEE Transactions on Communication Technology**, v. 19, n. 5, p. 628–634, Outubro 1971. ISSN 0018-9332.

WEINSTEIN, S. B. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [history of communications]. **IEEE Communications Magazine**, v. 47, n. 11, p. 26–35, Novembro 2009. ISSN 0163-6804.

ZHANG, Y. J.; LETAIEF, K. B. Multiuser adaptive subcarrier-and-bit allocation with adaptive cell selection for ofdm systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 3, n. 5, p. 1566–1575, Setembro 2004. ISSN 1536-1276.



**APÊNDICE A – SBRT 2017**

Artigo publicado no XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, São Pedro, SP, 03-06 Setembro de 2017.

# Seleção de *Relay* com Amplificadores de Potência não Lineares em Sistemas OFDM Cooperativos

Syllas Rangel C. Magalhães e C. Alexandre Rolim Fernandes

**Resumo**— Este artigo apresenta duas novas técnicas de seleção de *relays* em sistemas de comunicação cooperativos OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) com amplificadores de potência (PAs, *Power Amplifiers*) não lineares, considerando *relays* do tipo amplifica e encaminha (AF, *Amplify-and-Forward*). O primeiro método proposto leva em conta a capacidade de canal e a quantidade de subportadoras ativas por *relay*. Já a segunda técnica proposta leva em conta, além da capacidade, um parâmetro relacionado à quantidade de distorção não linear inserida pelo PA. Resultados de simulações numéricas são apresentados para avaliar o desempenho das técnicas propostas.

**Palavras-Chave**— seleção de *relays*, comunicação cooperativa, OFDM, PA não linear, capacidade.

**Abstract**— This paper presents two new relay selection techniques for cooperative OFDM communication systems with nonlinear PAs and considering AF protocol. The proposed techniques are based on a classical per-subcarrier relay selection technique that maximizes the channel capacity. The first proposed method considers not only the channel capacity, but also the number of active subcarrier per relay. The second proposed technique takes into account, besides the channel capacity, a parameter related to the amount of nonlinear distortion introduced by the PA. Numerical simulation results are presented to validate the performance of the proposed techniques.

**Keywords**— relay selection, cooperative communication, OFDM, nonlinear PA, capacity.

## I. INTRODUÇÃO

Muitos sistemas de comunicação sem fio modernos têm utilizado OFDM como técnica de transmissão multiportadora. Tal uso se deve, principalmente, à eficiência espectral, baixa complexidade de implementação e ao combate à seletividade em frequência promovidos pela técnica [1]. No entanto, a OFDM tem como uma de suas principais desvantagens a introdução de picos de potência no sinal transmitido. Essa característica indesejada pode fazer com que a amplitude do sinal transmitido atinja o limiar de saturação dos amplificadores de potência, causando distorções no sinal e, conseqüentemente, prejudicando sua detecção [2].

Na literatura existem várias técnicas de redução de PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*), definida como a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal. Grande parte das técnicas existentes são baseadas em modificações no sinal. Em [2], [3] são apresentadas diversas técnicas de redução de PAPR.

Por outro lado, a diversidade cooperativa emergiu como uma tecnologia promissora para sistemas de comunicação sem fio devido à sua capacidade de explorar a diversidade espacial

sem a necessidade de múltiplas antenas [1]. Os sistemas cooperativos são capazes de emular um conjunto de antenas de forma distribuída, permitindo que um ou mais nós parceiros (*relays*) retransmitam a informação da fonte para o destino. Em uma rede sem fio podem haver dezenas ou mesmo centenas de *relays*, sendo, portanto, imprescindível a adoção de uma boa técnica de seleção de *relay* para o êxito na implementação de uma rede cooperativa eficiente [4].

Diversos trabalhos tem considerado a seleção de *relay* em sistemas cooperativos [4]-[10]. Em [5] e [6] é feita uma revisão bibliográfica das técnicas de seleção de *relay* nesses sistemas. Em [6] são discutidas as classificações das técnicas de seleção, apresentando características e funcionalidades de cada esquema. Técnicas de seleção de *relays* do tipo AF são tratadas em [4], em que algumas vantagens desses sistemas são apresentadas e comprovadas através de resultados numéricos. A seleção de *relay* em sistemas cooperativos OFDM também é amplamente tratada na literatura. Em [7] duas novas estratégias de seleção de *relay* são propostas, em que múltiplos *relays* do tipo AF são considerados em um sistema cooperativo OFDM. A primeira estratégia proposta por [7], chamada de RSM-1, é baseada na seleção por subportadora, que considera o “melhor” *relay*, baseado na PEP (do inglês, *Pairwise Error Probability*), para cada subportadora. Já a segunda técnica (RSM-2) foi baseada na seleção de apenas um *relay*. Foi mostrado que o método baseado na seleção por subportadora tem uma performance melhor que RMS-2. [8] e [9] também analisam a seleção de *relay* por subportadora em sistemas OFDM cooperativos. Em [9] é mostrado que a performance de *outage* ótima é atingida quando o método de seleção por subportadoras é utilizada.

Apesar de haver uma literatura extensa na área de seleção de *relay* em sistemas OFDM, estas técnicas não levam em conta o problema das distorções não lineares presente em sistema OFDM. Ou seja, apesar de muitos trabalhos tratarem da seleção de *relay*, estes, em geral, não consideram a influência dos picos de potência. Em [10] são propostos dois esquemas de seleção de *relays* que levam em consideração a PAPR, porém ambos os esquemas são baseadas na seleção de todas as subportadoras de um *relay*, diferentemente do que é considerado no presente trabalho.

Este trabalho propõe duas técnicas de seleção de *relays*, baseadas na seleção por subportadora, que objetivam, não somente a maximização da capacidade, mas também a redução das distorções não lineares inseridas por PAs. A primeira técnica proposta busca a redução do número máximo de subportadoras ativas por um único *relay*, o que, de acordo com [2], garantirá uma redução nas potências de pico. Já a segunda técnica é baseada no resultado de [11], em que foi mostrado

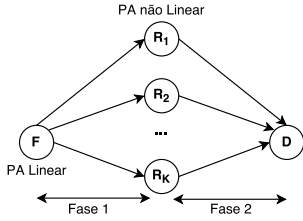


Fig. 1. Modelo de sistema cooperativo OFDM-AF com múltiplos relays

que o desempenho de um sistema OFDM cooperativo AF só é afetado de forma significativa por um PA não linear quando a taxa de transmissão for maior que um certo parâmetro que depende do modelo de PA utilizado. Este parâmetro desempenha um papel semelhante à capacidade de um canal, razão pela qual ele foi denominado em [11] de “Capacidade do PA”. Na técnica aqui proposta o objetivo é reduzir a quantidade de subportadoras em cada relay apenas para que a capacidade do canal associada a cada relay esteja abaixo da “capacidade do PA”. Ou seja, tenta-se distribuir as subportadoras entre os relays de forma que as não linearidades introduzidas pelos PAs possam ser desprezadas.

O restante do trabalho está organizado como segue. Seção II apresenta detalhes do modelo de sistema considerado. A Seção III introduz e detalha as técnicas de seleção de relays propostas. Na Seção IV são mostrados os resultados das simulações. E por fim, a Seção V traz as principais conclusões do trabalho.

## II. MODELO DE SISTEMA

A Figura 1 mostra um modelo simplificado do cenário utilizado neste trabalho. Considera-se um modelo de sistema de comunicação OFDM cooperativo AF composto por uma fonte (F),  $K$  relays em paralelo e um destino (D). Na primeira fase de transmissão o nó fonte envia a informação para os  $K$  relays, que por sua vez, na fase 2, retransmitem a informação para o nó destino. Ainda durante a primeira fase de transmissão é realizada uma seleção dos relays por subportadora.

Todo o processamento é concentrado na fonte, que possui conhecimento de todos os parâmetros dos enlaces. Assume-se que todos os nós são equipados com uma única antena operando em modo *half-duplex* e que os canais são independentes, com desvanecimento do tipo *Rayleigh* seletivo em frequência. Além disso, toda informação transmitida é modulada utilizando símbolos M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e todas as  $N$  subportadoras do nó fonte possuem a mesma potência de transmissão  $P_s$ .

Assume-se uma transmissão *downlink*, em que a fonte é uma estação base com PA de maior qualidade e os relays são unidades móveis, com menos recursos de hardware e de processamento. Faz-se então a consideração de que a fonte possui PA linear e que os  $K$  relays possuem PA não linear.

Assim, o sinal recebido, no domínio da frequência, pela  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo relay pode ser expresso por:

$$Y_{n,k}^{(SR)} = H_{n,k}^{(SR)} \sqrt{P_s} X_n + N_{n,k}^{(SR)}, \quad (1)$$

em que  $H_{n,k}^{(SR)}$  e  $N_{n,k}^{(SR)}$  são, respectivamente, a resposta em frequência e o ruído aditivo gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) do canal fonte-relay,  $X_n$  é o sinal de informação transmitido, assumido independente e

identicamente distribuído (i.i.d.), com distribuição uniforme. Em todas as variáveis acima, assume-se que  $n \in \mathcal{N} = \{1, \dots, N\}$ , sendo  $\mathcal{N}$  o conjunto de todas as subportadoras e que  $k \in \mathcal{K} = \{1, \dots, K\}$ , sendo  $\mathcal{K}$  o conjunto de todos os relays.

Nos relays, considera-se que todas as subportadoras transmitem com a mesma potência  $P_r$ . Pode-se expressar o sinal transmitido pela  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo relay como:  $q_{n,k}^{(R)} = g_{n,k} Y_{n,k}^{(SR)}$ , em que  $g_{n,k}$  é o ganho do relay e  $n \in \mathcal{N}_k$ , assumindo  $\mathcal{N}_k$  como o conjunto de todas as subportadoras selecionadas para o relay  $k$ , com  $\mathcal{N}_1 \cup \mathcal{N}_2 \cup \dots \cup \mathcal{N}_K = \mathcal{N}$  e  $\mathcal{N}_1 \cap \mathcal{N}_2 \cap \dots \cap \mathcal{N}_K = \emptyset$ . Para todo  $n$  do  $k$ -ésimo relay, tal que  $n \notin \mathcal{N}_k$ , temos  $g_{n,k} = 0$ . Ou seja, apenas um dos relays irá transmitir na  $n$ -ésima subportadora, de modo que os dados de todas subportadoras cheguem ao destino. As subportadoras são selecionadas de acordo com os critérios de seleção empregados por um dos métodos descritos na Seção III.

Após o cálculo da transformada discreta de Fourier inversa (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT) e a inserção do prefixo cíclico, o sinal  $q_{n,k}^{(R)}$  foi amplificado por um PA, modelado como uma função sem memória  $F(\cdot)$ . Dessa forma, o sinal amplificado pode ser expresso como [1]:  $\tilde{u}_{n',k}^{(R)} = F(\hat{q}_{n',k}^{(R)})$ , para  $1 \leq n' \leq N + M_{cp}$ , em que  $M_{cp}$  é o tamanho do prefixo cíclico e  $\hat{q}_{n',k}^{(R)}$  e  $\tilde{u}_{n',k}^{(R)}$  são, respectivamente, o sinal na entrada e na saída do amplificador de potência no domínio do tempo.

O sinal no domínio da frequência recebido no destino, na segunda fase da transmissão, pela  $n$ -ésima subportadora do  $k$ -ésimo relay é dado por:

$$Y_{n,k}^{(RD)} = H_{n,k}^{(RD)} u_{n,k}^{(R)} + N_{n,k}^{(RD)}, \quad (2)$$

em que  $H_{n,k}^{(RD)}$ ,  $u_{n,k}^{(R)}$  e  $N_{n,k}^{(RD)}$  são, respectivamente, a resposta em frequência, o sinal transmitido no domínio da frequência e o ruído aditivo do canal relay-destino.

## III. TÉCNICAS DE SELEÇÃO DE RELAYS

Nesta seção, inicialmente é apresentada uma técnica de seleção de relays clássica, baseada na capacidade por portadora. Em seguida são apresentadas duas novas técnicas que, além da capacidade dos canais sem fio, levam em consideração as distorções introduzidas pelos PAs dos relays. As duas técnicas propostas são baseadas na premissa de que quanto menor o número de subportadoras ativas em um relay menor será a potência do sinal transmitido e, conseqüentemente, menor será a distorção causada pelos PAs [2].

Todas as técnicas estudadas a seguir pressupõem a existência de um nó central com conhecimento perfeito de todos os canais envolvidos e que realiza as operações necessárias à escolha das subportadoras que serão utilizadas por cada relay na transmissão. O nó central será responsável por repassar a informação relacionada à escolha das subportadoras para todos os relays envolvidos na transmissão através de canais de controle.

### A. Seleção por Subportadora Baseada em Capacidade

Neste método clássico de seleção é escolhido o melhor relay, com objetivo da maximização da capacidade ou, equi-

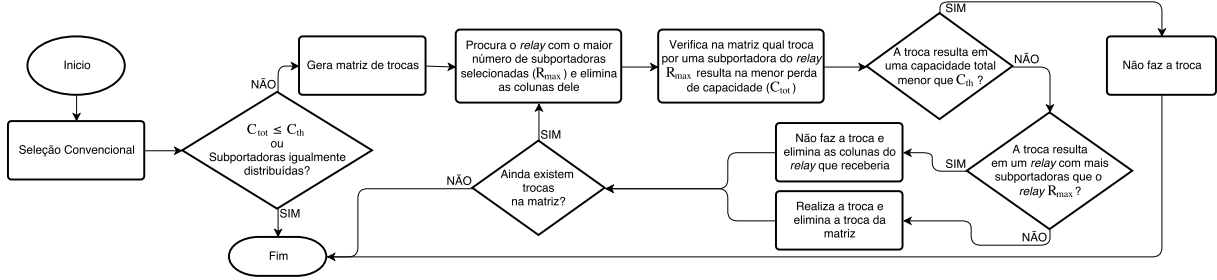


Fig. 2. Diagrama de blocos da Técnica Proposta 1

valentemente, da razão sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) para cada subportadora [9]. Utilizando esta técnica, em geral, múltiplos *relays* são selecionados (no máximo  $N$ ), já que as subportadoras transmitidas devem ser selecionadas de forma que a performance de *outage* ótima seja atingida [9], com probabilidade de *outage* definida como:  $\text{Prob}[C_{tot} < C_{th}]$ , em que  $C_{tot}$  é a capacidade total do sistema e  $C_{th}$  é uma capacidade limiar. Para a  $n$ -ésima subportadora, o critério de seleção é dado por:

$$R_{sel}(n) = \arg \max_{k \in \mathcal{K}} (\text{SNR}_{n,k}), \quad (3)$$

em que  $R_{sel}(n)$  indica o *relay* selecionado para transmitir a  $n$ -ésima subportadora e  $\text{SNR}_{n,k}$  é a SNR instantânea do enlace fonte-*relay*-destino na subportadora  $n$  do  $k$ -ésimo *relay* que, para o protocolo AF de ganho variável, é dada por [12]:

$$\text{SNR}_{n,k} = \frac{\text{SNR}_{n,k}^{(SR)} \text{SNR}_{n,k}^{(RD)}}{\text{SNR}_{n,k}^{(SR)} + \text{SNR}_{n,k}^{(RD)} + 1}, \quad (4)$$

em que  $\text{SNR}_{n,k}^{(SR)}$  e  $\text{SNR}_{n,k}^{(RD)}$  são, respectivamente, as SNRs instantâneas nos links fonte-*relay* e *relay*-destino. Uma vantagem desta técnica é a baixa complexidade computacional que, no pior caso será  $\mathcal{O}(NK)$ . Ao longo do trabalho este método será referido como “Técnica Convencional”.

### B. Técnica Proposta 1

A primeira técnica proposta (Técnica Proposta 1 - TP1) tem como objetivo principal a minimização da quantidade de subportadoras transmitidas pelo *relay* que possui o maior número de subportadoras ativas. Isto se deve ao fato de as distorções não lineares introduzidas pelos PAs serem maiores quando a potência é elevada [2]. Quando a potência é pequena, as distorções não lineares se tornam desprezíveis. Assim, sendo  $L_{max}$  a quantidade de subportadoras selecionadas no *relay* com a maior quantidade de subportadoras ativas, o objetivo da TP1 é minimizar  $L_{max}$ , sem alterar a probabilidade de *outage* do sistema. Dessa forma, o problema consiste em:

$$\min(L_{max}), \quad (5)$$

sujeito a  $C_{tot} \geq C_{th}$ , em que  $C_{th}$  é a capacidade limiar do sistema e  $C_{tot}$  é a capacidade total, dada por [10]:

$$C_{tot} = \frac{B}{2N} \sum_{n=1}^N \log_2(1 + \text{SNR}_{n,\hat{k}}) \quad (6)$$

em que  $\hat{k}$  representa o *relay* selecionado para transmitir a  $n$ -ésima subportadora,  $B$  é a largura de banda total do sistema e  $\text{SNR}_{n,\hat{k}}$  é dada por (4). O termo  $1/2$  em (6) é introduzido devido ao compartilhamento do canal em 2 intervalos de tempo. Dessa forma, se  $L_{max}$  é minimizado, as subportadoras estarão distribuídas entre os *relays* de forma mais uniforme,

entretanto, sem aumentar a probabilidade de interrupção. Assim, é mais provável que nenhum *relay* possua uma potência de transmissão grande o suficiente para que as distorções não lineares se tornem relevantes.

A TP1 é uma heurística que visa resolver o problema posto em (5). O funcionamento da TP1 é ilustrado na Figura 2. A primeira etapa desta solução é a Técnica Convencional (TC), em que os *relays* são selecionados de modo a obter a maior capacidade global  $C_{tot}$  (desconsiderando a influência do amplificador de potência). Caso a restrição de capacidade não seja atendida ou todas as subportadoras estejam igualmente distribuídas entre os *relays* ( $L_{max} = N/K$ ) o algoritmo proposto não fará mais nada, ou seja, ele alocará as portadoras de acordo com a TC, buscando o arranjo que maximize  $C_{tot}$ . Caso contrário, uma matriz de trocas será gerada. A matriz de trocas  $M_{n,i,j}$  conterá a perda de capacidade para a troca da  $n$ -ésima subportadora do  $i$ -ésimo *relay* para o  $j$ -ésimo *relay*, assim, matematicamente temos:

$$M_{n,i,j} = C_{n,j}^{(SRD)} - C_{n,i}^{(SRD)} \quad (7)$$

em que  $C_{n,i}^{(SRD)}$  e  $C_{n,j}^{(SRD)}$  são, respectivamente, a capacidade total instantânea da  $n$ -ésima subportadora quando o *relay*  $i$  é selecionado e quando o *relay*  $j$  é selecionado, com  $i, j \in \mathcal{K}$ .

Uma estratégia adotada para diminuir o tempo de processamento do algoritmo foi eliminar da matriz  $M_{n,i,j}$  todas as possibilidades de troca para o *relay*  $R_{max}$  (*relay* com  $L_{max}$  subportadoras selecionadas). Como o objetivo da técnica é minimizar  $L_{max}$ , nenhuma subportadora adicional deve ser alocada para o *relay*  $R_{max}$ . Assim, após a geração da matriz, o algoritmo trocará iterativamente as subportadoras selecionadas do *relay* com maior número de subportadoras ativas, de acordo com os critérios:

$$\hat{j} = \arg \min_j (M_{n,R_{max},j}), \quad (8)$$

$$\hat{n} = \arg \min_n (M_{n,R_{max},j}), \quad (9)$$

em que  $\hat{j}$  é o *relay* que passará a transmitir na subportadora  $\hat{n}$ , com  $\hat{n} \in \mathcal{N}_{R_{max}}$ , em que  $\mathcal{N}_{R_{max}}$  é o conjunto de todas as subportadoras selecionadas para o *relay*  $R_{max}$  e  $j \in \mathcal{K}'$ , em que  $\mathcal{K}'$  é o conjunto de todos os *relays* aptos a receber as subportadoras de  $R_{max}$  (*relays* que não foram eliminados da matriz de trocas). A cada iteração, antes de realizar a troca, é verificado se a mudança na capacidade do sistema quebra a condição  $C_{tot} > C_{th}$ . Caso a capacidade total do sistema, após a troca, passe a ser menor que a capacidade limiar, a mudança não é feita e o algoritmo termina. Caso contrário, um novo teste é realizado e dois novos caminhos podem ser tomados. Caso a troca resulte em um *relay* com mais subportadoras ativas que o *relay*  $R_{max}$ , a mudança não é feita e todas as

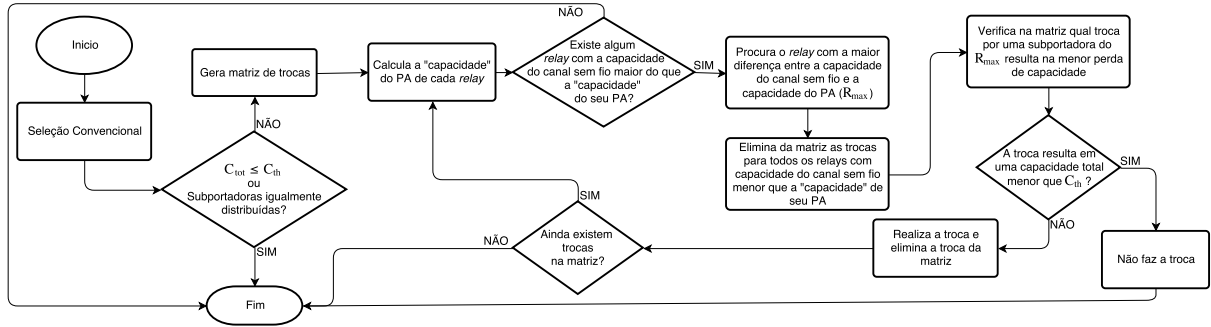


Fig. 3. Diagrama de blocos da Técnica Proposta 2

possibilidades de troca para o *relay* escolhido são eliminadas. Caso contrário, a alteração é feita e o elemento  $M_{\hat{n}, R_{max}, \hat{j}}$  é eliminado da matriz de trocas. Após essa etapa, caso ainda existam trocas a serem feitas, o *relay*  $R_{max}$  é recalculado e o algoritmo entra em loop até que alguma das condições de parada sejam satisfeitas.

Devido às constantes buscas na matriz de trocas, esta técnica apresenta complexidade computacional no pior caso  $\mathcal{O}(N^2K^2)$ , maior que na Técnica Convencional. Entretanto, como será visto mais à frente, seu uso se justifica em cenários com a presença de PAs não lineares devido a diminuição da distorção não linear, inserida pelo PA, que a técnica promove. Esta diminuição vem do fato de as subportadoras estarem distribuídas entre os *relays* de forma mais uniforme, sem afetar a probabilidade de interrupção.

### C. Técnica Proposta 2

Inspirado nos resultados obtidos em [11], esta subseção propõe uma segunda heurística para seleção de *relays* por subportadora, chamada de Técnica Proposta 2 (TP2). Essa técnica usa uma medida direta da quantidade de distorção não linear introduzida pelo PA. Em [11] foi demonstrado que a distorção não linear provinda do PA só afeta o desempenho de um sistema OFDM cooperativo AF de forma significativa quando  $C_{th}$  está acima de um certo parâmetro que depende do modelo de PA. Este parâmetro desempenha um papel semelhante à capacidade de um canal, razão pela qual ele foi denominado em [11] de “Capacidade do PA”, e é definido da seguinte forma:

$$C_k^{(PA)} = \frac{B}{2N} \sum_{n=1}^N \log_2(1 + |\alpha_k|^2 P_k^{(PA)} / P_k^{(D)}) \quad (10)$$

em que  $\alpha_k$  e  $P_k^{(D)}$  são, respectivamente, a constante complexa e a potência da distorção não linear introduzida pelo PA em cada *relay*.  $P_k^{(PA)}$  é a potência total na entrada do PA no *relay*  $k$ , com  $k \in \mathcal{K}$ . Para certos modelos de PA, existem expressões analíticas para  $\alpha_k$  e  $P_k^{(D)}$  [13]. Quanto maior  $P_k^{(PA)}$ , maior será  $P_k^{(D)}$ . Assim, de acordo com [11], se  $C_k^{(PA)}$  é menor que  $C_{th}$ , então o sistema OFDM será afetado de forma significativa pelo PA.

Baseado neste resultado, a TP2 tenta minimizar a quantidade de *relays* cuja capacidade do PA é menor do que a capacidade dos canais sem fio, visto que, para estes *relays*, o sistema será limitado pelas distorções do PA [11]. Além disto, a TP2 possui a restrição de não alterar a probabilidade de interrupção. Ou seja, o objetivo da TP2 é reduzir a quantidade de subportadoras ativas em cada *relay* apenas o suficiente

para que a influência do PA seja desprezível, sem alterar a probabilidade de interrupção.

Dessa forma, definindo como  $Q$  a quantidade de *relays* que possuem a capacidade do PA menor que a capacidade do canal sem fio, o problema a ser resolvido por esta técnica consiste em:

$$\min(Q) \quad (11)$$

sujeito a  $C_{tot} \geq C_{th}$ , com a menor perda de capacidade possível e com o menor número de subportadoras ativas em cada *relay*.

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos da TP2. Assim como na TP1 o primeiro passo desta solução é a TC, seguida pelo teste inicial ( $C_{tot} < C_{th}$  ou subportadoras igualmente distribuídas?). Caso a resposta ao teste inicial seja sim, o algoritmo não prossegue, caso contrário a matriz de trocas é gerada de acordo com (7).

Após o cálculo da “capacidade” dos PAs de cada *relay*, é calculada a capacidade total do canal sem fio para todos os *relays*. Caso nenhum *relay* possua capacidade total maior que a “capacidade” do seu PA o algoritmo para. Caso contrário, é denominado  $R_{max}$  o *relay* com a maior diferença entre sua capacidade total e a “capacidade” do seu PA. As trocas possíveis para os *relays* que possuem a capacidade maior que a de seus respectivos PAs são eliminadas da matriz de trocas. Em seguida, é verificado qual troca oferece a menor perda de capacidade. Caso não resulte em  $C_{tot} < C_{th}$ , a troca é feita e o algoritmo entra em loop, como mostra o diagrama de blocos. Caso contrário, o algoritmo termina.

Essa técnica, assim como a TP1, apresenta complexidade computacional no pior caso  $\mathcal{O}(N^2K^2)$ , já que ela também é baseada em uma matriz de trocas, que deve ser constantemente consultada durante as iterações. Entretanto, dado que  $C_{tot} \gg C_{th}$  e que os *relays* não estão distribuídos igualmente, a TP1 terá complexidade computacional no melhor caso igual a  $\Omega(N^2K^2)$ , porém, nessa situação, a TP2 apresenta complexidade computacional no melhor caso  $\Omega(NK^2)$ . Essa técnica tem a vantagem de se adaptar com facilidade a diferentes cenários, já que ela é baseada em uma medida direta da quantidade de distorção não linear inserida pelo PA. Assim a TP2 tende a dar resultados próximos do caso em que um PA linear é utilizado e a Técnica Convencional é aplicada.

## IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, resultados de simulações computacionais de Monte Carlo são apresentados com o intuito de avaliar o desempenho das técnicas propostas. Quando não indicado em contrário de forma explícita, considera-se que o sistema é

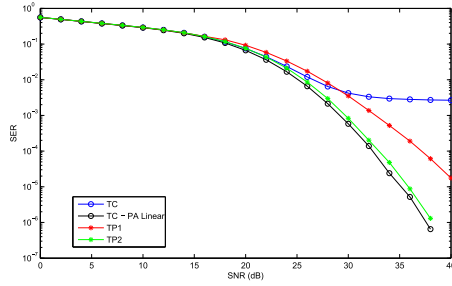


Fig. 4. Comparação entre as SERs da Técnica Convencional, Técnica Proposta 1 e Técnica Proposta 2 com o caso linear.

simulado com canais seletivos em frequência sob desvanecimento do tipo Rayleigh de resposta ao impulso tamanho 4, prefixo cíclico de tamanho 3, modulação 16-QAM,  $N = 1024$  subportadoras,  $K = 4$  relays do tipo AF, posicionados entre a fonte e o destino, com posição em relação a fonte iguais a 0,05, 0,3, 0,5 e 0,95, respectivamente, considerando a distância fonte-destino igual a 1,  $P_s = P_r = 0,5$  W e  $C_{th} = 4$ . Além disso, considera-se que o PA nos relays são representados pelo modelo *soft-clipping* [1] e que todos possuem a mesma amplitude de saturação  $A_{sat} = 1,3$  V. Foi analisado o comportamento da taxa de erro de símbolo (SER, do inglês *Symbol Error Rate*) do sistema.

A Figura 4 mostra a SER em função da SNR para todas as técnicas consideradas neste trabalho. Claramente, para o caso em que o amplificador de potência não linear é adotado, a técnica que forneceu melhores SERs foi a TP2. Isto se deve ao fato de a TP2 objetivar reduzir o número de subportadoras ativas em cada relay apenas o suficiente para que os efeitos da não linearidade do PA sejam desprezíveis, provocando dessa forma uma menor perda na capacidade total do sistema. Como pode ser observado, a TP2 obteve resultados muito próximos do caso em que um PA linear é utilizado. Apesar de a TP1 tender a equilibrar as potências entre todos os relays, uma queda na capacidade total do sistema é experimentada, ocasionando, dessa forma, um aumento na SER. Entretanto, se comparada ao caso em que a TC é utilizada com PA não linear, a TP1 consegue ganhos na SER para altas SNRs.

A Figura 5 mostra o comportamento da SER nos métodos propostos para um menor valor de amplitude de saturação dos PAs ( $A_{sat} = 1$  V). Como pode ser observado, a TP2 continua fornecendo as melhores SERs, entretanto, como neste caso a quantidade de distorção não linear gerada pelo PA será maior, a TP2 tende a se distanciar do caso em que o PA linear é utilizado com a Técnica Convencional. Já a TP1 tende a fornecer SERs próximas as da TP2. Novamente, em ambas as técnicas melhorias significativas são fornecidas em comparação com a Técnica Convencional.

Vale mencionar que em todas as técnicas aqui discutidas a probabilidade de *outage* não é afetada, já que as duas técnicas propostas não permitem que se diminua a capacidade do sistema para um valor abaixo de  $C_{th}$ .

## V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram propostas duas novas técnicas de seleção de relay em sistemas OFDM cooperativos. As técnicas aqui propostas objetivam reduzir os efeitos dos PAs não lineares sem alterar a probabilidade de *outage* do sistema.

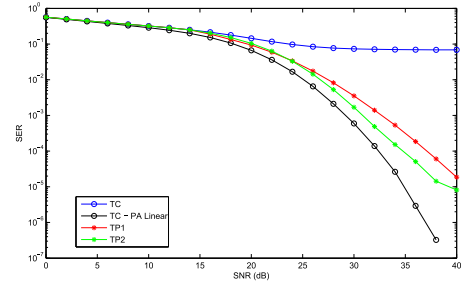


Fig. 5. Comparação entre as SERs da Técnica Convencional, Técnica Proposta 1 e Técnica Proposta 2 com o caso linear para  $A_{sat} = 1$ .

Em ambas as técnicas foram obtidas melhorias significativas na SER, em comparação com a TC. Particularmente, a TP2 se mostrou a mais eficiente, já que com esta técnica foi possível se obter SERs muito próximas do caso linear, sem mudança na probabilidade de *outage*. Além disso, a TP2 oferece complexidade computacional menor ou igual a TP1.

Em trabalhos futuros, pretende-se realizar uma análise teórica do impacto da TP2 na SER e comparar os métodos aqui propostos com técnicas convencionais de redução de PAPR. Além disso, pretende-se adaptar as ideias das técnicas propostas para outros métodos de seleção de relay.

## REFERÊNCIAS

- [1] C. Alexandre R. Fernandes, "Outage performance of cooperative amplify-and-forward OFDM systems with nonlinear power amplifiers," *2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Cesme, 2012, pp. 459-463.
- [2] Y. Rahmatallah and S. Mohan, "Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1567-1592, Fourth Quarter 2013.
- [3] M. I. Abdullah, M. Z. Mahmud, M. S. Hossain, and M. N. Islam, *Comparative study of PAPR Reduction techniques in OFDM*, vol. 1, ARPN Journal of systems and software, November 2011.
- [4] M. Torabi, D. Haccoun and J. F. Frigon, "Relay Selection in AF Cooperative Systems: An Overview," in *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 104-113, Dec. 2012.
- [5] S. Sudheer, J. D. Lal, and S. V. Charhate, "A Review on Relay Selection Techniques in Cooperative Communication," in *International Journal of Digital Application & Contemporary Research*, vol. 4, Apr. 2016.
- [6] S. Abdulhadi, M. Jaseemuddin e A. Anpalagan, "A Survey of Distributed Relay Selection Schemes in Cooperative Wireless Ad hoc Networks," in *International Journal Wireless Personal Communications*, vol. 63, no. 4, pp. 917-935, Apr. 2012.
- [7] Y. Ding and M. Uysal, "Amplify-and-forward cooperative OFDM with multiple-relays: performance analysis and relay selection methods," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 10, pp. 4963-4968, October 2009.
- [8] Y. Li, W. Wang and F. C. Zheng, "Combined bulk and per-tone relay selection in cooperative OFDM systems," *2012 1st IEEE International Conference on Communications in China (ICCC)*, Beijing, 2012, pp. 487-491.
- [9] S. Dang, J. P. Coon and G. Chen, "An Equivalence Principle for OFDM-Based Combined Bulk/Per-Subcarrier Relay Selection Over Equally Spatially Correlated Channels," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 1, pp. 122-133, Jan. 2017.
- [10] F. R. A. Parente e C. A. R. Fernandes, "Seleção de Relay e Redução de PAPR em Sistemas Cooperativos OFDM", XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrt'16, Santarém, PA, 2016.
- [11] S. L. Silva and C. A. R. Fernandes, "Outage analysis of AF OFDM relaying systems with power amplifier nonlinearity," *2014 International Telecommunications Symposium (ITS)*, Sao Paulo, 2014, pp. 1-5.
- [12] K. J. R. Liu, A. K. Sadek, W. Su e A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*. Nova York: Cambridge University Press, 1.ed., 2009.
- [13] 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.