



Universidade Federal de Juiz de Fora
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica
Habitação em Sistemas Eletrônicos

Lucas Giroto de Oliveira

ALOCAÇÃO DE RECURSOS EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO
BASEADOS EM OFDM

Monografia de Conclusão de Curso

Juiz de Fora
2017

Lucas Giroto de Oliveira

Alocação de Recursos em Sistemas de Comunicação Baseados em OFDM

Monografia apresentada a Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, Habilitação Sistemas Eletrônicos, como requisito para aprovação na disciplina CEL046 - Trabalho Final de Curso.

Orientador: Prof. Moisés Vidal Ribeiro, Dr. Eng.

Coorientador: Guilherme Ribeiro Colen, Dr. Eng.

Juiz de Fora

2017

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Giroto de Oliveira, Lucas.

Alocação de Recursos em Sistemas de Comunicação Baseados em OFDM / Lucas Giroto de Oliveira. -- 2017.

45 p.

Orientador: Moisés Vidal Ribeiro

Coorientador: Guilherme Ribeiro Colen

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2017.

1. Alocação de recursos. 2. Bit loading. 3. Multiplexação ortogonal por divisão de frequência. 4. Comunicação via rede elétrica. I. Vidal Ribeiro, Moisés, orient. II. Ribeiro Colen, Guilherme, coorient. III. Título.

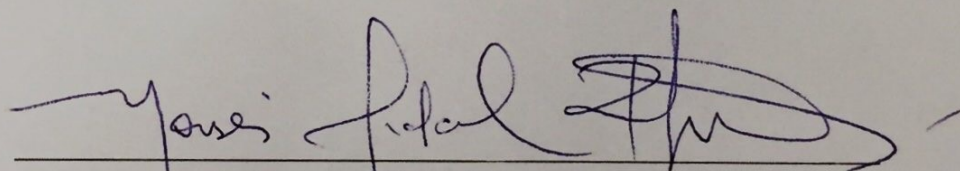
Lucas Giroto de Oliveira

Alocação de Recursos em Sistemas de Comunicação Baseados em OFDM

Monografia apresentada a Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, Habilitação Sistemas Eletrônicos, como requisito para aprovação na disciplina CEL046 - Trabalho Final de Curso.

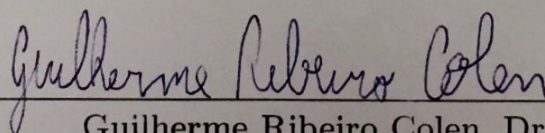
Aprovada em 29 de Junho de 2017.

BANCA EXAMINADORA:



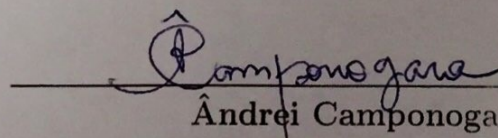
Prof. Moisés Vidal Ribeiro, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



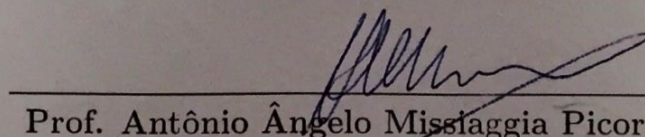
Guilherme Ribeiro Colen, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Andrei Camponogara, Ms. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Antônio Ângelo Missiaggia Picorone, Dr. Eng.

Centro de Ensino Superior de Juiz de Fora, CES-JF

À minha família e amigos.

Aos meus orientadores.

Aos colegas do LCOM.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, sem a permissão do qual nada seria possível.

Em segundo lugar, agradeço à minha família, especialmente a meus pais, Nilseia Giroto Teixeira e Carlos Humberto de Oliveira, e à minha irmã, Carolina Giroto de Oliveira, cujos apoio e presença foram e continuam sendo fundamentais, e à minha companheira Ingrid Costa de Souza, por sua compreensão e apoio nos momentos difíceis da reta final de minha graduação.

Expresso também minha gratidão a meus amigos, por estarem ao meu lado não somente nos bons momentos, mas por também me apoiarem nos momentos mais difíceis dessa jornada. Em especial, agradeço ao Gustavo da Silva Ghedim, amigo sempre esteve presente nos momentos importantes, e ao Mateus de Lima Filomeno, amigo e companheiro de estudos desde o início de minha formação profissional no antigo Colégio Técnico Universitário da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Agradeço também a meus orientadores, cujos suporte e direcionamento contribuíram fortemente para não somente a escrita deste trabalho, mas também para minha formação profissional e pessoal. Agradeço ao Prof. Moisés Vidal Ribeiro, por me acolher em seu grupo de pesquisa e me incentivar a sempre trabalhar com excelência. Agradeço também ao Guilherme Ribeiro Colen, pelo companheirismo e por seus ensinamentos. Sou grato também ao Prof. Adrianus Johannes Han Vinck, por me incentivar e contribuir com minha formação, me acolhendo em seu grupo de pesquisa durante meu período de intercâmbio na Universität Duisburg-Essen, na Alemanha.

Sou também grato à banca examinadora, por aceitar avaliar o presente trabalho e contribuir com valiosas sugestões e comentários.

Por fim, gostaria de agradecer a todos professores, funcionários e colegas da Universidade Federal de Juiz de Fora, especialmente aos colegas do Laboratório de Comunicações, por contribuírem significativamente com minha formação acadêmica e profissional.

“Ou escreva algo que valha a pena ler, ou
faça algo que valha a pena escrever.”

Benjamin Franklin

RESUMO

Este trabalho tem o intuito de reunir informações dispersas na literatura, oferecendo uma abordagem formal e completa sobre o problema de alocação de recursos em sistemas de comunicação digital que transmitem dados em banda base e são baseados no esquema denominado multiplexação ortogonal por divisão de frequência. Tais recursos, que no presente contexto são bits e potência de transmissão, são alocados às subportadoras com base nas características do canal de comunicação e do ruído aditivo que afeta a transmissão de dados. Nesse sentido, é feita uma discussão sobre uma metodologia para a solução de um problema de alocação de recursos baseado no critério de taxa adaptativa, cobrindo a análise das condições do sistema de comunicação, a satisfação das restrições de potência de transmissão e taxa de erro de símbolo e a aplicação da alocação obtida à modulação dos dados a serem transmitidos. Com base em um ambiente constituído por um canal de comunicação via rede elétrica *in-home* medido e um ruído colorido modelado, é feito um estudo de caso e os resultados em termos de alocação obtida e desempenho do sistema são discutidos.

Palavras-chave: alocação de recursos, *bit loading*, multiplexação ortogonal por divisão de frequência, comunicação via rede elétrica.

ABSTRACT

This work aims to organize information that is not concisely presented in the literature, offering a formal and complete addressing on the resource allocation problem in baseband digital communication systems based on a scheme named orthogonal frequency-division multiplexing. In this work, the term *resource* refers to bits and transmission power, which are allocated to the subcarriers based on the characteristics of both the communication channel and the additive noise that impairs data transmission. In this sense, this work carries out a discussion on a methodology for solving a resource allocation problem based on the rate-adaptive criterion, covering an analysis of the communication system conditions, the satisfaction of transmission power and symbol error rate constraints and, finally, the application of the obtained allocation to the modulation of the transmitted data. Based on a scenario constituted by a measured in-home power line communication channel and a modeled colored noise, a case study is carried out and the results in terms of obtained allocation and system performance are discussed.

Keywords: resource allocation, bit loading, orthogonal frequency-division multiplexing, power line communication.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Mapeamento hermitiano simétrico.	20
Figura 2	Mapeamento de (3.2).	24
Figura 3	Algoritmo de <i>bit loading</i> com critério de taxa adaptativa.	30
Figura 4	Resposta em magnitude de \mathbf{H} (a), PSD \mathbf{S}_V do ruído aditivo (b) e nSNR $\bar{\gamma}_D$ (c) associados a \mathbf{D}_i	35
Figura 5	$\bar{\gamma}_{D,q}$ e $\gamma_{D,q}$ relativas ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$	36
Figura 6	$P_{D,q}$ relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$. ..	36
Figura 7	$b_{D,q}$ relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$	37
Figura 8	SER ξ_q relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$. 37	37
Figura 9	Valores de ξ_{\max} obtidos para os 5 casos analisados	38
Figura 10	Mapeamento hermitiano simétrico em sistemas PLC.	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Pares Γ e ξ_c analisados e resultados obtidos.	38
----------	--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN ruído branco aditivo e Gaussiano (do inglês, *additive white Gaussian noise*)

CFR resposta em frequência do canal (do inglês, *channel frequency response*)

CIR resposta ao impulso do canal (do inglês, *channel impulse response*)

DFT transformada discreta de Fourier (do inglês, *discrete Fourier transform*)

DMT modulação multitonal discreta (do inglês, *discrete multitone modulation*)

DSL linha digital de assinante (do inglês, *digital subscriber line*)

HS-OFDM OFDM hermitiano simétrico (do inglês, *Hermitian-symmetric OFDM*)

LPTV linear periodicamente variante no tempo (do inglês, *linear periodically time-varying*)

LTI linear invariante no tempo (do inglês, *linear time-invariant*)

MA adaptativo em margem (do inglês, *margin-adaptive*)

NBI interferência em banda estreita (do inglês, *narrowband interference*)

nSNR relação sinal-ruído normalizada (do inglês, *normalized signal-to-noise ratio*)

OFDM multiplexação ortogonal por divisão de frequência (do inglês, *orthogonal frequency-division multiplexing*)

PLC comunicação via rede elétrica (do inglês *power line communication*)

PSD densidade espectral de potência (do inglês, *power spectral density*)

QAM modulação de amplitude em quadratura (do inglês, *quadrature amplitude modulation*)

RA adaptativo em taxa (do inglês, *rate-adaptive*)

SCRA *Spectral Compressive Resource Allocation*

SER taxa de erro de símbolo (do inglês, *symbol error rate*)

SNR relação sinal-ruído (do inglês, *signal-to-noise ratio*)

TCRA *Temporal Compressive Resource Allocation*

WF *water filling*

ZF *zero-forcing*

SUMÁRIO

1	Introdução	15
1.1	Lista de contribuições	18
1.2	Organização do trabalho	18
2	Formulação do problema	19
3	Alocação de Recursos	23
3.1	Algoritmo de bit loading	27
3.2	Considerações sobre o gap	29
4	Estudo de Caso	34
5	Conclusões finais	39
	Referências	40
	Apêndice A – Alocação de Recursos em Sistemas PLC	43
	Apêndice B – Publicações	45

1 INTRODUÇÃO

O emprego de tecnologias de comunicação digital de dados tem crescido rapidamente nas últimas décadas devido a diversos fatores, tais como o desenvolvimento de esquemas multiportadoras [1, 2] que otimiza transmissão de dados através de canais seletivos em frequência. Dentre esses esquemas multiportadoras, destaca-se a multiplexação ortogonal por divisão de frequência (do inglês, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) (OFDM), a qual divide a banda de frequência para transmissão de dados em subcanais. Desta forma, a modulação digital nestes subcanais se dá através de subportadoras que não se sobrepõem no domínio da frequência. A grande vantagem do uso de OFDM em relação a esquemas monoportadora é sua maior resistência a condições desfavoráveis, tais como atenuações do canal em certas faixas de frequência, interferência em banda estreita (do inglês, *narrowband interference*) (NBI), interferência intersimbólica e elevada seletividade em frequência devida à propagação multipercuro.

Entre os sistemas de comunicação digital de dados cabeados, estão os que operam através de redes elétricas e de linha telefônicas. Tais sistemas são respectivamente baseados nas tecnologias de comunicação via rede elétrica (do inglês *Power Line Communication*) (PLC) e xDSL, a qual é constituída por uma família de protocolos que trabalham com linha digital de assinante (do inglês, *digital subscriber line*) (DSL). Ambos utilizam o esquema multiportadora baseado em OFDM conhecido como OFDM hermitiano simétrico (do inglês, *Hermitian-symmetric OFDM*) (HS-OFDM) ou modulação multitonal discreta (do inglês, *discrete multitone modulation*) (DMT). Em contraste com o esquema OFDM original, o símbolo OFDM transmitido no esquema HS-OFDM é mapeado de forma hermitiana simétrica, resultando em um sinal real para transmissão através de um canal de comunicação. Tal característica permite que seja feita transmissão em banda base. Em ambos os sistemas, o canal de comunicação é seletivo em frequência. Desta forma, pode-se explorar as características do esquema OFDM para otimizar o desempenho do sistema de comunicação de dados, através do uso de, entre outras técnicas, um procedimento de alocação de recursos, que define a porção de potência de

transmissão e a quantidade de bits que será alocada a cada subportadora.

A alocação de recursos em esquemas baseados em OFDM é feita a partir de uma análise das condições do meio de comunicação, o qual é caracterizado, principalmente, pela resposta em frequência do canal (do inglês, *channel frequency response*) (CFR) e densidade espectral de potência (do inglês, *power spectral density*) (PSD) do ruído. As informações de CFR e PSD do ruído são condensadas num parâmetro denominado relação sinal-ruído normalizada (do inglês, *normalized signal-to-noise ratio*) (nSNR), a partir do qual são definidos o número de bits e potência de transmissão alocados às subportadoras. Normalmente, os problemas de alocação de recursos podem ser resolvidos a partir dos seguintes critérios:

- adaptativo em margem (do inglês, *margin-adaptive*) (MA): minimiza a potência de transmissão dada uma restrição de taxa de transmissão de dados mínima [3,4];
- adaptativo em taxa (do inglês, *rate-adaptive*) (RA): maximiza a taxa de transmissão de dados dada uma restrição de potência de transmissão máxima [5,6].

Além de promover uma otimização em termos de potência de transmissão ou taxa de transmissão de dados, a solução do problema de alocação de recursos pode visar garantir confiabilidade da comunicação, o que pode ser feito através da garantia de um valor máximo de taxa de erro de símbolo (do inglês, *symbol error rate*) (SER). Neste contexto, diversos trabalhos na literatura trazem discussões sobre alocação de recursos em sistemas de comunicação digital de dados baseados em OFDM [2, 5, 7–21]. Dentre os trabalhos citados, vale a pena destacar [6], que propõe soluções para o problema de alocação de recursos em um ambiente constituído por um canal PLC com comportamento linear periodicamente variante no tempo (do inglês, *linear periodically time-varying*) (LPTV) e ruído aditivo. Uma dessas soluções, que é a combinação das técnicas *Spectral Compressive Resource Allocation* (SCRA) e *Temporal Compressive Resource Allocation* (TCRA), é sensível às características espectrais e temporais do canal de comunicação e pode fornecer alocações ótimas ou subótimas. Os resultados desse trabalho ilustram a importância da alocação de recursos em sistemas baseados em OFDM que operam em ambientes severos, tais como redes de energia elétrica de alta, média e baixa tensões.

A solução do problema de alocação de recursos é alcançada por um algoritmo, denominado algoritmo de *bit loading*. Este recebe como entrada, entre outros parâmetros, a nSNR e o *gap* da curva capacidade de Shannon, que pode ser usado para

impor um limite superior de SER. Em outras palavras, tal algoritmo é responsável por alocar bits e potência de transmissão às subportadoras de maneira ótima, satisfazendo as restrições MA ou RA. Entre os algoritmos de *bit loading* mais utilizados na literatura, estão o algoritmo de Water Filling [22–25], o algoritmo de Chow [26, 27] e o algoritmo de Levin-Campello [28–32]. O algoritmo de Water Filling oferece uma alocação ótima em termos de número não quantizado de bits, ao passo que os algoritmos de Chow e de Levin-Campello oferecem alocações em termos de número quantizado de bits. Dentre os dois últimos algoritmos citados, o primeiro fornece resultados subótimos que são uma aproximação do algoritmo de Water Filling, enquanto o segundo é baseado no conceito de “algoritmo guloso” e, portanto, fornece uma solução ótima para um problema de alocação discreta de bits.

Com o intuito de reduzir a complexidade computacional associada à alocação de recursos, diversos trabalhos na literatura apresentam algoritmos eficientes e técnicas de alocação de recursos que comprimem as informações temporais ou espectrais que são fornecidas ao algoritmo de *bit loading*, como em [6–8, 10, 12, 13, 17, 33]. Para a implementação de tais técnicas e consequente melhora do desempenho do sistema de comunicação digital de dados, é de grande importância a solução correta do problema de alocação de recursos. No entanto, não se encontra na literatura um único trabalho que reúna os conceitos básicos de alocação de recursos, oferecendo uma abordagem objetiva.

Na realidade, diversos trabalhos tratam apenas de pontos específicos do problema de alocação de recursos. Como exemplo tem-se [6, 9, 10, 33], que embora tratem de procedimentos para otimização da alocação de recursos e forneçam resultados em termos de taxa de transmissão, taxa de erro, entre outros, não discutem a aplicação da alocação encontrada (bits e potência ou energia a serem aplicados a cada subportadora) à modulação dos dados a serem transmitidos. Essa discussão é importante, visto que alguns trabalhos possuem erros conceituais, tais como o uso indevido das definições de potência e energia [5, 9, 11, 13], o que pode resultar na aplicação incorreta da alocação encontrada e desempenho diferente do previsto. Nesse sentido, o presente trabalho tem como objetivo trazer uma abordagem completa e simplificada desse problema que atente às suas nuances, tratando os aspectos de qualidade de serviço (restrição de SER) e maximização da taxa de transmissão de dados, resolvendo um problema RA para um dado sistema de comunicação digital de dados de forma a consolidar e ilustrar a discussão realizada ao longo do trabalho.

1.1 LISTA DE CONTRIBUIÇÕES

Com o intuito de descrever o problema de alocação de recursos e suas particularidades, o presente trabalho traz as seguintes contribuições:

- Contextualização do problema de alocação de recursos para um sistema HS-OFDM, incluindo uma simplificação para sistemas PLC no Apêndice A, com definição de parâmetros e reforço de conceitos necessários para sua solução;
- Metodologia simplificada para solução do problema de alocação de recursos, ilustrada por um estudo de caso em um ambiente PLC.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é organizado da seguinte maneira:

- Capítulo 2: contextualiza o problema de alocação de recursos, descrevendo o sistema de comunicação digital de dados em questão;
- Capítulo 3: descreve detalhadamente o problema de alocação de recursos, trazendo toda sua formulação matemática e abordando-o em diferentes aspectos;
- Capítulo 4: apresenta um estudo de caso, no qual o problema de alocação de recursos é resolvido para um cenário constituído por um canal PLC *in-home* linear invariante no tempo (do inglês, *linear time-invariant*) (LTI) medido e um ruído aditivo colorido estacionário no sentido amplo modelado;
- Capítulo 5: traz conclusões finais.

2 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Considere um sistema de comunicação digital de dados com base no esquema OFDM transmitindo dados digitais através de um canal de comunicação. Adotando uma duração de T_{symb} segundos para um símbolo OFDM com prefixo cíclico tal que $T_{symb} \ll T_c$, em que T_c denota o tempo de coerência do canal, pode-se considerar o canal de comunicação como sendo LTI durante o intervalo de um símbolo OFDM. Dessa forma, a resposta ao impulso do canal (do inglês, *channel impulse response*) (CIR) no tempo discreto é representada por $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L_h-1}]^T$, em que L_h é o comprimento da CIR e $(\cdot)^T$ denota o operador de transposição. A CIR é expressa, no tempo discreto, por

$$h[n] = \sum_{m=0}^{L_h-1} h_m \delta[n - m], \quad (2.1)$$

em que $\sum_{n=0}^{L_h-1} |h[n]|^2 < \infty$ e $\{h[n]\}$ é causal. Considerando que o sistema de comunicação digital de dados trabalha na banda base, utiliza-se um esquema HS-OFDM [1], também conhecido como DMT. Este esquema opera em uma banda de frequência de 0 a B Hertz com frequência de amostragem $F_s = 2B$ e número de informações complexas distintas contidas em um símbolo OFDM igual a N . Assim, o i -ésimo símbolo OFDM transmite o vetor de informação $\mathbf{C}_i = [C_{i,0}, C_{i,1}, \dots, C_{i,N-1}]^T$, em que $\mathbf{C}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. É importante destacar que cada elemento $C_{i,l}$, $0 \leq l \leq N-1$, está associado a $b_{C,l}$ bits com energia média da constelação $\mathcal{E}_{C,l} = \mathbb{E}\{|C_l|^2\}$, em que C_l é uma variável aleatória que modela $C_{i,l}$ e $\mathbb{E}\{\cdot\}$ é o operador esperança.

Nesse esquema, o vetor \mathbf{C}_i é mapeado, transformando-se no i -ésimo símbolo OFDM, expresso no domínio da frequência por $\mathbf{X}_i = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,2N-1}]^T$, sendo $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$. Note que, diferentemente do esquema OFDM, o comprimento do símbolo no sistema HS-OFDM é $2N$, devido à transmissão em banda base. Tal mapeamento, denominado hermitiano simétrico, é realizado de forma que o k -ésimo elemento de \mathbf{X}_i

seja dado por

$$X_{i,k} = \begin{cases} \Re\{C_{i,N-1}\}, & k = 0 \\ C_{i,k-1}, & k = 1, \dots, N-1 \\ \Im\{C_{i,N-1}\}, & k = N \\ C_{i,2N-1-k}^*, & k = N+1, \dots, 2N-1 \end{cases}, \quad (2.2)$$

sendo que $\Re\{\cdot\}$ e $\Im\{\cdot\}$ denotam as partes reais e imaginárias de um número complexo, respectivamente, e $(\cdot)^*$ denota a operação de conjugação complexa.

A Figura 1 representa graficamente o mapeamento hermitiano simétrico. Nessa figura, o vetor \mathbf{C}_i é representado com destaque para seu elemento $l = N-1$. Os demais elementos deste vetor são denotados por listras diagonais. O vetor \mathbf{X}_i , gerado através do mapeamento hermitiano simétrico de \mathbf{C}_i , também é representado nesta figura. Note que os subcanais $k = 0$ e $k = N$ de \mathbf{X}_i recebem informação das partes real e imaginária de $C_{i,N-1}$, respectivamente, enquanto que os subcanais $k = 1$ a $k = N-1$ de \mathbf{X}_i recebem informação dos elementos $l = 0$ a $l = N-2$ de \mathbf{C}_i e os subcanais $k = N+1$ a $k = 2N-1$ de \mathbf{X}_i recebem o conjugado complexo dos elementos $l = N-2$ a $l = 0$ de \mathbf{C}_i .

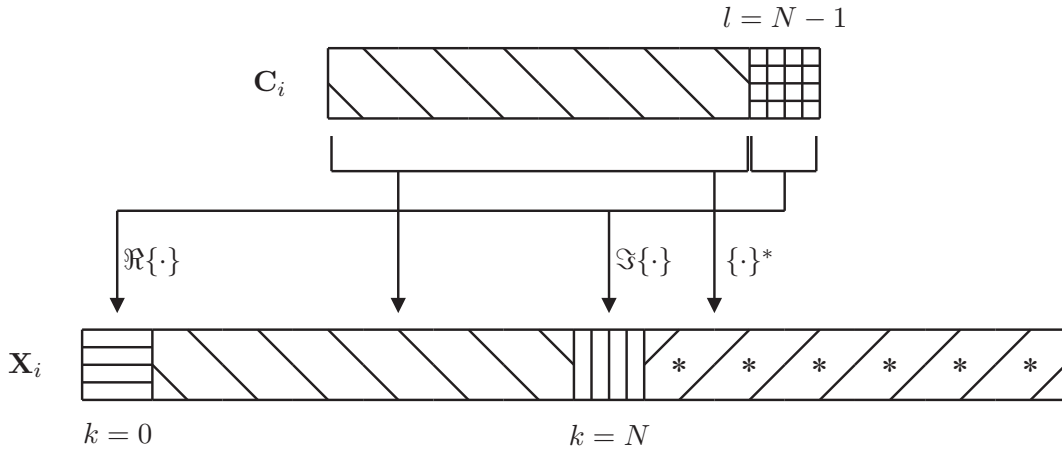


Figura 1: Mapeamento hermitiano simétrico.

Nesse contexto, a representação do i -ésimo símbolo OFDM no domínio do tempo é $\mathbf{x}_i = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}_{2N}^\dagger \mathbf{X}_i$, em que $\mathbf{x}_i \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$, $\mathbf{W}_{2N} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$ é a matriz transformada discreta de Fourier (do inglês, *discrete Fourier transform*) (DFT) de $2N$ pontos e $(\cdot)^\dagger$ denota o operador Hermitiano. Seguindo esta formulação, o sinal transmitido é a

sucessão infinita de símbolos HS-OFDM, representada no domínio do tempo por

$$x[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_i[\langle j + 2N - L_{cp} \rangle_{2N}] \delta[n - i(2N + L_{cp}) - j]. \quad (2.3)$$

em que $x[n] \in \mathbb{R} \forall n \in \mathbb{Z}$, L_{cp} é o comprimento do prefixo cíclico tal que $L_{cp} \geq L_h$, $\langle j + 2N - L_{cp} \rangle_{2N}$ representa o resto da divisão de $j + 2N - L_{cp}$ por $2N$ e $x_i[m]$ é o m -ésimo elemento de \mathbf{x}_i . Com base na característica do mapeamento hermitiano simétrico de (2.2), a potência de transmissão associada a \mathbf{x}_i é expressa por

$$P_t = \frac{1}{2N} \left(2 \sum_{l=0}^{N-2} \mathcal{E}_{C,l} + \mathcal{E}_{C,N-1} \right). \quad (2.4)$$

Em seguida, pode-se escrever $r[n] = h[n] \star x[n] + v[n]$, em que $r[n] \in \mathbb{R}$ é a n -ésima amostra do sinal recebido, $v[n] \in \mathbb{R}$ é a n -ésima amostra do ruído aditivo e \star denota o operador de convolução. Adicionalmente, assumindo sincronização perfeita e removendo o prefixo cíclico, obtém-se $y[n]$ a partir de $r[n]$ e podemos denotar o i -ésimo símbolo OFDM recebido por $\mathbf{y}_i \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$, bem como sua representação no domínio da frequência por $\mathbf{Y}_i = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}_{2N} \mathbf{y}_i$ ($\mathbf{Y}_i \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$). Por fim, uma estimativa de \mathbf{X}_i pode ser obtida através da equalização no domínio da frequência. Considerando que a equalização tem por base o critério *zero-forcing* (ZF) e assumindo estimação perfeita do canal, tem-se $\hat{\mathbf{X}}_i = \mathbf{\Lambda}_H^{-1} \mathbf{Y}_i = \mathbf{X}_i + \mathbf{\Lambda}_H^{-1} \mathbf{V}_i$, em que $\mathbf{\Lambda}_H = \mathbf{diag}\{\mathbf{H}\}$, $\mathbf{diag}\{\cdot\}$ insere um vetor na diagonal de uma matriz quadrada cujos demais elementos são nulos, $\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{2N-1}]^T = \mathbf{W}_{2N} [\mathbf{h}^T \mathbf{0}_{2N-L_h}^T]^T$, $\mathbf{0}_{2N-L_h}$ é um vetor coluna de comprimento $(2N-L_h)$ composto de zeros e $\mathbf{V}_i = [V_{i,0}, V_{i,1}, \dots, V_{i,2N-1}]^T \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ é a representação no domínio da frequência do ruído que corrompe o i -ésimo símbolo OFDM. Por fim, uma estimativa de \mathbf{C}_i , ou seja, $\hat{\mathbf{C}}_i$, é obtida realizando um mapeamento inverso ao realizado em (2.2). Nesse caso, o l -ésimo elemento de $\hat{\mathbf{C}}_i$ é dado por

$$\hat{C}_{i,l} = \begin{cases} \hat{X}_{i,l+1}, & l = 0, \dots, N-2 \\ \hat{X}_{i,0} + j\hat{X}_{i,N}, & l = N-1 \end{cases}. \quad (2.5)$$

Neste trabalho, o ruído aditivo que afeta o i -ésimo símbolo OFDM é modelado como um processo aleatório Gaussiano colorido estacionário no sentido amplo. Além disso, é considerado que as componentes do ruído são decorrelacionadas no domínio da frequência, ou seja, $\mathbb{E}\{V_k V_j^*\} = \mathbb{E}\{V_k\} \mathbb{E}\{V_j^*\}$ para $k \neq j$, $k \neq 2N - j$, $k, j = 0, 1, \dots, 2N-1$, sendo V_k uma variável aleatória Gaussiana própria com média $\mathbb{E}\{V_k\} = 0$ e variância $\sigma_k^2 = \mathbb{E}\{|V_k|^2\}$ que modela a componente $V_{i,k}$ de \mathbf{V}_i . Assumindo que a

PSD do ruído aditivo é plana dentro de cada subbanda, pode-se representá-la como o vetor $\mathbf{S}_V = [S_{V,0}, S_{V,1}, \dots, S_{V,2N-1}]^T$, em que $S_{V,k} = \sigma_k^2/(2NB_s)$ é a PSD do ruído aditivo no k -ésimo subcanal e $B_s = F_s/2N$ é a largura de banda do subcanal. Por conveniência, este vetor é reescrito como a matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_{S_V} = \mathbf{diag}\{\mathbf{S}_V\}$.

Com base nas características do canal e do ruído aditivo supracitados, é possível realizar uma alocação de recursos. Neste trabalho, o termo recursos se refere à potência máxima de transmissão $P_{t,\max} \geq P_t$ e ao número de bits $b_{C,l}$ que são alocados com base na nSNR dos subcanais. Neste contexto, o Capítulo 3 traz uma discussão completa sobre um problema de alocação de recursos com base no critério RA e sua solução.

3 ALOCAÇÃO DE RECURSOS

Como a transmissão de dados ocorre na banda base, a alocação de recursos é feita para os N elementos de \mathbf{C}_i , sendo que são feitas alocações diferentes para as partes real e imaginária de seu elemento $l = N - 1$, devido ao fato de essas serem transmitidas em subcanais distintos. Portanto, o i -ésimo vetor de informação \mathbf{C}_i é rearranjado, dando origem ao vetor utilizado para alocação de recursos \mathbf{D}_i , expresso por

$$\mathbf{D}_i = [D_{i,0}, D_{i,1}, \dots, D_{i,N}]^T, \quad (3.1)$$

em que o q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i é dado por

$$D_{i,q} = \begin{cases} \Re\{C_{i,N-1}\}, & q = 0 \\ C_{i,q-1}, & q = 1, \dots, N - 1 \\ \Im\{C_{i,N-1}\}, & q = N \end{cases} \quad (3.2)$$

A Figura 2 representa os vetores \mathbf{C}_i , com destaque para seu elemento $l = N - 1$, e \mathbf{D}_i , obtido a partir de \mathbf{C}_i através do mapeamento descrito por (3.2). Note que os elementos $q = 0$ e $q = N$ de \mathbf{D}_i recebem informação das partes real e imaginária de $C_{i,N-1}$, respectivamente, enquanto que os elementos $q = 1$ a $q = N - 1$ de \mathbf{D}_i recebem informação dos elementos $l = 0$ a $l = N - 2$ de \mathbf{C}_i .

Deste modo, a técnica de alocação de recursos operará sobre um vetor de informação contendo $N + 1$ elementos, realizando alocações diferenciadas para $D_{i,0}$ e $D_{i,N}$, que correspondem as partes reais e imaginárias da informação complexa $C_{i,N-1}$. Para esses elementos de \mathbf{D}_i , são realizadas alocações considerando um esquema de modulação digital unidimensional. Neste trabalho é considerada a modulação por amplitude de pulso (do inglês, *pulse amplitude modulation*) (PAM). Por outro lado, para os demais elementos de \mathbf{D}_i , adota-se um esquema de modulação digital bidimensional. Neste trabalho, é adotada a modulação de amplitude em quadratura (do inglês, *quadrature amplitude*

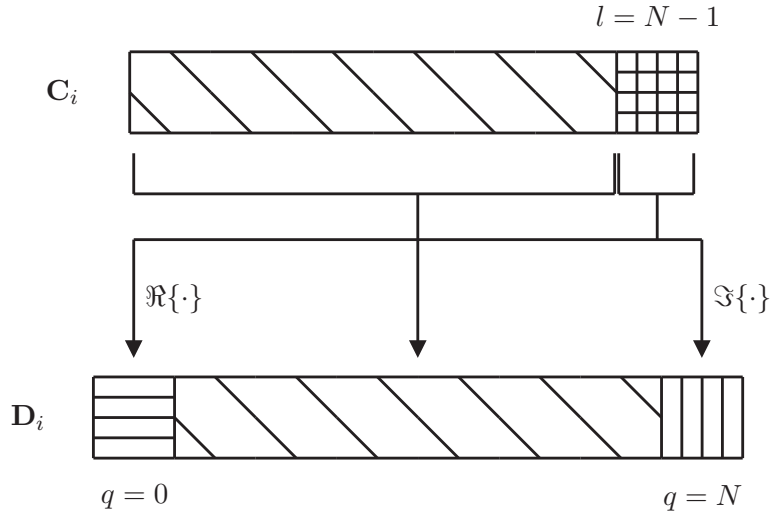


Figura 2: Mapeamento de (3.2).

modulation) (QAM).

Uma vez que a potência de transmissão associada a cada elemento de \mathbf{D}_i é definida somente após a alocação de recursos, esta não pode ter como base a relação sinal-ruído (do inglês, *signal-to-noise ratio*) (SNR). Isso ocorre porque a SNR depende da potência de transmissão associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i , denotada por $P_{D,q}$, sendo definida por

$$\gamma_{D,q} = \begin{cases} \frac{P_{D,q}|H_q|^2}{S_{V,q}B_s}, & q = 0 \\ \frac{P_{D,q}|H_q|^2}{2S_{V,q}B_s}, & q = 1, \dots, N - 1 \\ \frac{P_{D,q}|H_q|^2}{S_{V,q}B_s}, & q = N \end{cases} \quad (3.3)$$

o que resulta no vetor de SNR associado a \mathbf{D}_i , expresso por $\boldsymbol{\gamma}_D = [\gamma_{D,0}, \gamma_{D,1}, \dots, \gamma_{D,N}]^T \in \mathbb{R}^{(N+1) \times 1}$. Portanto, deve-se tomar por base a nSNR, que é a SNR obtida quando o transmissor aloca potência unitária a todos os elementos de \mathbf{D}_i . A nSNR associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i é denotada por

$$\bar{\gamma}_{D,q} = \begin{cases} \frac{|H_q|^2}{S_{V,q}B_s}, & q = 0 \\ \frac{|H_q|^2}{2S_{V,q}B_s}, & q = 1, \dots, N - 1 \\ \frac{|H_q|^2}{S_{V,q}B_s}, & q = N \end{cases} \quad (3.4)$$

sendo o vetor de nSNR expresso por $\bar{\boldsymbol{\gamma}}_D = [\bar{\gamma}_{D,0}, \bar{\gamma}_{D,1}, \dots, \bar{\gamma}_{D,N}]^T \in \mathbb{R}^{(N+1) \times 1}$. Por questão de simplificação, este vetor é representado por uma matriz diagonal de nSNR, expressa por $\mathbf{\Lambda}_{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_D} = \mathbf{diag}\{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_D\} \in \mathbb{R}^{(N+1) \times (N+1)}$. Note que, tanto em (3.3) como em (3.4), tem-se que a PSD do ruído aditivo é multiplicada por 2 para $q = 1, \dots, N -$

1. Isso ocorre de forma a compensar o efeito do mapeamento de (2.2), visto que os elementos $q = 1, \dots, N - 1$ de \mathbf{D}_i são associados aos subcanais $k = 1, \dots, N - 1$ e $k = N + 1, \dots, 2N - 1$, sendo, portanto, duplamente afetados pelo ruído aditivo.

A maximização da taxa de transmissão de dados sob restrição de potência máxima de transmissão é obtida através da solução do problema de alocação de recursos satisfazendo o critério RA, o qual aloca porção da potência de transmissão e bits para cada elemento de \mathbf{D}_i . Para simplificar este problema, assume-se que o mesmo pode ser modelado por

$$[\mathbf{\Lambda}_{b_D}, \mathbf{\Lambda}_{P_D}] = f(\mathbf{\Lambda}_{\bar{\gamma}_D}, P_{t, \max}, \Gamma), \quad (3.5)$$

em que $f(\cdot)$ é uma função que adota o critério de taxa adaptativa para realizar a alocação de recursos e retorna o número de bits e a porção da potência de transmissão alocada a cada elemento; $\mathbf{\Lambda}_{b_D} = \mathbf{diag}\{[b_{D,0}, b_{D,1}, \dots, b_{D,N}]\}$ e $\mathbf{\Lambda}_{P_D} = \mathbf{diag}\{[P_{D,0}, P_{D,1}, \dots, P_{D,N}]\}$, sendo $b_{D,q}$ o número de bits associados ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i , cuja transmissão requer potência $P_{D,q}$; $P_{t, \max}$ é a potência máxima de transmissão a ser distribuída aos $N + 1$ elementos de \mathbf{D}_i , tal que $P_{t, \max} \geq P_t = \text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_{P_D})$; Γ representa um fator de *gap* da curva de capacidade de Shannon (vide discussão na Seção 3.2) que é levado em consideração para o desenvolvimento de esquemas de modulação e codificação reais [15, 18, 34]. A taxa de transmissão de dados obtida após a solução do problema de alocação de recursos é dada por

$$R = \frac{1}{T_{\text{symb}}} \text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_{b_D}), \quad (3.6)$$

em que a duração do símbolo OFDM é expressa por $T_{\text{symb}} = (2N + L_{cp})/F_s$. Por fim, a matriz diagonal com a energia necessária para transmitir esses dados é expressa por $\mathbf{\Lambda}_{\mathcal{E}_D} = \mathbf{diag}\{[\mathcal{E}_{D,0}, \mathcal{E}_{D,1}, \dots, \mathcal{E}_{D,N}]\} = 2N\mathbf{\Lambda}_{P_D}$, em que $\mathcal{E}_{D,q} = 2NP_{D,q}$ é a energia média da constelação da modulação digital associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i .

Para que a alocação de recursos obtida em (3.5) possa ser aplicada à informação a ser transmitida, ou seja, \mathbf{C}_i , deve-se considerar o mapeamento hermitiano simétrico descrito em (2.2). Analisando tal mapeamento, nota-se que o mesmo dobra a energia e, conseqüentemente, a potência de transmissão associada aos elementos $l = 0$ a $l = N - 2$ de \mathbf{C}_i , que de acordo com (3.2) correspondem aos elementos $q = 1$ a $q = N - 1$ de \mathbf{D}_i , respectivamente. Deste modo, estes elementos de \mathbf{C}_i devem ser modulados com metade da energia de modulação obtida com a resolução do problema de alocação de recursos, ou seja, $\mathcal{E}_{C,l} = \mathbb{E}\{|C_l|^2\} = \mathcal{E}_{D,l+1}/2$ para $0 \leq l \leq N - 2$. Por outro lado, as alocações encontradas para os elementos $q = 0$ e $q = N$ de \mathbf{D}_i são diretamente aplicadas

às partes real e imaginária, respectivamente, do elemento $l = N - 1$ de \mathbf{C}_i . Assim, $\mathbb{E}\{|\Re\{C_{N-1}\}|^2\} = \mathcal{E}_{D,0}$, $\mathbb{E}\{|\Im\{C_{N-1}\}|^2\} = \mathcal{E}_{D,N}$ e, portanto, $\mathcal{E}_{C,N-1} = \mathcal{E}_{D,0} + \mathcal{E}_{D,N}$. Esta atribuição dos valores de energia encontrados pela solução do problema de alocação de recursos aos elementos de \mathbf{C}_i pode ser representada por

$$\mathcal{E}_{C,l} = \begin{cases} \mathcal{E}_{D,l+1}/2, & l = 0, \dots, N-2 \\ \mathcal{E}_{D,0} + \mathcal{E}_{D,N}, & l = N-1 \end{cases}. \quad (3.7)$$

Já o número de bits encontrados pela solução do problema de alocação de recursos pode ser diretamente aplicado à modulação dos elementos correspondentes de \mathbf{C}_i , dado que o mapeamento HS-OFDM não altera a informação transmitida. Assim, tem-se

$$b_{C,l} = \begin{cases} b_{D,l+1}, & l = 0, \dots, N-2 \\ b_{D,0} + b_{D,N}, & l = N-1 \end{cases}. \quad (3.8)$$

Deve-se atentar ao fato de que energia associada ao elemento $l = N - 1$ de \mathbf{C}_i é dividida para duas modulações unidimensionais, sendo que a parte real deste elemento é modulada com energia média da constelação igual a $\mathcal{E}_{D,0}$ e $b_{D,0}$ bits, enquanto que a parte imaginária desse elemento é modulada com energia média da constelação igual a $\mathcal{E}_{D,N}$ e $b_{D,N}$ bits.

O problema de alocação de recursos descrito por (3.5) foi formulado com base na potência de transmissão, sendo obtida a matriz $\mathbf{\Lambda}_{P_D}$, com base na qual é calculada a matriz $\mathbf{\Lambda}_{\mathcal{E}_D}$. Entretanto, este processo pode ser simplificado de forma a aplicar diretamente o resultado do problema de alocação de recursos ao esquema de modulação adotado. Para isso, deve-se alocar energia ao invés de potência de transmissão, como discutido em [34]. Para tal tipo de problema de alocação de recursos, a nSNR deve também ser escrita em termos de energia, ou seja,

$$\bar{\gamma}_{\mathcal{E}_D,q} = \begin{cases} \frac{|H_q|^2}{(S_{V,q}B_s)2N} = \frac{|H_q|^2}{\sigma_q^2}, & q = 0 \\ \frac{|H_q|^2}{(2S_{V,q}B_s)2N} = \frac{|H_q|^2}{2\sigma_q^2}, & q = 1, \dots, N-1 \\ \frac{|H_q|^2}{(S_{V,q}B_s)2N} = \frac{|H_q|^2}{\sigma_q^2}, & q = N \end{cases}. \quad (3.9)$$

Assim, o problema de alocação de recursos é expresso por

$$[\mathbf{\Lambda}_{b_D}, \mathbf{\Lambda}_{\mathcal{E}_D}] = f(\mathbf{\Lambda}_{\bar{\gamma}_{\mathcal{E}_D}}, \mathcal{E}_{t,\max}, \Gamma), \quad (3.10)$$

em que $\mathbf{\Lambda}_{\bar{\gamma}_{\mathcal{E}_D}} = \mathbf{diag}\{\bar{\gamma}_{\mathcal{E}_{D,0}}, \bar{\gamma}_{\mathcal{E}_{D,1}}, \dots, \bar{\gamma}_{\mathcal{E}_{D,N}}\}$; $\mathcal{E}_{t,\max} = 2NP_{t,\max}$ é a energia máxima a ser distribuída aos $N + 1$ elementos de \mathbf{D}_i , tal que $\mathcal{E}_{t,\max} \geq \mathcal{E}_t = \text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_{\mathcal{E}_D})$, sendo $\mathcal{E}_t = 2NP_t$ a energia total de um símbolo OFDM. Note que o problema de alocação de recursos descrito em (3.10) é equivalente àquele descrito em (3.5), sendo a relação entre $\mathbf{\Lambda}_{\mathcal{E}_D}$, $\mathbf{\Lambda}_{\bar{\gamma}_{\mathcal{E}_D}}$ e $\mathcal{E}_{t,\max}$ e seus equivalentes em termos de potência conforme anteriormente descritas. Por outro lado, $\mathbf{\Lambda}_{b_D}$ e Γ são idênticos aos de (3.5). Essas considerações somadas ao fato de que a aplicação da alocação obtida se dá da mesma forma, ou seja, através de (3.7) e (3.8), resultam na obtenção da mesma taxa de transmissão de dados do problema de alocação de recursos anteriormente descrito.

Com foco em aplicações práticas, será adotada neste trabalho a metodologia baseada em potência de transmissão, devendo ser resolvido o problema de alocação de recursos de (3.5). É importante ressaltar que, devido ao comportamento variante do canal, a alocação encontrada é válida durante o tempo de coerência T_c , devendo ser realizada novamente após esse intervalo de tempo. A solução do problema de alocação de recursos requer uma análise minuciosa de particularidades da função $f(\cdot)$ e de seus parâmetros de entrada, o que será feito nas Seções 3.1 e 3.2.

3.1 ALGORITMO DE BIT LOADING

O procedimento realizado pela função $f(\cdot)$ de alocação de recursos pode ser descrito na forma de um algoritmo, que é denominado algoritmo de *bit loading*. Neste trabalho, o algoritmo de *bit loading* adotado tem por base o critério RA. Assim, sua execução consiste na alocação ótima de bits e potência de transmissão relativos aos elementos do vetor \mathbf{D}_i , sob restrição de potência máxima de transmissão $P_{t,\max}$, de forma que o número de bits alocados seja maximizado. Com base nessas considerações e sabendo que $\mathbf{\Lambda}_{b_D}$ depende de $\mathbf{\Lambda}_{P_D}$, este problema de otimização pode ser escrito como

$$\begin{aligned}
 R &= \max_{\mathbf{\Lambda}_{P_D}} \left\{ \frac{\text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_{b_D})}{T_{\text{symb}}} \right\} \\
 &\text{sujeito a} \\
 &\text{Tr}(\mathbf{\Lambda}_{P_D}) \leq P_{t,\max} \\
 &P_{D,q} \geq 0
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

A solução de problemas de alocação de recursos com base nesse critério pode ser feita por diversos algoritmos, tendo alguns deles sido apresentados no Capítulo 1. Entre eles, o algoritmo *water filling* (WF) fornece uma vazão ótima para a transmissão de

$\Lambda_{b_D} \in \mathbb{R}_+^{(N+1) \times (N+1)}$ bits. Embora esta seja a solução ótima, o número de bits alocado a cada subportadora não é quantizado e, portanto, sua transmissão poderá requerer o uso de esquemas complexos de codificação. Outra solução apresentada é baseada no algoritmo guloso, que alcança uma taxa ótima em termos de número quantizado de bits, podendo este ser inteiro, ou seja, $\Lambda_{b_D} \in \mathbb{Z}_+^{(N+1) \times (N+1)}$. Deste modo, a aplicação de um algoritmo guloso torna factível a solução de problemas de alocação de recursos em sistemas reais. Neste trabalho, adota-se um algoritmo guloso de *bit loading* com critério de taxa adaptativa de *Levin-Campello*, o qual é descrito como segue.

Considere que os elementos $q = 0$ e $q = N$ do vetor \mathbf{D}_i sejam associados a símbolos pertencentes a uma constelação PAM, enquanto que os elementos $q = 1, 2, \dots, N - 1$ sejam associados a símbolos pertencentes a uma constelação QAM. Em ambos os casos, o tamanho da constelação é igual a $M_q = 2^{b_{D,q}}$. Deste modo, o número ótimo de bits associado à potência de transmissão $P_{D,q}$ e, portanto, à energia $\mathcal{E}_{D,q}$, é expresso por [34]

$$b_{D,q} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_{D,q} \bar{\gamma}_{D,q}}{\Gamma} \right), & q = 0 \\ \log_2 \left(1 + \frac{P_{D,q} \bar{\gamma}_{D,q}}{\Gamma} \right), & q = 1, \dots, N - 1 \\ \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_{D,q} \bar{\gamma}_{D,q}}{\Gamma} \right), & q = N \end{cases} \quad (3.12)$$

Isolando o termo de potência de transmissão $P_{D,q}$, tem-se que esta é expressa por

$$P_{D,q} = \begin{cases} \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} (2^{2b_{D,q}} - 1), & q = 0 \\ \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} (2^{b_{D,q}} - 1), & q = 1, \dots, N - 1 \\ \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} (2^{2b_{D,q}} - 1), & q = N \end{cases} \quad (3.13)$$

Note que $P_{D,q}$ é uma função de $b_{D,q}$. Assim, esta relação pode ser explicitada ao definir $P_{D,q} = P(b_{D,q})$, em que $P(\cdot)$ é uma função que calcula a potência de transmissão necessária para a transmissão de determinada quantidade de bits. Deste modo, caso β bits sejam adicionados, uma quantidade adicional de potência será requerida. Essa potência complementar é denominada *potência de transmissão incremental* e é definida por

$$p(b_{D,q}, \beta) \triangleq P(b_{D,q} + \beta) - P(b_{D,q}), \quad (3.14)$$

em que $p(\cdot)$ é uma função que calcula a potência incremental e $\beta \in \mathbb{R}$ é o número adicional de bits a serem transmitidos. Com base em (3.13), (3.14) pode ser reescrita como

$$p(b_{D,q},\beta) = \begin{cases} \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} 2^{2b_{D,q}} (2^{2\beta} - 1), & q = 0 \\ \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} 2^{b_{D,q}} (2^\beta - 1), & q = 1, \dots, N-1 \\ \frac{\Gamma}{\bar{\gamma}_{D,q}} 2^{2b_{D,q}} (2^{2\beta} - 1), & q = N \end{cases} \quad (3.15)$$

Para a implementação do algoritmo guloso, define-se o vetor de potência incremental $\mathbf{P}_{inc} = [P_{inc,0}, P_{inc,1}, \dots, P_{inc,N}]^T$, em que $P_{inc,q} = p(b_{D,q},\beta)$.

Com base nessa formulação, o algoritmo guloso adotado começa sua execução com a inicialização do número de bits associado ao q -ésimo elemento \mathbf{D}_i e, portanto, sua potência de transmissão requerida como zero, ou seja, $b_{D,q} = 0$ e $P_{D,q} = 0$ para $q = 0, 1, \dots, N$. Em seguida, o vetor \mathbf{P}_{inc} é analisado e β bits são adicionados a $b_{D,q}$, tal que $q = \arg \min_{1 \leq i \leq N} [P_{inc,i}]$. Em seguida, a potência incremental é recalculada para este elemento de \mathbf{D}_i e o vetor \mathbf{P}_{inc} é atualizado. Este procedimento continua até que a mínima potência de transmissão incremental seja maior que a potência restante a ser distribuída aos elementos de \mathbf{D}_i . Quando isso acontece, o algoritmo guloso interrompe sua execução e o número ótimo de bits $b_{D,q}$, bem como a potência de transmissão $P_{D,q}$ são obtidos. O procedimento realizado por este algoritmo, ou seja, a implementação da função $f(\cdot)$ e, portanto, a solução do problema de otimização de (3.11), é ilustrado na Figura 3.

3.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE O GAP

De acordo com (3.12), o *gap* Γ da curva de capacidade de Shannon, juntamente com a nSNR associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i , determina quantos bits serão transmitidos. Dada a importância desse parâmetro, esta seção discute os efeitos de Γ no desempenho em termos de SER do sistema de comunicação digital de dados baseado em OFDM. Uma forma de adicionar uma restrição de SER ao problema de alocação de recursos é escolher um valor apropriado de Γ , conforme descrito a seguir.

Primeiramente, considere que o sistema baseado em OFDM em questão seja não codificado e opere transmitindo dados através de um canal corrompido por um ruído aditivo Gaussiano colorido. Além disso, considere que a largura de banda de cada

entrada:

$\mathbf{\Lambda}_{\bar{\gamma}_D} \in \mathbb{R}_+^{(N+1) \times (N+1)}$ é a matriz nSNR para alocação de recursos

$P_{t,\max}$ é a potência total de transmissão a ser distribuída

Γ é o gap da curva de capacidade de Shannon

saída :

$\mathbf{\Lambda}_{b_D} = \mathbf{diag}\{[b_{D,0}, b_{D,1}, \dots, b_{D,N}]\}$ é uma matriz diagonal contendo o número de bits alocado a cada elemento de \mathbf{D}_i

$\mathbf{\Lambda}_{P_D} = \mathbf{diag}\{[P_{D,0}, P_{D,1}, \dots, P_{D,N}]\}$ é uma matriz diagonal contendo a potência alocada a cada elemento de \mathbf{D}_i

início

para $q = 0$ **a** N **faça**

$b_{D,q} = 0;$

$P_{D,q} = 0;$

$P_{inc,q} = p(0, \beta);$

fim

$P_t = 0;$

enquanto $P_{t,\max} - P_t \geq \min_{1 \leq i \leq N} [P_{inc,i}]$ **faça**

$q = \arg \min_{1 \leq i \leq N} [P_{inc,i}];$

$b_{D,q} = b_{D,q} + \beta;$

$P_{D,q} = P_{D,q} + P_{inc,q};$

$P_t = P_t + P_{inc,q};$

$P_{inc,q} = p(b_{D,q}, \beta);$

fim

fim

Figura 3: Algoritmo de *bit loading* com critério de taxa adaptativa.

subcanal seja suficientemente pequena, de forma que seja válido assumir que cada subcanal seja corrompido por um ruído branco aditivo e Gaussiano (do inglês, *additive white Gaussian noise*) (AWGN). Assim, ainda considerando que os elementos $q = 0$ e $q = N$ de \mathbf{D}_i são associados a constelações PAM, enquanto que os elementos $q = 1, 2, \dots, N-1$ são associados a constelações QAM, a SER associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i é expressa por [34]

$$\xi_q = \begin{cases} 2(1 - 1/M_q) Q(d_q/2\sigma_q), & q = 0 \\ 4\left(1 - 1/\sqrt{M_q}\right) Q(d_q/2\sigma_q) \\ \quad - 4\left(1 - 1/\sqrt{M_q}\right)^2 Q^2(d_q/2\sigma_q), & q = 1, \dots, N-1 \\ 2(1 - 1/M_q) Q(d_q/2\sigma_q), & q = N \end{cases}, \quad (3.16)$$

em que

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy, \quad (3.17)$$

$M_q = 2^{b_{D,q}}$ é o tamanho da constelação associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i e d_q é a distância mínima entre pontos vizinhos da constelação, dada por

$$d_q = \begin{cases} \sqrt{\frac{12\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{2^{2b_{D,q}-1}}}, & q = 0 \\ \sqrt{\frac{6\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{2^{b_{D,q}-1}}}, & q = 1, \dots, N-1 \\ \sqrt{\frac{12\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{2^{2b_{D,q}-1}}}, & q = N \end{cases}. \quad (3.18)$$

Com base em (3.16), pode-se definir um limite superior para a SER associada ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i como

$$\xi_q < \begin{cases} 2Q\left(\frac{d_q}{2\sigma_q}\right), & q = 0 \\ 4Q\left(\frac{d_q}{2\sigma_q}\right), & q = 1, \dots, N-1 \\ 2Q\left(\frac{d_q}{2\sigma_q}\right), & q = N \end{cases}. \quad (3.19)$$

Note que, quanto mais alto o valor de M_q , mais o valor da SER exata ξ_q se aproxima

desse limite superior. Substituindo (3.18) em (3.19), tem-se

$$\xi_q < \begin{cases} 2Q \left(\sqrt{\frac{3}{2^{b_{D,q-1}}} \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{\sigma_q^2}} \right), & q = 0 \\ 4Q \left(\sqrt{\frac{3}{2^{b_{D,q-1}}} \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{2\sigma_q^2}} \right), & q = 1, \dots, N-1 \\ 2Q \left(\sqrt{\frac{3}{2^{b_{D,q-1}}} \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{\sigma_q^2}} \right), & q = N \end{cases} \quad (3.20)$$

Sabe-se que $\gamma_{D,q} = P_{D,q} \bar{\gamma}_{D,q} = \mathcal{E}_{D,q} \bar{\gamma}_{\mathcal{E}_{D,q}}$, visto que a SNR não se difere em termos de potência ou energia. Assim, tem-se que, de acordo com (3.9), a SNR pode ser escrita tanto como em (3.3), quanto na forma

$$\gamma_{D,q} = \begin{cases} \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{\sigma_q^2}, & q = 0 \\ \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{2\sigma_q^2}, & q = 1, \dots, N-1 \\ \frac{\mathcal{E}_{D,q}|H_q|^2}{\sigma_q^2}, & q = N \end{cases} \quad (3.21)$$

Deste modo, com base em (3.21), o limite superior para a SER de (3.20) pode ser reescrito como

$$\xi_q < \begin{cases} 2Q \left(\sqrt{\frac{3\gamma_{D,q}}{2^{2b_{D,q-1}}}} \right), & q = 0 \\ 4Q \left(\sqrt{\frac{3\gamma_{D,q}}{2^{b_{D,q-1}}}} \right), & q = 1, \dots, N-1 \\ 2Q \left(\sqrt{\frac{3\gamma_{D,q}}{2^{2b_{D,q-1}}}} \right), & q = N \end{cases} \quad (3.22)$$

Rearranjando a expressão do número de bits descrita em (3.12), tem-se que

$$\Gamma = \begin{cases} \frac{\gamma_{D,q}}{2^{2b_{D,q-1}}}, & q = 0 \\ \frac{\gamma_{D,q}}{2^{b_{D,q-1}}}, & q = 1, \dots, N-1 \\ \frac{\gamma_{D,q}}{2^{2b_{D,q-1}}}, & q = N \end{cases} \quad (3.23)$$

em que Γ é o gap da curva de capacidade de Shannon associado ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i e $\gamma_{D,q} = P_{D,q} \bar{\gamma}_{D,q}$. Finalmente, com base em (3.23), pode-se reescrever o limite

superior da SER de (3.22) como

$$\xi_q < \begin{cases} 2Q(\sqrt{3\Gamma}), & q = 0 \\ 4Q(\sqrt{3\Gamma}), & q = 1, \dots, N - 1 \\ 2Q(\sqrt{3\Gamma}), & q = N \end{cases} \quad (3.24)$$

Para uma abordagem mais conservadora, assume-se que o limite superior da SER é dado pelo pior caso de (3.24), ou seja,

$$\xi_q < 4Q(\sqrt{3\Gamma}), \quad (3.25)$$

para $q = 0, \dots, N$. Note que este limite pode ser usado para todos os subcanais e depende apenas de Γ , podendo ser usado para inserir uma restrição de SER para o problema de alocação de recursos. Em outras palavras, considerando que se deseje uma SER máxima menor que ξ_c , Γ deve ser escolhido tal que $\xi_c = 4Q(\sqrt{3\Gamma})$.

No entanto, uma abordagem mais exata deve considerar os efeitos de códigos corretores de erros e de uma margem, a qual leva em conta perdas em sistemas reais causadas por diferentes fontes, tais como equalização e quantização, no desempenho em termos de SER do esquema OFDM. Considerando tais efeitos, uma dada restrição de SER ξ_c , que seria satisfeita adotando $\Gamma = \Gamma_{uncod}$, somente será satisfeita se

$$\Gamma = \Gamma_{uncod} - \Gamma_{cod} + \Gamma_{mar}, \quad (3.26)$$

em que Γ_{uncod} é o *gap* da curva de capacidade de Shannon para um esquema OFDM não codificado, desconsiderando a margem; Γ_{cod} e Γ_{mar} são parâmetros fixos, que denotam o ganho de codificação e a margem, respectivamente.

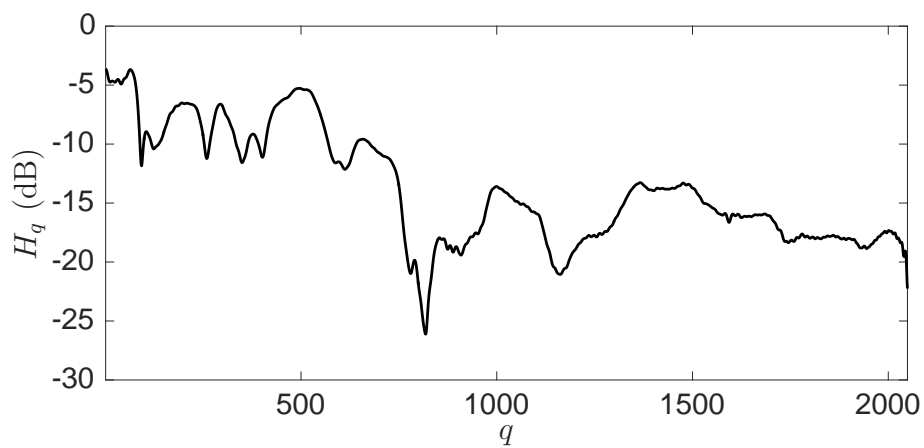
4 ESTUDO DE CASO

Nesta seção, é feito um estudo de caso considerando a resposta em frequência de um canal PLC *in-home* medido e um ruído aditivo colorido, cuja PSD possui decaimento exponencial. Os resultados obtidos consideram um sistema de comunicação digital sem codificação operando na banda de frequência entre 0 e 100 MHz, ou seja, $B = 100$ MHz, com duração do símbolo OFDM de $T_{\text{symb}} = 23,04 \mu\text{s}$. Deste modo, adota-se uma frequência de amostragem $F_s = 200$ MHz, um comprimento do símbolo OFDM de $2N = 4096$ e um comprimento de prefixo cíclico de $L_{cp} = 512$.

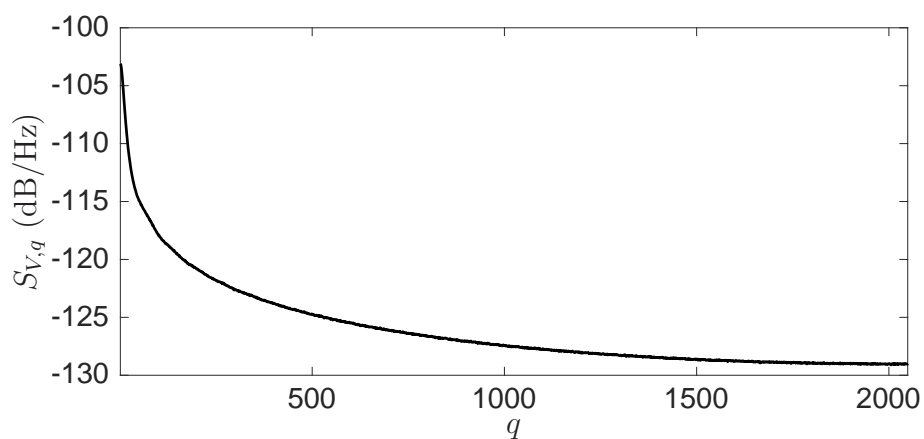
As amostras $q = 0, \dots, N$ da magnitude da resposta em frequência do canal de comunicação e da PSD do ruído aditivo colorido são representadas nas Figuras 4(a) e 4(b), respectivamente. O vetor de nSNR $\bar{\gamma}_D$ obtido com base nessas curvas é representado na Figura 4(c). Note que, a medida que PSD do ruído aditivo se torna mais plana, a curva de nSNR passa a ter forma similar à da resposta em frequência do canal.

A Figura 5 mostra as curvas de SNR e nSNR obtidas com a solução do problema de alocação de recursos com $\beta = 2$, $P_{t,\text{max}} = 20$ dBm e $\Gamma = 6,1$ dB, que segundo (3.25) corresponde à restrição de SER $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$. Nesta figura, observa-se que a SNR apresenta formato diferente da nSNR, sendo a potência $P_{D,q}$ a diferença entre essas duas grandezas. Isso ocorre pois o número de bits alocados aos elementos de \mathbf{D}_i é quantizado e, portanto, segundo (3.12), a SNR também deve assumir valores quantizados.

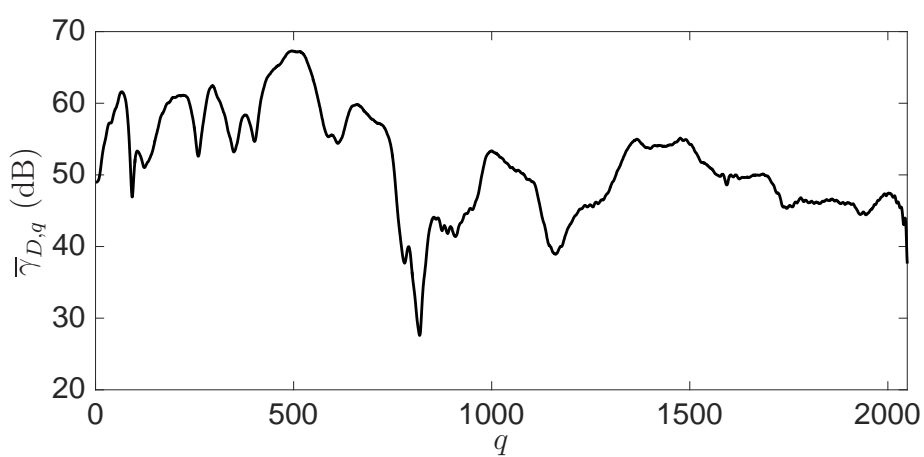
A Figura 6 mostra a potência $P_{D,q}$ relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i , obtida após a solução do problema de alocação de recursos. Nota-se que nenhuma potência foi alocada a alguns elementos, visto que estes estão associados a valores de nSNR muito baixos, o que faz com que o algoritmo de *bit loading* priorize a alocação de bits e potência a outros elementos de \mathbf{D}_i . Além disso, uma análise dos dados que deram origem à Figura 6 revela que o somatório dos valores de $P_{D,q}$ é igual a $P_t = 19,9962$ dBm, o que é menor que a potência máxima de transmissão $P_{t,\text{max}} = 20$ dBm.



(a)



(b)



(c)

Figura 4: Resposta em magnitude de \mathbf{H} (a), PSD \mathbf{S}_V do ruído aditivo (b) e nSNR $\bar{\gamma}_D$ (c) associados a \mathbf{D}_i .

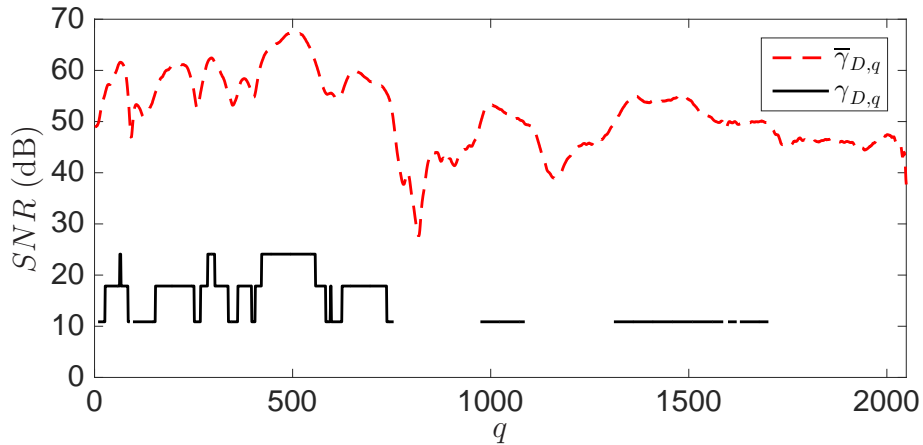


Figura 5: $\bar{\gamma}_{D,q}$ e $\gamma_{D,q}$ relativas ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$.

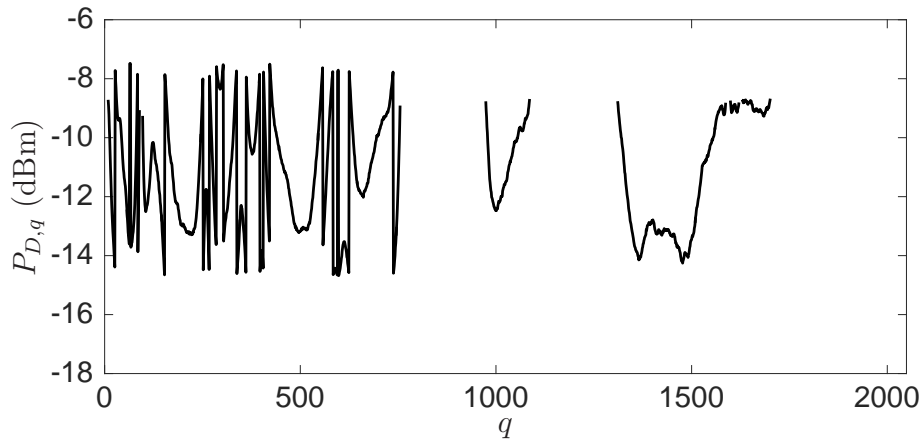


Figura 6: $P_{D,q}$ relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$.

O número de bits $b_{D,q}$ relativo ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i é mostrado na Figura 7. Sabendo que a SNR, que é dada por $\gamma_{D,q} = P_{D,q}\bar{\gamma}_{D,q}$, assume valores quantizados (Figura 5) e com base em (3.12), é esperado que a curva de $b_{D,q}$ também assuma valores quantizados para $\beta = 2$. Tal comportamento pode ser observado na curva de $b_{D,q}$ da Figura 7.

Por sua vez, a Figura 8 mostra a SER ξ_q , calculada e simulada, relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i , bem como a restrição de SER ξ_c do problema de alocação de recursos. Nesta figura, percebe-se que a SER ξ_q simulada se aproxima da SER ξ_q calculada, sendo a diferença entre elas devida a limitações de recursos computacionais. Percebe-se também que ambas as curvas de SER simulada e calculada estão abaixo da curva da restrição de SER, o que indica que o problema de alocação de recursos foi resolvido satisfatoriamente em termos de SER.

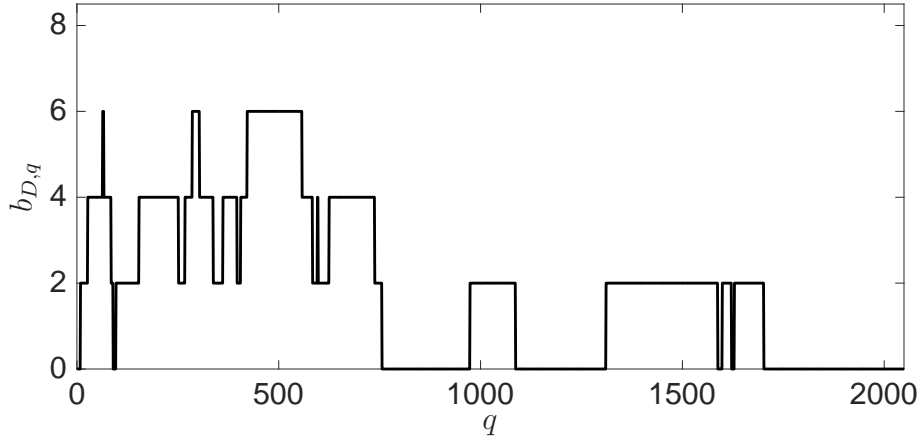


Figura 7: $b_{D,q}$ relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$.

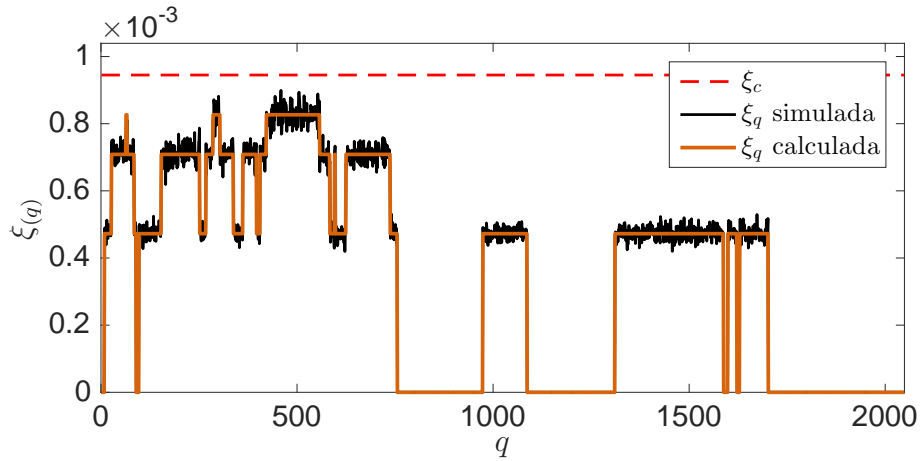


Figura 8: SER ξ_q relativa ao q -ésimo elemento de \mathbf{D}_i para $\xi_c = 9,4489 \times 10^{-4}$.

Finalmente, é resolvido o problema de alocação de recursos descrito por (3.5) para o sistema proposto com as restrições de SER correspondentes aos valores de Γ para os casos listados na Tabela 1, assumindo sempre $\beta = 2$ e $P_{t,\max} = 10$ dBm. Tais casos englobam a ausência de *gap*, que resulta em $\xi_c = 0,1665$ e $P_t = 19,9993$ dBm, bem como demais valores de Γ que resultam nos pares de restrição de SER e potência total alocada $\xi_c = 9,86 \times 10^{-2}$ e $P_t = 19,9985$ dBm, $\xi_c = 9,90 \times 10^{-3}$ e $P_t = 19,9979$ dBm, $\xi_c = 9,45 \times 10^{-4}$ e $P_t = 19,9962$ dBm, e, finalmente, $\xi_c = 9,80 \times 10^{-5}$ e $P_t = 19,9939$ dBm. Note que a potência total alocada P_t tende a diminuir com o aumento do *gap* Γ , visto que a potência de transmissão incremental de (3.14) é diretamente proporcional a Γ .

A Figura 9 traz os resultados de SER máxima, $\xi_{\max} = \max_{0 \leq q \leq N} \{\xi_q\}$, para todos os cinco casos analisados, comparando-os com a curva da restrição de SER, ξ_c , em função de Γ , descrita por (3.25). Tais resultados são também listados na Tabela 1, juntamente com os valores de SER média $\xi_{\text{med}} = \frac{1}{N+1} \sum_{q=0}^N \xi_q$ e as taxas de transmissão de dados alcançadas. Note que, em todos os casos, ξ_{\max} e ξ_{med} assumiram valores menores que ξ_c ,

o que era esperado. Adicionalmente, percebe-se que o aumento de Γ causa diminuição da taxa R , devido ao fato de esta ser diretamente proporcional ao número de bits alocados, que segundo (3.12) decresce com Γ .

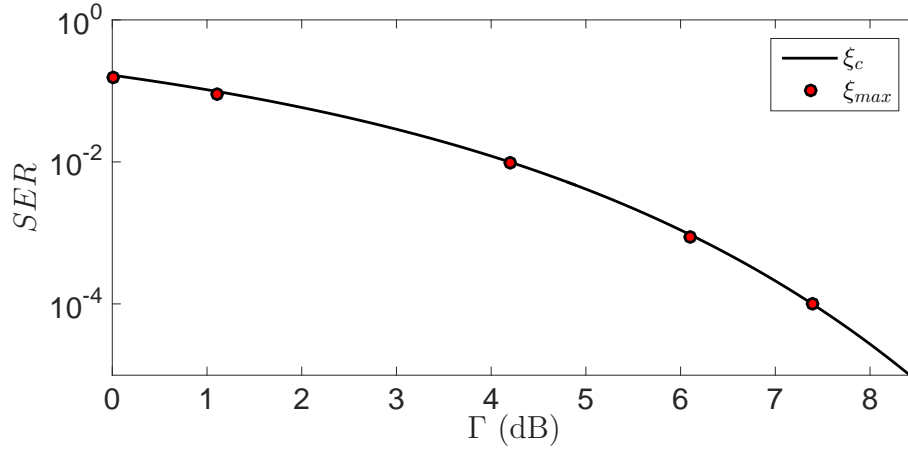


Figura 9: Valores de ξ_{max} obtidos para os 5 casos analisados

Caso	Γ	P_t	ξ_c	ξ_{max}	ξ_{med}	R
1	0 dB	19,9993 dBm	0,1665	0,1537	0,0913	269,0487 Mb/s
2	1,1 dB	19,9985 dBm	$9,8600 \times 10^{-2}$	$9,2700 \times 10^{-2}$	$5,0000 \times 10^{-2}$	245,7036 Mb/s
3	4,2 dB	19,9979 dBm	$9,9000 \times 10^{-3}$	$9,7000 \times 10^{-3}$	$4,2000 \times 10^{-3}$	189,5759 Mb/s
4	6,1 dB	19,9962 dBm	$9,4489 \times 10^{-4}$	$8,9925 \times 10^{-4}$	$3,5647 \times 10^{-4}$	160,3531 Mb/s
5	7,4 dB	19,9939 dBm	$9,8010 \times 10^{-5}$	$9,7847 \times 10^{-5}$	$3,2902 \times 10^{-5}$	143,2995 Mb/s

Tabela 1: Pares Γ e ξ_c analisados e resultados obtidos.

5 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho apresentou uma discussão detalhada sobre o problema de alocação de recursos em sistemas de comunicação digital em banda base baseados no esquema OFDM. Tal discussão incluiu a contextualização do problema de alocação de recursos, que engloba a descrição do sistema de comunicação e a motivação por trás da realização de tal procedimento.

Adicionalmente, foram apresentados detalhes da solução do problema de alocação de recursos. Tais detalhes incluem a formulação matemática do problema, a execução do algoritmo de *bit loading*, e o efeito do *gap* da curva de capacidade de Shannon na alocação de recursos e, conseqüentemente, no desempenho do sistema de comunicação digital de dados.

Por fim, foi apresentado um estudo de caso em um cenário composto por um canal PLC medido e um ruído colorido modelado para ter PSD com decaimento exponencial. A seletividade em frequência deste meio de comunicação permitiu ilustrar particularidades dos resultados da solução do problema de alocação de recursos em termos de SNR, SER, potência de transmissão e bits alocados.

Em resumo, foi possível notar que o algoritmo de *bit loading* aloca potência e bits preferencialmente a subcanais associados a maiores valores de nSNR. Tal característica resulta na ocorrência de constelações menores e de menor energia nos subcanais associados a valores intermediários de nSNR, podendo até mesmo resultar na não alocação a subcanais associados a valores muito baixos de nSNR. Esse efeito se tornou mais visível com o aumento do valor do *gap* da curva de capacidade de Shannon, visto que o número de bits transmitido e potência incremental são, respectivamente, inversa e diretamente proporcionais ao valor do *gap*. Deste modo, conclui-se que a alocação de recursos para subcanais associados a baixos valores de nSNR não é priorizada, podendo chegar a não ocorrer.

REFERÊNCIAS

- [1] M. V. Ribeiro, G. R. Colen, F. P. V. de Campos, Z. Quan, and H. V. Poor, “Clustered-orthogonal frequency division multiplexing for power line communication: When is it beneficial?” *IET Communications*, vol. 8, no. 13, pp. 2336–2347, Sept. 2014.
- [2] N. Papandreou and T. Antonakopoulos, “Resource allocation management for indoor power-line communications systems,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 2, pp. 893–903, Apr. 2007.
- [3] X. Wu and Y. Rong, “Optimal power allocation for non-regenerative multicarrier relay-assisted plc systems with qos constraints,” in *2015 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, March 2015, pp. 142–147.
- [4] C. Wei, L. Qiu, and J. Zhu, “Margin adaptive optimization in multi-user miso-ofdm systems under rate constraint,” *Journal of Communications and Networks*, pp. 112–117, June 2007.
- [5] S. Morosi, D. Marabissi, E. Del Re, R. Fantacci, and N. Del Santo, “A rate adaptive bit-loading algorithm for in-building power-line communications based on DMT-modulated systems,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 21, no. 4, pp. 1892–1897, Oct. 2006.
- [6] G. R. Colen, L. G. de Oliveira, A. J. H. Vinck, and M. V. Ribeiro, “A spectral compressive resource allocation technique for PLC systems,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 65, no. 2, pp. 816–826, Feb. 2017.
- [7] H. Zhu and J. Wang, “Chunk-based resource allocation in OFDMA systems - part I: Chunk allocation,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 57, no. 9, pp. 2734–2744, Sept. 2009.
- [8] ———, “Chunk-based resource allocation in OFDMA systems - part II: Joint chunk, power and bit allocation,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 60, no. 2, pp. 499–509, Feb. 2012.
- [9] M. A. Tunc, E. Perrins, and L. Lampe, “Reduced complexity LPTV-aware bit loading for channel adaptation in broadband PLC,” in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Mar. 2012, pp. 206–211.
- [10] G. R. Colen, H. Schettino, D. Fernandes, L. M. Sirimarco, F. P. V. de Campos, W. A. Finamore, H. A. Latchman, and M. V. Ribeiro, “A temporal compressive resource allocation technique for complexity reduction in PLC transceivers,” *Trans. on Emerging Telecommunications Technologies*, 2015. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/ett.2951>
- [11] I. Isha, P. Rana, and R. Saini, “Performance of different bit loading algorithms for OFDM at PLC channel,” in *Proc. 2nd International Conference on Advanced Computing Communication Technologies*, Jan. 2012, pp. 486–489.
- [12] K. S. Al-Mawali, A. Z. Sadik, and Z. M. Hussain, “Simple discrete bit-loading for OFDM systems in power line communications,” in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Apr. 2011, pp. 267–270.

- [13] S. Honda, D. Umehara, T. Hayasaki, S. Denno, and M. Morikura, "A fast bit loading algorithm synchronized with commercial power supply for in-home PLC systems," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Apr. 2008, pp. 336–341.
- [14] N. Papandreou and T. Antonakopoulos, "Fair resource allocation with improved diversity performance for indoor power-line networks," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 4, pp. 2575–2576, Oct. 2007.
- [15] Z. Xu, M. Zhai, and Y. Zhao, "Optimal resource allocation based on resource factor for power-line communication systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 657–666, Apr. 2010.
- [16] U. Noreen and S. Baig, "Modified incremental bit allocation algorithm for powerline communication in smart grids," in *Proc. 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications*, Feb. 2013, pp. 1–6.
- [17] A. Maiga, J. Baudais, and J. Helard, "An efficient bit-loading algorithm with peak BER constraint for the band-extended PLC," in *Proc. International Conference on Telecommunications*, May 2009, pp. 292–297.
- [18] S. D'Alessandro, A. M. Tonello, and L. Lampe, "Bit-loading algorithms for OFDM with adaptive cyclic prefix length in PLC channels," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Mar. 2009, pp. 177–181.
- [19] T. N. Vo, K. Amis, T. Chonavel, and P. Siohan, "Achievable throughput optimization in OFDM systems in the presence of interference and its application to power line networks," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 62, no. 5, pp. 1704–1715, May 2014.
- [20] G. R. Colen, L. G. de Oliveira, A. J. H. Vinck, and M. V. Ribeiro, "Resource allocation in OFDM-based PLC systems impaired by additive impulsive gaussian noise," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, Mar. 2016, pp. 70–75.
- [21] A. Chaudhuri and M. R. Bhatnagar, "Optimised resource allocation under impulsive noise in power line communications," *IET Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 1104–1108, May 2014.
- [22] S. K. Taskou and M. Rasti, "Fast water-filling method for sum-power minimization in ofdma networks," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, no. 7, pp. 1058–1062, July 2017.
- [23] M. Li, P. He, and L. Zhao, "Dynamic load balancing applying water-filling approach in smart grid systems," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 4, no. 1, pp. 247–257, Feb 2017.
- [24] A. Sultana, L. Zhao, and X. Fernando, "Power allocation using geometric water filling for ofdm-based cognitive radio networks," in *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Sept 2016, pp. 1–5.
- [25] P. Almers, F. Tufvesson, O. Edfors, and A. F. Molisch, "Measured capacity gain using water filling in frequency selective mimo channels," in *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept 2002, pp. 1347–1351 vol.3.
- [26] L. Yang, M. Yu, L. Zhou, and Y. Xu, "Adaptive bit loading algorithm of shortwave broadband ofdm system," in *2011 Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering*, July 2011, pp. 49–52.

- [27] C. Lupo and K. D. Wilken, "Post register allocation spill code optimization," in *International Symposium on Code Generation and Optimization (CGO'06)*, March 2006, pp. 11 pp.–.
- [28] J. Campello, "Practical bit loading for DMT," in *Proc. IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, Jun. 1999, pp. 801–805.
- [29] L. Nadal, M. S. Moreolo, J. M. Fàbrega, A. Dochhan, H. Griebner, M. Eiselt, and J. P. Elbers, "Dmt modulation with adaptive loading for high bit rate transmission over directly detected optical channels," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 21, pp. 4143–4153, Nov 2014.
- [30] T. A. Truong, M. Arzel, H. Lin, B. Jahan, and M. Jézéquel, "Dft precoded ofdm - an alternative candidate for next generation pons," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 6, pp. 1228–1238, March 2014.
- [31] C. Browning, K. Shi, S. Latkowski, P. M. Anandarajah, F. Smyth, B. Cardiff, and L. P. Barry, "Increased bit rate direct modulation amo-ofdm transmission by optical injection using monolithically integrated lasers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 11, pp. 879–881, June 2012.
- [32] T. N. Duong, N. Genay, M. Ouzzif, J. L. Masson, B. Charbonnier, P. Chanclou, and J. C. Simon, "Adaptive loading algorithm implemented in amoofdm for ng-pon system integrating cost-effective and low-bandwidth optical devices," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 790–792, June 2009.
- [33] M. A. Tunc, E. Perrins, and L. Lampe, "Optimal LPTV-aware bit loading in broadband PLC," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 61, no. 12, pp. 5152–5162, Dec. 2013.
- [34] J. M. Cioffi, *Chapter 4: Multi-channel modulation*, accessed in July 2015. [Online]. Available: <http://web.stanford.edu/group/cioffi/book/chap4.pdf>
- [35] *IEEE standard for low-frequency (less than 500 kHz) narrowband power line communications for smart grid applications*, IEEE Std 1901.2 Std., Dec. 2013.
- [36] *IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications (IEEE Std. 1901)*, IEEE Communications Society Std., Dec. 2010.
- [37] L. G. de Oliveira, G. R. Colen, M. V. Ribeiro, and A. J. H. Vinck, "Narrow-band interference error correction in coded ofdm-based plc systems," in *2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, March 2016, pp. 13–18.
- [38] G. R. Colen, L. G. de Oliveira, C. B. Zeller, A. J. Han Vinck, and M. V. Ribeiro, "Statistical analysis and modeling of a novel parameter for resource allocation in multicarrier plc systems," *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, pp. e3180–n/a, 2017.

APÊNDICE A – ALOCAÇÃO DE RECURSOS EM SISTEMAS PLC

Para sistemas PLC, a formulação descrita na Seção 2 pode ser significativamente simplificada. Padrões de sistemas PLC, como o IEEE 1901.2 para sistemas PLC em banda estreita [35] ou o IEEE 1901 para sistemas PLC em banda larga [36] sugerem que a transmissão de dados não ocorra em toda a banda. Assim, ao contrário do sistema de comunicação descrito no Capítulo 2 que opera em toda a banda de frequência de 0 a B Hertz, um sistema PLC deve transmitir dados entre as frequências f_{\min} e f_{\max} , de modo que $0 < f_{\min} < f_{\max} \leq B$. Deste modo, define-se os intervalos de guarda nos quais não ocorre transmissão de dados como

$$N_{pre} \triangleq \left\lceil \frac{f_{\min}}{B_s} \right\rceil \quad (\text{A.1})$$

e

$$N_{post} \triangleq \left\lceil \frac{B - f_{\max}}{B_s} \right\rceil, \quad (\text{A.2})$$

em que $\lceil a \rceil = \min\{n \in \mathbb{Z} | n \geq a\}$.

Nesse contexto, um sistema de comunicação PLC com base no esquema OFDM terá seu vetor de informação contendo $N - N_{pre} - N_{post}$ informações complexas dado por $\mathbf{C}_i = [C_{i,0}, C_{i,1}, \dots, C_{i,N-N_{pre}-N_{post}-1}]^T$, em que $\mathbf{C}_i \in \mathbb{C}^{(N-N_{pre}-N_{post}) \times 1}$. Em seguida, o vetor \mathbf{C}_i é mapeado no i -ésimo símbolo OFDM de tamanho $2N$, expresso no domínio da frequência por $\mathbf{X}_i = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,2N-1}]^T$, em que $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$. Para que o sinal transmitido no domínio do tempo seja real, ou seja, $\mathbf{x}_i = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}_{2N}^\dagger \mathbf{X}_i \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$, o mapeamento hermitiano simétrico em sistemas PLC é realizado de acordo com a regra

$$X_{i,k} = \begin{cases} 0, & k = 0, \dots, N_{pre} - 1 \\ C_{i,k-N_{pre}}, & k = N_{pre}, \dots, N - N_{post} - 1 \\ 0, & k = N - N_{post}, \dots, N + N_{post} \\ C_{i,2N-N_{pre}-k}^*, & k = N + N_{post} + 1, \dots, 2N - N_{pre} \\ 0, & k = 2N - N_{pre} + 1, \dots, 2N - 1 \end{cases}. \quad (\text{A.3})$$

Este mapeamento é representado graficamente na Figura 10. Nesta figura, são representados os vetores \mathbf{C}_i e \mathbf{X}_i , este último gerado através do mapeamento hermitiano simétrico de (A.3). Note que o início do sinal mapeado possui N_{pre} zeros, a região central possui $2N_{post} + 1$ zeros e o final é composto por $N_{pre} - 1$ zeros. Diferentemente do mapeamento de (2.2), não há separação das partes real e imaginária de nenhum elemento de \mathbf{C}_i . Portanto, todos seus elementos podem ser submetidos a modulações bidimensionais, tal como a QAM.

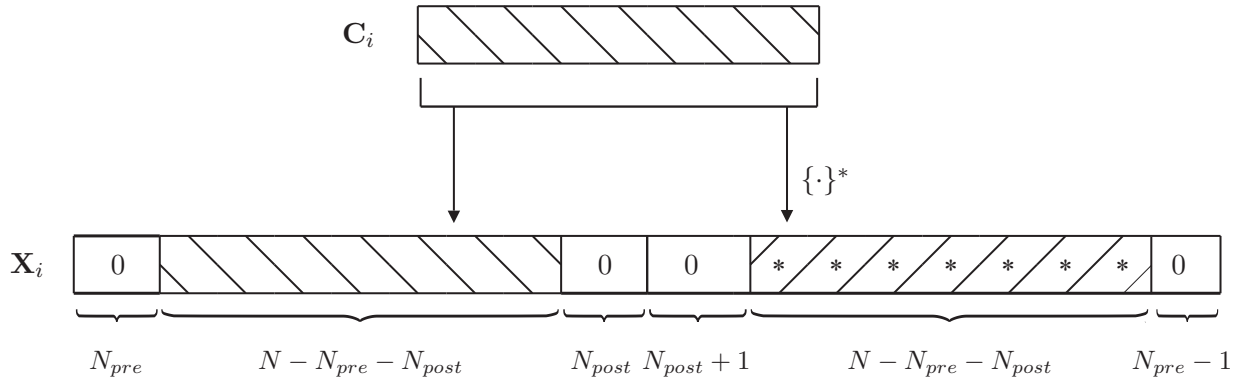


Figura 10: Mapeamento hermitiano simétrico em sistemas PLC.

Devido ao fato de todas as informações complexas de \mathbf{C}_i serem moduladas com esquemas QAM no sistema em questão, o problema de alocação de recursos pode ser diretamente resolvido para o vetor de informação \mathbf{C}_i , ou seja, tem-se

$$\mathbf{D}_i = \mathbf{C}_i. \quad (\text{A.4})$$

O restante da formulação para sistemas PLC baseados em OFDM se dá de maneira análoga àquela feita ao longo dos Capítulos 2 e 3, sendo a única diferença o uso exclusivo de modulações bidimensionais.

APÊNDICE B - PUBLICAÇÕES

Durante o período de graduação, o autor deste trabalho participou da elaboração e escrita dos trabalhos [6, 20, 37, 38].