

Universidade Federal de Juiz de Fora  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

Guilherme Ribeiro Colen

**SISTEMAS CLUSTERED-OFDM SISO E MIMO PARA POWER LINE  
COMMUNICATION**

Juiz de Fora  
2012

Guilherme Ribeiro Colen

**SISTEMAS CLUSTERED-OFDM SISO E MIMO PARA POWER LINE  
COMMUNICATION**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Juiz de Fora  
2012

Colen, Guilherme Ribeiro.

Sistemas clustered-OFDM SISO e MIMO para power line communication / Guilherme Ribeiro Colen. – 2012.

115 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)—Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

1. Sistemas de transmissão de dados. I. Título.

CDU 681.32

Guilherme Ribeiro Colen

**Sistemas *Clustered*-OFDM SISO e MIMO para *power line communication***

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 06 de setembro de 2012.

BANCA EXAMINADORA



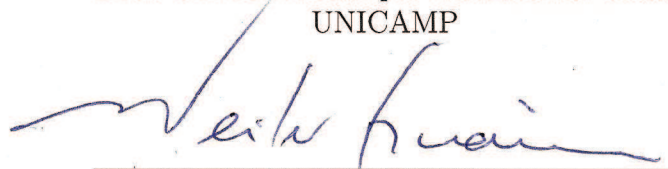
---

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro  
Orientador



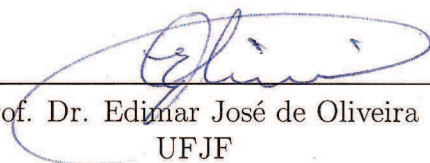
---

Prof. Dr. Max Henrique Machado da Costa  
UNICAMP



---

Prof. Dr. Weiler Alves Finamore  
UFJF



---

Prof. Dr. Edimar José de Oliveira  
UFJF

*À minha mãe Angelina*  
*À meu pai Eloi*  
*À minha irmã Denise*  
*À minha noiva Fernanda*

## ***AGRADECIMENTOS***

Agradeço a Deus as graças concedidas, em especial, a oportunidade de estudar e estar sempre aprendendo.

Aos meus pais, Eloi e Angelina, pelo apoio durante toda a minha vida, em todas as minhas decisões, me ensinado tudo o que preciso para crescer na vida. Obrigado por compreender a minha ausência durante todo o mestrado, principalmente, na reta final.

À minha irmã Denise que sempre vai estar no meu coração, independente da distância física.

À minha noiva Fernanda agradeço o apoio incondicional em todas as situações que passamos juntos e pela compreensão nos momentos em que não estive presente.

A toda minha família, de sangue e de consideração, que entendia os momentos que eu não pude comparecer por ter que ficar em casa estudando.

Ao meu orientador Moisés pela orientação durante o mestrado e pela a oportunidade de trabalhar no projeto do modem PLC. Obrigado, também, pelo apoio e incentivo constantes, sempre mostrando que acredita no meu trabalho.

A todos os professores da banca por aceitarem o convite, contribuindo com esta dissertação.

Aos professores e aos amigos do LAPTEL por estarem sempre dispostos a me ajudar com conselhos e dicas, sem as quais tornaria meu trabalho muito mais difícil.

A todos os meus amigos pelas palavras de apoio e incentivo.

Aos Professores e Funcionários da Universidade Federal de Juiz de Fora.

A todas as outras pessoas que me apoiaram durante os meus estudos do mestrado.

*“Nem tudo que se enfrenta pode ser modificado, mas nada pode ser modificado até que seja enfrentado.”*

Albert Einstein



## **RESUMO**

Esta dissertação tem como objetivo investigar, propor e analisar esquemas para reduzir a complexidade computacional de algoritmos implementados na camada física de transceptores para comunicação de dados via rede elétrica - *power line communication* (PLC) que são baseados em multiplexação por divisão de frequência ortogonal - *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM). Inicialmente, o *Clustered-OFDM* é investigado e analisado com o intuito de reduzir a complexidade computacional dos transceptores PLC. Além disto, uma relação entre complexidade computacional e desempenho é demonstrada para *Clustered-OFDM* e múltiplo acesso por divisão de frequência ortogonal - *orthogonal frequency division multiple access* (OFDMA). Os resultados computacionais quantificam a relação entre complexidade computacional e redução da capacidade do canal para o *Clustered-OFDM* em comparação com o OFDMA. Em seguida, é proposto e analisado um esquema *Clustered-OFDM* para comunicação com múltiplas entradas e múltiplas saídas - *multiple-input and multiple-output* (MIMO)  $2 \times 2$ , denominado MIMO-*Clustered-OFDM*, que tem como base um código de bloco espacial e temporal. Os resultados de comparações revelam que a proposta MIMO-*Clustered-OFDM* pode reduzir a capacidade do canal para atingir uma menor complexidade computacional, comparado ao MIMO-OFDMA. Por último, é introduzido um processo para analisar estatisticamente a degradação gerada pelo agrupamento de subportadoras contíguas para o uso de algoritmos de alocação de bits. Um estudo de caso com canais PLC revela que o critério aplicado para agrupar subportadoras contíguas pode proporcionar diferentes níveis de reduções de rendimento, bem como outras perdas de desempenho se o tamanho do grupo é variável.

**Palavras-chave:** Sistemas PLC, transceptores *Clustered-OFDM*, transceptores MIMO-*Clustered-OFDM*, alocação de bits.

## ***ABSTRACT***

This thesis aims at investigating, proposing, and analyzing techniques to reduce the computational complexity of algorithms implemented in the physical layer of power line communication (PLC) transceivers which are based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). First, the clustered-OFDM is investigated and analyzed to reduce computational complexity. Also, a trade between computational complexity and performance is demonstrated for clustered-OFDM and orthogonal frequency division multiple access (OFDMA). Performance results quantify what kind of tradeoff between computational complexity and capacity reduction can be achieved in comparison with OFDMA. Second, a clustered-OFDM scheme for  $2 \times 2$  multiple input multiple output (MIMO) communication based on space time block code, named MIMO-clustered-OFDM, is proposed and analyzed. Comparison results reveal that the proposed MIMO-clustered-OFDM can trade capacity with computational complexity and can achieve lower computational complexity than MIMO-OFDMA. Third, a procedure to statistically analyze the degradation yielded by the use of granularity for grouping a set of contiguous subcarriers to be used by bitloading algorithm is introduced. A case study with PLC channels reveals that the criterion applied to group of contiguous subcarriers can offer different levels of throughput reductions and other performance losses if the size of the group is varied.

**Keywords:** PLC systems, Clustered-OFDM transceivers, MIMO-Clustered-OFDM transceivers, bitloading.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Esquema <i>Clustered</i> -OFDM para comunicação de dados <i>downlink</i> . . . . .	25
2	Diagrama de bloco para o modulador/demodulador SSB-OFDM para <i>Clustered</i> -OFDM, considerando transmissão USB. . . . .	37
3	Modulação baseada no SSB-OFDM. . . . .	39
4	Diagrama de bloco para o modulador/demodulador DSB-OFDM para <i>Clustered</i> -OFDM. . . . .	41
5	Diagrama de bloco para o modulador/demodulador HS-OFDM para <i>Clustered</i> -OFDM. . . . .	43
6	Diagrama de bloco do transmissor $\mathcal{P}(\cdot)$ -I. . . . .	45
7	Diagrama de bloco do transmissor $\mathcal{P}(\cdot)$ -II. . . . .	47
8	Diagrama de bloco do receptor $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I. . . . .	49
9	Diagrama de bloco para o receptor $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II. . . . .	50
10	Diagrama de bloco do receptor $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III. . . . .	51
11	Complexidade computacional em termos do número de adições. . . . .	53
12	Complexidade computacional em termos do número de multiplicações. . . . .	54
13	Desempenho de BER do esquema <i>Clustered</i> -OFDM com os moduladores/demoduladores SSB-OFDM, DSB-OFDM, e as seis combinações de transmissores e receptores estudados. . . . .	56
14	<i>Clustered</i> -OFDM e OFDMA: complexidade computacional em função de $P$ para a BS e a SS considerando $NP$ constante. . . . .	57
15	<i>Clustered</i> -OFDM e OFDMA: UB e LB da capacidade média do canal. . . . .	57
16	$\chi$ e $\eta$ em função de $P$ considerando $NP$ constante. . . . .	59
17	<i>Clustered</i> -OFDM e OFDMA: complexidade computacional total em função de $P$ considerando $NP$ e $M$ constantes. . . . .	59

18	<i>Clustered</i> -OFDM e OFDMA: complexidade computacional total em função de $M$ considerando $NP$ e $P$ constantes. ....	60
19	Rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão. ....	64
20	Modelagem do canal de comunicação <i>downlink</i> , no domínio do tempo discreto, entre a BS e as SSs. ....	64
21	Modelagem do canal de comunicação, no domínio da frequência, entre a BS e as SSs considerando um sistema multiportadora. ....	67
22	Esquema MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM para comunicação <i>downlink</i> de dados baseado no STBC $2 \times 2$ . ....	69
23	Complexidade computacional em termos do número total de operações (multiplicações + adições) para o esquema OFDMA considerando comunicação SISO e MIMO de dados. ....	72
24	Diagrama de blocos de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ do esquema proposto para MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM. ....	75
25	Complexidade computacional em termos do número de adições. ....	79
26	Complexidade computacional em termos do número de multiplicações. ....	80
27	Espectro de amplitude dos canais MIMO PLC. ....	82
28	Desempenho de BER do esquema MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM com o moduladores/demoduladores proposto. ....	82
29	MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional em função de $P$ para a BS e a SS considerando $NP$ constante. ....	83
30	Capacidade de cada subportadora do canal MIMO considerando $P = 10$ . ...	84
31	MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM e MIMO-OFDMA: capacidade do canal MIMO. ..	85
32	$\chi$ e $\eta$ em função de $P$ considerando $NP$ constante para comunicação MIMO de dados. ....	86
33	MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional total em função de $P$ considerando $NP$ e $M$ constantes. ....	86
34	MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional total em função de $M$ considerando $NP$ e $P$ constantes. ....	87

35	Algoritmo de alocação de bits e energia. ....	90
36	Algoritmo de alocação de bits considerando a granularidade. ....	92
37	Fluxograma da metodologia para a análise da granularidade em algoritmos de alocação de bits. ....	94
38	Algoritmo para a análise preliminar. ....	95
39	Distribuição de probabilidade do <i>Erro</i> para a análise preliminar. ....	97
40	Esquema do HS-OFDM em banda base: (a) Transmissor e (b) Receptor. ...	98
41	Algoritmo para a análise da BER. ....	99
42	Resposta em frequência dos canais usados para a análise de BER. ....	100
43	BER obtida para cada caso simulado. ....	101
44	BER obtida para o caso 2 considerando diversas variâncias. ....	102
45	Algoritmo para a análise da taxa de transmissão. ....	103
46	Distribuição de probabilidade cumulativa da perda de taxa de transmissão. $x(\%)$ é a perda percentual de taxa. ....	104

## LISTA DE TABELAS

1	Variáveis da equação do modelo de um canal PLC . . . . .	22
2	OFDMA: Taxa e complexidade computacional para BS e SS. . . . .	28
3	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para o $p$ -ésimo <i>cluster</i> no esquema OFDMA. . . . .	28
4	<i>Clustered</i> -OFDM: Taxa e complexidade computacional para BS e SS. . . . .	29
5	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ quando o modulador/demodulador SSB-OFDM é aplicado. . . . .	40
6	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para o modulador/demodulador DSB-OFDM. . . . .	43
7	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para o modulador/demodulador HS-OFDM. . . . .	45
8	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ -I. . . . .	46
9	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ -II. . . . .	48
10	Complexidade computacional de $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I . . . . .	50
11	Complexidade Computacional de $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II . . . . .	51
12	Complexidade computacional de $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III . . . . .	52
13	Parâmetros para o cálculo da complexidade computacional. . . . .	53
14	Parâmetros do canal LIT PLC. . . . .	55
15	Parâmetros das simulações de performance de BER. . . . .	55
16	Parâmetros para as análises da complexidade computacional e da capacidade do canal para <i>Clustered</i> -OFDM e OFDMA. . . . .	56
17	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para o $p$ -ésimo <i>cluster</i> no esquema MIMO-OFDMA. . . . .	72

18	Complexidade computacional de $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para o esquema proposto para MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM. ....	78
19	Parâmetros para o cálculo da complexidade computacional em função de $N$ . ....	79
20	Parâmetros do canal $\mathbf{H}_{11}$ LIT PLC. ....	80
21	Parâmetros do canal $\mathbf{H}_{12}$ LIT PLC. ....	80
22	Parâmetros do canal $\mathbf{H}_{21}$ LIT PLC. ....	81
23	Parâmetros do canal $\mathbf{H}_{22}$ LIT PLC. ....	81
24	Parâmetros das simulações de performance de BER. ....	81
25	Parâmetros para as análises da complexidade computacional e da capacidade do canal para MIMO- <i>Clustered</i> -OFDM e MIMO-OFDMA. ....	83
26	Casos analisados nas simulações computacionais. ....	96
27	Parâmetros da etapa de inicialização. ....	96
28	SNR em constelações QAM quadradas. ....	97
29	Casos testados nas simulações computacionais. ....	97

## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

**AIGN** ruído gaussiano aditivo impulsivo - *additive impulsive Gaussian noise*

**AWGN** ruído gaussiano aditivo branco - *additive white Gaussian noise*

**BER** taxa de erro de bits - *bit error rate*

**BP** passa banda - *band-pass*

**BS** estação base - *base station*

**CIR** resposta ao impulso do canal - *channel impulse response*

**DFT** transformada de Fourier discreta - *discrete Fourier transform*

**DMT** *discrete multitone modulation*

**DSB** banda lateral dupla - *double-sideband*

**DSB-OFDM** multiplexação por divisão de frequência ortogonal com banda lateral dupla  
- *double-sideband orthogonal frequency division multiplexing*

**DSL** *Digital Subscriber Line*

**DTFT** transformada de Fourier no tempo discreto - *Discrete Time Fourier Transform*

**FEQ** equalizador no domínio da frequência - *frequency domain equalizer*

**FFT** transformada rápida de Fourier - *fast Fourier transformed*

**HS-OFDM** multiplexação por divisão de frequência ortogonal com hermitiano simétrico  
- *hermitian symmetric orthogonal frequency division multiplexing*

**IDFT** transformada de Fourier discreta inversa - *inverse discrete Fourier transform*

**IFFT** transformada inversa rápida de Fourier - *inverse fast Fourier transformed*

**LB** limitante inferior - *lower bound*

**LIT** linear e invariante no tempo



**LP** passa baixa - *low-pass*

**LSB** banda lateral inferior - *lower side band*

**MIMO** múltiplas entradas e múltiplas saídas - *multiple-input and multiple-output*

**OFDM** multiplexação por divisão de frequência ortogonal - *orthogonal frequency division multiplexing*

**OFDMA** múltiplo acesso por divisão de frequência ortogonal - *orthogonal frequency division multiple access*

**PAPR** relação entre a potência de pico e a potência média - *peak to average power ratio*

**PC** prefixo cíclico

**PHY** física - *physical*

**PLC** comunicação de dados via rede elétrica - *power line communication*

**PSD** densidade espectral de potência - *power spectral density*

**QAM** modulação de amplitude em quadratura - *quadrature amplitude modulation*

**SISO** *single-input and single-output*

**SNR** relação sinal ruído - *signal to noise ratio*

**SS** estação assinante - *subscriber station*

**SSB** banda lateral única - *single-sideband*

**SSB-OFDM** multiplexação por divisão de frequência ortogonal com banda lateral única - *single-sideband orthogonal frequency division multiplexing*

**STBC** código em bloco espacial e temporal - *Space-Time Block Code*

**UB** limitante superior - *upper bound*

**USB** banda lateral superior - *upper side band*

**WiMAX** *Worldwide Interoperability for Microwave Access*

**ZF** zero forçado - *zero forcing*

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b> .....	<b>17</b>
1.1	Objetivo do trabalho .....	18
1.2	Organização da dissertação .....	18
<b>2</b>	<b><i>Clustered</i>-OFDM para sistemas PLC</b> .....	<b>20</b>
2.1	Formulação do Problema .....	22
2.2	Por que <i>Clustered</i> -OFDM? .....	27
2.2.1	<i>Capacidade do canal para Clustered-OFDM e OFDMA</i> .....	31
2.3	Moduladores e demoduladores tradicionais para <i>Clustered</i> -OFDM .....	35
2.3.1	<i>SSB-OFDM</i> .....	36
2.3.2	<i>DSB-OFDM</i> .....	40
2.3.3	<i>HS-OFDM</i> .....	42
2.4	$\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para <i>Clustered</i> -OFDM em banda passante baseados no HS-OFDM .....	44
2.4.1	$\mathcal{P}(\cdot)$ -I .....	45
2.4.2	$\mathcal{P}(\cdot)$ -II .....	46
2.4.3	$\mathcal{Q}(\cdot)$ -I .....	48
2.4.4	$\mathcal{Q}(\cdot)$ -II .....	49
2.4.5	$\mathcal{Q}(\cdot)$ -III .....	50
2.5	Resultados computacionais .....	52
2.6	Conclusões do capítulo .....	59
<b>3</b>	<b>MIMO-<i>Clustered</i>-OFDM para sistemas PLC</b> .....	<b>61</b>
3.1	Introdução .....	61

3.2	Formulação do Problema .....	62
3.2.1	<i>STBC para comunicação monoportadora</i> .....	63
3.2.2	<i>STBC para comunicação multiportadora</i> .....	66
3.2.3	<i>Esquema código em bloco espacial e temporal - Space-Time Block Code (STBC)- múltiplas entradas e múltiplas saídas - multiple-input and multiple-output (MIMO)-multiplexação por divisão de frequência ortogonal - orthogonal fre- quency division multiplexing (OFDM)</i> .....	68
3.3	Por que MIMO-Clustered-OFDM? .....	71
3.3.1	<i>Capacidade do canal MIMO-Clustered-OFDM e MIMO-OFDMA</i> .....	73
3.4	Proposta de um modulador/demodulador para MIMO-Clustered-OFDM.....	75
3.5	Resultados computacionais .....	78
3.6	Conclusões do capítulo .....	87
<b>4</b>	<b>Alocação de bits usando agrupamento de subportadoras</b> .....	<b>88</b>
4.1	Formulação do Problema .....	89
4.2	Proposta de uma metodologia para definição dos grânulos .....	92
4.2.1	<i>Análise preliminar</i> .....	93
4.2.2	<i>Análise da BER</i> .....	98
4.2.3	<i>Análise da taxa de transmissão</i> .....	101
4.3	Conclusões do capítulo .....	104
<b>5</b>	<b>Conclusões</b> .....	<b>106</b>
5.1	Trabalhos futuros .....	108
	<b>Referências</b> .....	<b>109</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O mundo necessita de comunicação para que haja desenvolvimento em todas as áreas do conhecimento. Para suprir esta necessidade, existem diversos meios de comunicação, tais como comunicação sem fio e sobre fio (cabos telefônicos, cabos de TV e fibra óptica), porém, não existe nenhum meio de comunicação que seja ideal, ou seja, que ofereça alta velocidade de acesso, portabilidade e baixo custo de produção. Com isto, existe uma grande demanda por novos meios de comunicação. Um meio de comunicação promissor é a comunicação de dados via rede elétrica - *power line communication* (PLC) (OKSMAN; ZHANG, 2011; VINCK et al., 2003, 1996).

As tecnologias PLC existem há mais de um século, porém, só recentemente (últimos 30 anos) o avanço da tecnologia e das técnicas de processamento de sinais proporcionou uma evolução considerável desta tecnologia. Nesta evolução sobressai-se o emprego dos esquemas OFDM (ACHAICHIA; BOT; SIOHAN, 2011; KITAYAMA, 1998; BOLCSKEI, 2006), que proporcionaram comunicação de dados multiportadora banda larga em canais seletivos em frequência, como os existentes em sistemas PLC. Deste modo, a tecnologia PLC veio para contribuir e se somar às outras tecnologias existentes para suprir a demanda por comunicação de dados.

Atualmente, uma grande demanda de infra-estrutura de telecomunicações deve-se à inclusão digital (FIGUEIREDO; PRADO; KRAMER, 2012; SOUZA et al., 2006; GRAMPIN et al., 2007) em países em desenvolvimento. Uma tecnologia alternativa para a inclusão digital é PLC, posto que é necessário um sistema de comunicação de baixo custo de implementação. Deste modo, é possível aproveitar a rede de energia elétrica existente, instalando apenas alguns dispositivos como modems, estação base - *base station* (BS) e repetidores, para constituir uma rede de dados de acesso ou *indoor* banda larga. Outra grande vantagem dos sistemas PLC é o uso do mesmo em *smart grid* (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011; GUNGOR et al., 2011) pelas concessionárias de energia elétrica. Para ambas as aplicações é de grande importância o desenvolvimento de transceptores de baixo custo de produção.

A concepção de uma nova geração de transceptores para sistemas PLC, que apresentem baixo custo de produção, é de grande interesse para aplicações de *smart grid communication* e de inclusão digital. A concepção destes novos transceptores deve, necessariamente, levar em consideração a complexidade dos diversos algoritmos utilizados nas camadas de transporte, rede, enlace e física. Portanto, maximizar o desempenho de um sistema de comunicação de dados deve, obrigatoriamente, ser restringido pela complexidade computacional dos algoritmos das camadas supracitadas.

Neste contexto, a presente contribuição se debruça sobre o tema para investigar, analisar e propor esquemas que possam reduzir a complexidade computacional de transceptores para sistemas PLC.

### **1.1 *Objetivo do trabalho***

A presente dissertação tem os seguintes objetivos:

- i) investigar e analisar o uso do esquema *clustered*-OFDM para a redução da complexidade computacional de transceptores PLC;
- ii) propor e analisar um esquema MIMO-*clustered*-OFDM que permite reduzir a complexidade computacional de transceptores PLC;
- iii) apresentar uma metodologia para analisar o desempenho de algoritmos de alocação de bits que faça uso de agrupamento ou granularização de subportadoras.

Os resultados e análises discutidos ao longo do texto mostram relações entre complexidade computacional e desempenho, as quais permitem orientar os projetistas de sistemas de comunicação de dados para projetar sistemas que atendam as restrições de projeto (complexidade *versus* desempenho).

### **1.2 *Organização da dissertação***

Para atender o objetivo, esta dissertação apresenta, no Capítulo 2, o esquema *Clustered*-OFDM para sistemas PLC. É calculada a capacidade média do canal para este esquema. Neste capítulo, são descritos diversos moduladores e demoduladores para o esquema *Clustered*-OFDM. É apresentada a complexidade computacional de cada modulador/demodulador.

Já o Capítulo 3, propõe o esquema MIMO-*Clustered*-OFDM para sistemas PLC. Através de simulações computacionais é analisada a complexidade computacional *versus* a capacidade da canal quando o MIMO-*Clustered*-OFDM é aplicado.

Por outro lado, o agrupamento das subportadoras para a execução dos algoritmos de alocação de bits é discutido no Capítulo 4. Neste capítulo, é apresentada uma metodologia para quantificar a degradação causada pela granularidade.

Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as conclusões obtidas durante esta dissertação.

## 2 CLUSTERED-OFDM PARA SISTEMAS PLC

O desenvolvimento de novos esquemas de comunicação digital de dados e o maior conhecimento dos meios de comunicações de dados disponíveis tornam possível usar a rede de energia elétrica externa e de baixa tensão como meio para rede de acesso de alta velocidade, *smart grid* e inclusão digital (FERREIRA et al., 2010; GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011). De fato, sistemas PLC podem constituir soluções de baixo custo para redes de acesso. Entretanto, a rede de energia elétrica é um meio inóspito para comunicação de dados e, portanto, muito desafiador, devido, sobretudo, a presença de cargas não lineares e variantes no tempo, existência de ruídos impulsivos, considerável variação de impedância de acesso e comportamento variante ou ciclicamente variante no tempo do canal de comunicação (FERREIRA et al., 2010).

Uma vez que o canal PLC é seletivo na frequência, esquemas de modulações multiplexadas tem sido amplamente investigados e aplicados em sistemas PLC (OKSMAN; ZHANG, 2011; GOLDFISHER; TANABE, 2010; GALLI; LOGVINOV, 2008; ACHAICHIA; BOT; SIOHAN, 2011). Modulações multiplexadas constituem uma família de esquemas de modulação baseadas na *wavelet*, bancos de filtros, OFDM e *discrete multitone modulation* (DMT), a qual também é conhecida como multiplexação por divisão de frequência ortogonal com hermitiano simétrico - *hermitian symmetric orthogonal frequency division multiplexing* (HS-OFDM). As mesmas são largamente aplicadas para comunicação de dados banda base e passante (CHOW; TU; CIOFFI, 1991; WEINSTEIN, 2009; CIOFFI, c; BINGHAM, 1990; CIMINI L., 1985; LI; STUBER, 2010; HANZO et al., 2010).

Recentemente, o múltiplo acesso por divisão de frequência ortogonal - *orthogonal frequency division multiple access* (OFDMA) também foi investigado para sistemas PLC (ZOU; JAGANNATHAN; CIOFFI, 2008; ZOU et al., 2009; DONG; OUZZIF; SAUDI, 2011). No OFDMA, um símbolo OFDM ocupa toda a largura de banda enquanto apenas parte da largura de banda é usada por um usuário. Portanto, o custo de implementação de um transceptor baseado no OFDMA, no nível da camada física - *physical* (PHY), é igual tanto para a BS, quanto para a estação assinante - *subscriber station* (SS). O mesmo raciocínio

também pode ser aplicado para um transceptor baseado no OFDM. Para comunicação de dados em redes inteligentes (*smart grid communications*) tanto quanto para inclusão digital ou redes de acesso, o custo do *hardware* e a energia consumida são duas questões de grande relevância. Reduções do custo do *hardware* e consumo de energia podem ser conseguido com o uso do esquema *Clustered-OFDM*, tal como discutido em (CAMPOS et al., 2007; CAMPOS; RIBEIRO, 2008; PINTO et al., 2011). Neste, a largura de banda é dividida em *clusters* os quais fazem uso de um modulador/demodulador OFDM, cujo símbolo é constituído por um número reduzido de subportadoras. Sendo assim, cada grupo de usuário utiliza apenas um *cluster*, ou seja, parte da largura de banda total para a comunicação de dados *downlink* e *uplink*. Dessa maneira, o custo para implementar a camada PHY da SS pode ser reduzido sacrificando a vazão das SS, em comparação com o OFDMA.

Com essas considerações, o presente capítulo foca na complexidade computacional do esquema *Clustered-OFDM* para sistemas de acesso PLC. Para efeito de comparação, o uso de *Clustered-OFDM* em sistemas de comunicação *wireless* será revisado. Neste contexto, a principal diferença entre os esquemas *Clustered-OFDM* e OFDMA é apresentada, sendo feita uma análise comparativa entre os mesmos. Os moduladores/demoduladores multiplexação por divisão de frequência ortogonal com banda lateral dupla - *double-sideband orthogonal frequency division multiplexing* (DSB-OFDM), multiplexação por divisão de frequência ortogonal com banda lateral única - *single-sideband orthogonal frequency division multiplexing* (SSB-OFDM) e HS-OFDM além, das seis combinações dos transmissores ( $\mathcal{P}$ -I e  $\mathcal{P}$ -II) com os receptores ( $\mathcal{Q}$ -I,  $\mathcal{Q}$ -II e  $\mathcal{Q}$ -III) serão descritos e comparados em termos da complexidade computacional. O receptor  $\mathcal{Q}$ -II é proposto nesta dissertação enquanto que os demais, propostos em (PINTO et al., 2011), serão detalhados. Resultados numéricos contidos neste capítulo, mostram que os transceptores propostos para o *Clustered-OFDM* podem oferecer desempenho igual aos obtidos com HS-OFDM, DSB-OFDM e SSB-OFDM, em termos de taxa de erro de bits - *bit error rate* (BER). Além disto, o transceptor  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III oferece a menor complexidade computacional para modulação banda passante, especialmente com um grande número de *clusters* e/ou usuários. Finalmente, é apresentada uma formulação que relaciona a capacidade do canal e a complexidade computacional dos transceptores como uma função do número de *clusters* para *Clustered-OFDM* e OFDMA.

Este capítulo é organizado como a seguir. A Seção 2.1 formula o problema do *Clustered-OFDM* em sistemas PLC. A Seção 2.2 discute o porque o esquema *Clustered-OFDM* é interessante para sistemas de acesso PLC. Já a Seção 2.3 explica os modu-



ladadores/demoduladores multiportadora tradicionais que podem ser usados no esquema *Clustered-OFDM*. Na Seção 2.4, o detalhamento dos transmissores  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I e  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II, e dos receptores  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I,  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II e  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III são apresentados. Resultados numéricos são apresentados na Seção 2.5 e, por último, as conclusões são apresentadas na Seção 2.6.

### 2.1 Formulação do Problema

O meio de transmissão em um sistema PLC é seletivo em frequência e sua atenuação é diretamente proporcional ao aumento da distância e da frequência. Além disto, o mesmo é caracterizado por conter múltiplos percursos devido as reflexões no grande número de ramais de rede da energia elétrica que, nos pontos de conexões entre cabos de diferentes características eletromagnéticas e nos pontos de conexão de cargas de diferentes natureza, possuem descontinuidades de impedância. O canal PLC é, também, variante no tempo devido, sobretudo, ao comportamento dinâmico das cargas conectadas na rede elétrica. Porém, considerando que o período do símbolo OFDM,  $T_{OFDM}$ , é menor que o tempo de coerência do canal,  $t_{coer}$ , pode-se considerá-lo invariante no tempo. Assumindo que a rede de energia elétrica é linear, tem-se este meio, PLC, é modelado com um sistema linear e invariante no tempo (LIT), usualmente chamado de modelo de multipropagação, com função de transferência: (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b)

$$H(f) = \sum_{i=1}^{N_p} g_i e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.1)$$

em que  $\tau_i = d_i/v_p$ , sendo  $v_p$  a velocidade de propagação da onda no meio e as demais variáveis são descritas na Tabela 1.

Tabela 1: Variáveis da equação do modelo de um canal PLC

Variável	Definição
$i$	índice do percurso
$N_p$	número de percursos
$a_0, a_1$	parâmetros de atenuação
$k$	expoente do fator de atenuação
$g_i$	fator de peso para o $i$ -ésimo percurso
$d_i$	comprimento do $i$ -ésimo percurso
$\tau_i$	atraso do $i$ -ésimo percurso

A resposta ao impulso do canal - *channel impulse response* (CIR) PLC LIT é obtida por:

$$h_{PLC}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}, \quad (2.2)$$

em que  $\mathcal{F}\{\cdot\}$  denota a transformada de *Fourier*. Se  $h_{PLC}(t)$  é convoluido com um filtro ideal,  $h_{LP}(t)$ , tal que

$$|H_{LP}(f)| = \begin{cases} 1, & \forall f \leq B \\ 0, & \forall f > B \end{cases}, \quad (2.3)$$

então a resposta ao impulso no tempo discreto é dada por:

$$h[m] = h_{PLC}(t) \star h_{LP}(t)|_{t=mT}, \quad (2.4)$$

em que  $T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{2B}$  é o período de amostragem.

O meio de comunicação oferecido pela rede de energia elétrica é muito ruidoso, já que a maioria dos equipamentos conectados à rede não foram projetados para minimizar a geração de ruídos, os quais podem severamente degradar os sinais transmitidos. O ruído aditivo em canais PLC pode ser modelado pela soma de cinco componentes (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), ou seja,

$$v[m] = v_{bkgr}[m] + v_{nb}[m] + v_{pa}[m] + v_{ps}[m] + v_{imp}[m], \quad (2.5)$$

em que  $v_{bkgr}[m]$  é o ruído de fundo;  $v_{nb}[m]$  é o ruído em banda estreita;  $v_{pa}[m]$  é o ruído impulsivo periódico e assíncrono com a componente fundamental, cujo valor da frequência é  $f_0 = 60$  Hz, no Brasil;  $v_{ps}[m]$  também é um ruído impulsivo periódico, mas agora síncrono com a componente fundamental; e por último  $v_{imp}[m]$  é um ruído impulsivo não periódico, sendo este o mais severo.

Nesta dissertação foi considerado uma modelagem simplificada desse ruído (FERREIRA; RIBEIRO, 2010; HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006), dada apenas por três componentes, ou seja,

$$v[m] = v_{bkgr}[m] + v_{ps}[m] + v_{imp}[m], \quad (2.6)$$

em que  $v_{bkgr}[m]$  é modelado como um ruído de fundo branco gaussiano de média zero e variância  $\sigma^2$ , ou seja,  $v_{bkgr}[m] \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ . A componente  $v_{ps}[m] \sim \mathcal{N}(0, K_1\sigma^2)$  como sendo uma componente de ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental  $f_0$ , seu intervalo de ocorrência é  $t_{arr,ps} = 0,5f_0$  com duração de  $100 \mu s$  e está localizado em  $l/(2f_0)$ ,  $l = 0, 1, 2, \dots$ . Finalmente  $v_{imp}[m] \sim \mathcal{N}(0, K_2\sigma^2)$  é um ruído impulsivo não periódico com intervalo de ocorrência modelado como uma variável aleatória exponencial de média  $100 \mu s$  e tempo de duração  $100 \mu s$ . As constantes  $K_1$  e  $K_2$  são definidas para gerar ruídos de diferentes graus de severidade, modelando ruídos em diferentes situações. Nesta dissertação foi usado  $K_1 = K_2 = 20$  dB. Esse tipo de ruído recebe o nome de ruído gaussiano aditivo impulsivo - *additive impulsive Gaussian noise* (AIGN).

Foi usado também um outro modelo de ruído com o intuito de comparação. Este modelo é composto apenas pelo ruído de fundo  $v_{bkg}(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ , sendo este conhecido como ruído gaussiano aditivo branco - *additive white Gaussian noise* (AWGN).

Supondo sincronização perfeita, a Figura 1 descreve a comunicação *downlink* de dados, ou seja, entre a BS e as SS (sistema multiusuário) baseada no *Clustered-OFDM*. Neste, tem-se  $P$  *clusters* e  $M$  usuários alocados em cada *cluster*. A largura de banda ocupada pelo sistema é  $[0, B)$  e a largura de banda do  $p$ -ésimo *cluster* é  $[(p-1)\frac{B}{P}, p\frac{B}{P})$ ,  $p = 1, \dots, P$ . Deste modo, o primeiro *cluster* está na banda base e os demais na banda passante. Os canais PLC são representados por  $h_{pq}[m]$ , em que  $p$  e  $q$  representam o  $p$ -ésimo *cluster* e o  $q$ -ésimo usuário. Além disto,  $L_{h,pq}$  é o comprimento efetivo do canal  $h_{pq}[m]$ .

Seja  $\mathbf{X}_{p,i} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  a representação no domínio da frequência do  $i$ -ésimo símbolo OFDM,  $i \in \mathbb{Z}$ , o qual foi gerado pelo BS para transmissão através do  $p$ -ésimo *cluster*. Assim sendo, a representação no domínio do tempo discreto do símbolo OFDM é dada por:

$$\mathbf{x}_{p,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{p,i}, \quad (2.7)$$

em que  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  é a matriz da transformada de Fourier discreta - *discrete Fourier transform* (DFT),  $\dagger$  é o operador de transposição e conjugação. A concatenação dos símbolos OFDM resulta em:

$$x_p[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{o=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X_{p,i}(o) \sqrt{\frac{E_s}{N}} \exp\left(j2\pi \frac{ol}{N}\right) \delta[n-l-iN], \quad (2.8)$$

em que  $X_{p,i}(o)$  é o  $o$ -ésimo coeficiente do vetor  $\mathbf{X}_{p,i}$  e  $n \in \mathbb{Z}$ . Podemos reescrever (2.8) como:

$$x_p[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N-1} x_{p,i}[l], \quad (2.9)$$

em que  $x_{p,i}[l] = \sum_{o=0}^{N-1} X_{p,i}(o) \sqrt{\frac{E_s}{N}} \exp\left(j2\pi \frac{ol}{N}\right) \delta[n-l-iN]$ . Por questão de simplicidade o índice  $i$  é omitido nas deduções.

Finalmente, o sinal transmitido é dado por:

$$\begin{aligned} s[m] &= \sum_{p=1}^P s_p[m] \\ &= \sum_{p=1}^P g(x_p[n]), \end{aligned} \quad (2.10)$$

em que  $s_p[m]$  é o sinal no  $p$ -ésimo *cluster*,  $g(\cdot)$  é uma função inversível que realiza a inserção

do prefixo cíclico (PC), sobreamostragem, filtragem e modulação,  $m = Un$ ,  $U \in \mathbb{Z}_*^+$  é o fator do sobreamostragem.

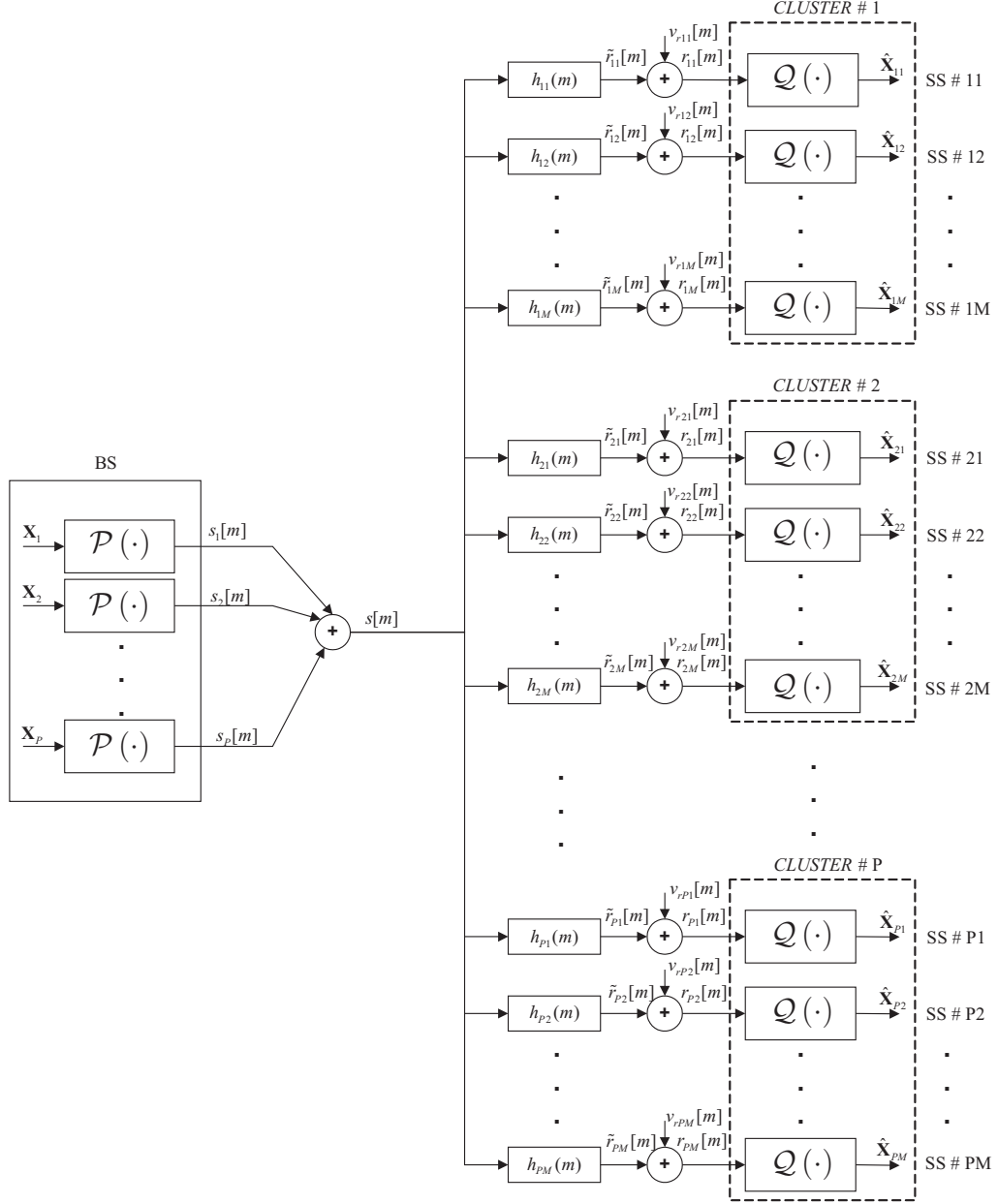


Figura 1: Esquema *Clustered-OFDM* para comunicação de dados *downlink*.

O comprimento do PC e da CIR para o  $q$ -ésimo usuário do  $p$ -ésimo *cluster* são  $L_{PC,pq}$  e  $L_{h,pq}$ , respectivamente, sendo  $L_{h,pq} \leq L_{PC,pq}$ . A saída do canal PLC no tempo discreto para o  $q$ -ésimo usuário do  $p$ -ésimo *cluster* é expressada por:

$$\begin{aligned}
 r_{pq}[m] &= \tilde{r}_{pq}[m] + v_{r,pq}[m] \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_p[k] h_{pq}[m - k] + v_{r,pq}[m],
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

em que  $h_{pq}[m]$  é a CIR e  $v_{r,pq}[m]$  é o ruído aditivo na entrada do receptor do  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*. Assumindo sincronização perfeita e que o receptor dispõe de informações completas do canal PLC, então, o sinal na entrada da DFT normalizada no receptor é dado por:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= g^{-1}(r_{pq}[m]) \\ &= \tilde{y}_{pq}[n] + v_{pq}[n], \end{aligned} \quad (2.12)$$

no qual  $g^{-1}(\cdot)$  realiza a demodulação, filtragens e remoção do PC. Desta forma, a representação do símbolo OFDM recebido de forma distorcida no domínio da frequência é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{pq} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_{pq} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} (\tilde{\mathbf{y}}_{pq} + \mathbf{v}_{pq}) \\ &= \tilde{\mathbf{Y}}_{pq} + \mathbf{V}_{pq} \\ &= \mathbf{H}_{pq} \mathbf{X}_{pq} + \mathbf{V}_{pq}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

em que  $\mathbf{H}_{pq} = \text{diag}\{H_{pq}(0), H_{pq}(1), \dots, H_{pq}(N-1)\}$ , sendo  $H_{pq}(l)$  o  $l$ -ésimo coeficiente de

$$\mathcal{H}_{pq} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{pq} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

em que  $\mathbf{h}_{pq} = [h_{pq}(0) \ h_{pq}(1) \ \dots \ h_{pq}(L_{h,pq}-1)]^T$  e  $\mathbf{0}$  é um vetor de zeros de comprimento  $N - L_{h,pq}$ , posto que  $N \gg L_{h,pq}$ . O vetor  $\mathbf{y}_{pq} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  é constituído das amostras extraídas da sequência  $\{y_{pq}[n]\}$ . Aplicando a equalizador no domínio da frequência - *frequency domain equalizer* (FEQ) baseado no critério zero forçado - *zero forcing* (ZF), a estimativa do símbolo OFDM é obtida por:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{pq} &= \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{Y}_{pq} \\ &= \mathbf{X}_p + \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{V}_{pq}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

em que  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  é o símbolo OFDM transmitido no  $p$ -ésimo *cluster*. Por considerar a representação no domínio da frequência do símbolo OFDM, as seguintes funções

$$s_p[m] = \mathcal{P}(\mathbf{X}_p) \quad (2.16)$$

e

$$\hat{\mathbf{X}}_{pq} = \mathcal{Q}(r_{pq}[m]) \quad (2.17)$$

podem ser aplicadas. Note que  $\mathcal{P}(\cdot)$  gera o símbolo OFDM que será transmitido pelo  $p$ -ésimo *cluster*, e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  realiza o  $\mathcal{P}^{-1}(\cdot)$  além da equalização. Em geral, para sistemas PLC usando *Clustered-OFDM*, olha-se sempre para um conjunto de esquemas que são aplicados para implementar  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  com baixa complexidade computacional e degradação mínima de BER.

Supondo que a DFT e sua inversa são implementadas através de algoritmos rápidos, tem-se várias formas de implementar  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para *Clustered-OFDM* visando a transmissão na banda base e na banda passante. Os esquemas de modulações multiportadoras baseadas em OFDM para comunicação de dados banda base e banda passante, tais como as aplicadas em *Digital Subscriber Line* (DSL), WiFi, *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), tem sido investigadas e aplicadas para sistemas PLC (FERREIRA et al., 2010; OKSMAN; ZHANG, 2011; GOLDFISHER; TANABE, 2010).

Dada a grande variedade de opções para a implementação de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$ , a seguinte questão de investigação é de grande interesse: Existe alguma outra forma de implementar o transmissor e o receptor  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  com menor custo definindo uma relação entre complexidade computacional e capacidade do sistema? A resposta à esta questão de investigação permite que o engenheiro de telecomunicação venha a projetar um sistema PLC baseado no *Clustered-OFDM* que possa atender as especificações de projeto no que tange complexidade *versus* desempenho.

## 2.2 Por que Clustered-OFDM?

Esta seção traz uma discussão do porquê usar *Clustered-OFDM* em sistemas PLC em relação ao OFDMA. Analisando o esquema OFDMA tem-se que a largura de banda disponível para a comunicação de dados é  $(1-\beta)B$ ,  $B_\beta = \beta B$  define a banda de frequência requerida para que o esquema OFDMA não interfira em seus vizinhos. O esquema OFDMA pode ser aplicada para um grande número de usuários em um sistema de comunicação de dados.

Considera-se, para efeito de comparação com o *Clustered-OFDM*, que o número de usuários em um mesmo símbolo OFDM no esquema OFDMA é  $P$ . Neste esquema, se  $B = 100$  MHz, a eficiência espectral  $\rho = 10$  bit/Hz,  $P = 10$ ,  $N = 1024$ ,  $\beta = 0.01$  e a complexidade computacional da camada PHY do OFDMA é dada por  $\Psi_a$ , então um conjunto relevante de informações associadas à camada PHY da BS e SS são mostrados na Tabela 2. A principal desvantagem do esquema OFDMA é o fato de todos os componentes

de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  serem executados com  $f_s = 2B$  Hz.

Tabela 2: OFDMA: Taxa e complexidade computacional para BS e SS.

Parâmetros/Dispositivo	BS	SS
Taxa de dados na camada PHY (Mbps)	990	990
Nº de esquemas OFDM	1	1
Complexidade computacional na camada PHY	$\Psi_a$	$\Psi_a$
Comprimento da DFT	$2NP$	$2NP$

A complexidade computacional, em termos de multiplicações reais e adições, por *cluster* (grupo de  $N$  subportadoras) no OFDMA para o transmissor,  $\mathcal{P}(\cdot)$ , e o receptor,  $\mathcal{Q}(\cdot)$ , são apresentadas na Tabela 3. As variáveis  $2NP$ ,  $k$ ,  $LU$ ,  $U$  e  $D$  denotam o comprimento da DFT, o comprimento relativo do PC (definido como  $L_{PC}$  dividido pelo comprimento da DFT), o comprimento do filtro passa baixa - *low-pass* (LP), os fatores de sobreamostragem e sub-amostragem, sendo que  $D = U$ .

Tabela 3: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para o  $p$ -ésimo *cluster* no esquema OFDMA.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$4NP \log_2 2NP$	$6NP \log_2 2NP$
Filtragem LP	$2NP(k+1)LU$	$2NP(k+1)(LU-1)$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Filtragem LP	$2NP(k+1)LU$	$2NP(k+1)(LU-1)$
FFT	$4NP \log_2 2NP$	$6NP \log_2 2NP$
FEQ	$8N(1-\beta)$	$3N(1-\beta)$
Total $\times$	$4NP(k+1)LU + 8N(1-\beta) + 8NP \log_2 2NP$	
Total $+$	$4NP(k+1)(LU-1) + 3N(1-\beta) + 12NP \log_2 2NP$	

O esquema *Clustered-OFDM* para comunicação de dados sem fio foi proposto em (CIMINI L.; DANESH RAD; SOLLENBERGER, 1996). A idéia foi agrupar varias subportadoras de um símbolo em subgrupos distintos,  $P$  *clusters*, e transmiti-los em antenas separadas. As vantagens deste esquema são as seguintes:

- 1) Pequenos pacotes de transmissão;
- 2) Minimização dos efeitos de atraso de propagação;
- 3) Redução da relação entre a potência de pico e a potência média - *peak to average power ratio* (PAPR);
- 4) Benefício da diversidade;
- 5) Implementação flexível e paralela.

Entretanto, o esquema requer  $P$  circuitos de *front end*, o que resulta em enorme custo, se  $P$  é grande. Esta desvantagem prevalece em relação as cinco vantagens mencionadas acima e, portanto, o *Clustered-OFDM* foi descartado para uso em comunicação sem fio.

Quando o *Clustered-OFDM* é empregado, somente  $(1 - \alpha)B/P$  da largura de banda total é usada por *cluster* para a comunicação de dados. Note que  $0 < \alpha \ll 1$  denota a porcentagem da banda que é usada como frequência de guarda para que um *cluster* não interfira em seu vizinho. Por exemplo, se  $B = 100$  MHz, a eficiência espectral é  $\rho = 10$  bit/Hz,  $P = 10$ ,  $\alpha = 0.10$ , e  $\alpha = P\beta$ , as informações mostradas na Tabela 4 podem ser obtidas. Nesta tabela,  $\Psi_c$  denota a complexidade computacional da camada PHY. As informações revelam que o uso de *Clustered-OFDM* pode indicar redução da complexidade de *hardware* para a SS, mas a largura de banda para comunicação de dados é reduzida em comparado com o OFDMA. Isto significa que o esquema *Clustered-OFDM* com  $P \gg 1$  (*i.e.*,  $P > 10$ ) irá resultar num aumento da perda de banda para a comunicação de dados, como é verificado na Seção 2.5. Finalmente, mas não menos importante, a maioria das funções em  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  são executadas com  $f_s = 2B/P$  e a velocidade do processador para executar a camada PHY da SS não será tão elevada quanto aquela requerida pelo processador da BS.

De uma forma geral, no que diz respeito a vazão no nível da camada PHY, o esquema OFDMA é melhor que o *Clustered-OFDM* para sistemas PLC. Entretanto, se o custo relacionado com o dispositivo SS for relevante e a taxa de  $\rho(1 - \alpha)B/P$  Mbps é suficiente para atender uma SS, então o esquema *Clustered-OFDM* se torna uma solução muito atrativa.

Tabela 4: *Clustered-OFDM*: Taxa e complexidade computacional para BS e SS.

Parâmetros/Dispositivos	BS	SS
Taxa de dados na camada PHY (Mbps)	900	90
Nº de esquemas OFDM	$P$	1
Complexidade computacional na camada PHY	$P\Psi_c$	$\Psi_c$
Comprimento da DFT	$2N$	$2N$

O *Clustered-OFDM* usado em sistemas PLC de acesso tem uma pequena diferença em relação a proposta em (CIMINI L.; DANESHRADE; SOLLENBERGER, 1996) para comunicação sem fio. Já que o canal PLC é um barramento, ou seja, os equipamentos BS e SS estão conectados ao mesmo circuito elétrico. Portanto, sistemas de acesso PLC não necessitam aplicar  $P$  circuitos *front end* na BS.

De fato, como  $B < 200$  MHz para sistemas PLC (opera na banda base), a BS pode



digitalmente modular e demodular os sinais para comunicação banda base e banda passante. O esquema *Clustered-OFDM* pode ser aplicado para que uma SS use um *cluster* para realizar a comunicação de dados. Neste caso, a BS executa, em paralelo,  $P$  transceptores OFDM enquanto cada SS executa um único transceptor, o qual transmite sinal através da largura de banda de um *cluster* a cada período de símbolo. Isto significa que a complexidade computacional requerida pela camada PHY para uma SS seja  $\sim 1/P$  da complexidade da BS. Todos os  $P$  *clusters* na BS geram independentemente seus símbolos OFDM, os quais são somados para gerar o sinal expresso por (2.10). Como o *Clustered-OFDM* não faz uso de circuitos analógicos para a modulação e a demodulação banda passante, somente os circuitos de proteção, *front end* e o de acoplamento são usados, similar ao OFDMA. No entanto, uma análise aprofundada do esquema *Clustered-OFDM* revela as seguintes questões que devem ser tratadas:

- Os moduladores e demoduladores HS-OFDM e SSB-OFDM/DSB-OFDM, quando aplicados no *Clustered-OFDM* devem ser implementados em ambos BS e SS para permitir comunicação de dados em banda base e banda passante;
- A sincronização de frequência das portadoras na BS é mais complicadas, pois consome tempo e *hardware* para atender os  $MP$  usuários;
- A BS e a SS usam osciladores digitais para a modulação e demodulação;
- Existe uma redução de flexibilidade, já que um usuário pode transmitir dados somente através de um *cluster* a cada quadro de símbolo. Para sistemas PLC, isto não é um problema por causa do perfil de atenuação do canal;
- Redução da largura de banda devido a banda de guarda entre *clusters* vizinhos.

Para resolver as três primeiras desvantagens, este capítulo detalha esquemas para implementar  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  de modo que o *Clustered-OFDM* possa ser aplicado nos sistemas PLC de acesso com as seguintes vantagens:

- Somente os moduladores e demoduladores HS-OFDM são implementados em ambos BS e SS para comunicação de dados banda base e banda passante.
- A sincronização de frequência da portadora na BS e na SS são eliminadas.
- Ambos BS e SS não fazem usos de osciladores para a modulação e demodulação do sinal.

### 2.2.1 Capacidade do canal para Clustered-OFDM e OFDMA

Nesta seção, os nomes *Clustered-OFDM* e *OFDMA* são usados para representar a largura de banda usada por cada esquema. Considere  $S(f) \in \mathbb{R}$  e  $N(f) \in \mathbb{R}$  definindo as densidades espectral de potência do sinal transmitido e do ruído aditivo, respectivamente,  $H(f, \tau) \in \mathbb{C}$  a resposta em frequência de um canal contínuo no tempo e aleatório observado no instante  $\tau$ . Se a largura de banda do canal é  $[0, B)$ , então a capacidade média do canal *downlink* é dada por:

$$\mathcal{C} = E \left\{ \int_0^B \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\}, \quad (2.18)$$

em que  $E\{\cdot\}$  é o operador esperança. Aplicando desigualdade de Jensen e considerando que  $\log_2(1+x)$  é uma função concava para  $x > 0$ , tem-se que o limitante superior - *upper bound* (UB) da capacidade é

$$\begin{aligned} \mathcal{C} &\triangleq E \left\{ \int_0^B \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\ &\leq \int_0^B \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} \right) df \\ &= \int_0^B \log_2 (1 + Ge^{2\lambda f}) df \\ &\triangleq \mathcal{C}^{UB} \\ &\cong \int_0^B \frac{\ln(Ge^{2\lambda f})}{\ln 2} df \\ &= K_G B + K_\lambda B^2 \\ &= \tilde{\mathcal{C}}^{UB}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

em que  $K_G = \ln G / \ln 2 = \log_2 G$ ;  $K_\lambda = \lambda / \ln 2$ ;  $\frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} = Ge^{2\lambda f}$ . Em outras palavras, é assumido que  $Ge^{2\lambda f}$  é uma aproximação para  $\frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)}$  se  $S(f)$  é constante. Note que  $G \in \mathbb{R}$  é uma constante de ganho,  $\lambda \in \mathbb{R}$  é uma constante de amortecimento,  $\mathcal{C}^{UB}$  é um UB para a capacidade média do canal,  $\tilde{\mathcal{C}}^{UB}$  é uma aproximação para  $\mathcal{C}^{UB}$  considerando que a relação sinal ruído - *signal to noise ratio* (SNR) é elevada. A suposição  $Ge^{2\lambda f} \gg 1, \forall f \leq B$ , significa que a SNR é alta e, portanto,  $1 + Ge^{2\lambda f} \cong Ge^{2\lambda f}$ . Para o cenário de baixa SNR, ou seja,

$$0 < \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \ll 1, \quad (2.20)$$

tem-se:

$$\log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) \geq \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)}. \quad (2.21)$$

Como resultado, uma aproximação para baixa SNR do limitante inferior - *lower bound* (LB) para a capacidade média do canal é dada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{C} &\triangleq E \left\{ \int_0^B \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\ &\geq E \left\{ \int_0^B \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} df \right\} \\ &= \int_0^B \frac{S(f)E \{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} df \\ &\triangleq \mathcal{C}^{\text{LB}} \\ &= \int_0^B G e^{2\lambda f} df \\ &= \frac{G}{2\lambda} (e^{2\lambda B} - 1). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Se considerar que a BS aplica um esquema *Clustered-OFDM* para comunicação de dados na qual a largura de banda é igualmente dividida entre  $P$  *clusters*,  $B/P$  Hz, e são feitas as mesmas suposições de (2.19), então um UB para a capacidade média do canal para o *Clustered-OFDM* é dada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{\text{c-OFDM}} &\triangleq E \left\{ \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\ &\leq \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)E \{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} \right) df \\ &= \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 (1 + G e^{2\lambda f}) df \\ &\triangleq \mathcal{C}_{\text{c-OFDM}}^{\text{UB}} \\ &\cong \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \frac{\ln (G e^{2\lambda f})}{\ln 2} df \\ &= K_\lambda B^2 - K_\lambda B P B_\alpha + K_G B - K_G P B_\alpha \\ &= \tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{\text{UB}}, \end{aligned} \quad (2.23)$$

em que  $B_\alpha = \alpha B/P$  é a largura da banda de guarda de um *cluster*. A solução trivial de

$$K_\lambda B^2 - K_\lambda B P B_\alpha + K_G B - K_G P B_\alpha = 0, \quad (2.24)$$

é

$$P = \frac{K_\lambda B^2 + K_G B}{K_\lambda B B_\alpha + K_G B_\alpha}, \quad (2.25)$$

como  $P \in \mathbb{Z}_*^+$ , então

$$P^* = \left\lfloor \frac{K_\lambda B^2 + K_G B}{K_\lambda B B_\alpha + K_G B_\alpha} \right\rfloor, \quad (2.26)$$

na qual  $\lfloor x \rfloor = \max\{m \in \mathbb{Z}, x \in \mathbb{R} | m \leq x\}$ . O valor de  $P^*$  resulta em  $\tilde{\mathcal{C}}_{c\text{-OFDM}}^{\text{UB}} \cong 0$ . Isto significa que se  $P$  aumenta, a capacidade do *Clustered-OFDM* diminui e pode chegar a zero. Em outras palavras, o esquema *Clustered-OFDM* não é recomendado quando se almeja maximizar a vazão e o número de *clusters* é elevado.

Para o regime de baixa SNR, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{c\text{-OFDM}} &\triangleq E \left\{ \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\ &\geq E \left\{ \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} df \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} df \\ &\triangleq \mathcal{C}_{c\text{-OFDM}}^{\text{LB}} \\ &= \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} G e^{2\lambda f} df \\ &= \sum_{i=0}^{P-1} \frac{G}{2\lambda} \left( e^{2\lambda(\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2})} - e^{2\lambda(\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2})} \right). \end{aligned} \quad (2.27)$$

Para o esquema OFDMA aplicado em comunicação de dados *downlink*, assume-se que a largura de banda ocupada é  $[\frac{B_\beta}{2}, B - \frac{B_\beta}{2}]$ . Assim, o UB para a capacidade média do

canal é dada por:

$$\begin{aligned}
\mathcal{C}_{\text{OFDMA}} &\triangleq E \left\{ \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\
&\leq \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} \right) df \\
&= \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \log_2 (1 + Ge^{2\lambda f}) df \\
&\triangleq \mathcal{C}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}} \\
&\cong \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \frac{\ln(Ge^{2\lambda f})}{\ln 2} df \\
&= K_\lambda B^2 - K_\lambda BB_\beta + K_G B - K_G B_\beta \\
&= \tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}}.
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Para o regime de baixa SNR tem-se:

$$\begin{aligned}
\mathcal{C}_{\text{OFDMA}} &\triangleq E \left\{ \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\
&\geq E \left\{ \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\
&= \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} \frac{S(f)E\{|H(f, \tau)|^2\}}{N(f)} df \\
&\triangleq \mathcal{C}_{\text{OFDMA}}^{\text{LB}} \\
&= \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B-\frac{B_\beta}{2}} Ge^{2\lambda f} df \\
&= \frac{G}{2\lambda} \left( e^{2\lambda(B-\frac{B_\beta}{2})} - e^{2\lambda\frac{B_\beta}{2}} \right).
\end{aligned} \tag{2.29}$$

Visando uma comparação com o esquema *Clustered-OFDM*, a equação (2.28) pode ser expressada em termos de  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{\text{UB}}$  por considerar que a BS divide a largura de banda em  $P$  sub-bandas distintas, sendo que a primeira e a última sub-bandas ocupam uma largura de banda igual à  $B/P - \frac{B_\beta}{2}$  e as outras  $P - 2$  sub-bandas ocupam uma largura

de banda de  $B/P$ . Assim sendo, o UB é dado por:

$$\begin{aligned}
\mathcal{C}_{\text{OFDMA}} &\triangleq E \left\{ \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B - \frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right) df \right\} \\
&\leq \int_{\frac{B_\beta}{2}}^{B - \frac{B_\beta}{2}} \log_2 \left( 1 + E \left\{ \frac{S(f)|H(f, \tau)|^2}{N(f)} \right\} \right) df \\
&= \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 (1 + Ge^{2\lambda f}) df + \sum_{i=1}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} - \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}} \log_2 (1 + Ge^{2\lambda f}) df \quad (2.30) \\
&\triangleq \mathcal{C}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}} \\
&\cong \sum_{i=0}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{(i+1)B}{P} - \frac{B_\alpha}{2}} \frac{\ln(Ge^{2\lambda f})}{\ln 2} df + \sum_{i=1}^{P-1} \int_{\frac{iB}{P} - \frac{B_\alpha}{2}}^{\frac{iB}{P} + \frac{B_\alpha}{2}} \frac{\ln(Ge^{2\lambda f})}{\ln 2} df \\
&= \tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{\text{UB}} + K_\lambda P B B_\alpha - K_\lambda B B_\alpha + K_G P B_\alpha - K_G B_\alpha \\
&= \tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}},
\end{aligned}$$

em que  $B_\beta = B_\alpha$ , para simplificar as deduções. Equacionamento similar pode ser obtido relacionando  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{\text{LB}}$  e  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{\text{LB}}$ . Aplicando  $P^*$ , o qual é expressado por (2.26), em (2.30), obtém-se como resultado  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}}$ . Isto significa que a capacidade para o esquema OFDMA não é dependente de  $P$  e por causa disto seu uso é recomendado para maximizar a vazão na camada PHY de um sistema PLC. Além disto, como  $K_\lambda P B B_\alpha - K_\lambda B B_\alpha + K_G P B_\alpha - K_G B_\alpha \geq 0$ , tem-se que  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{\text{UB}} \geq \tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{\text{UB}}$ .

### 2.3 Moduladores e demoduladores tradicionais para Clustered-OFDM

Nesta seção, é descrita a forma atual para implementar os moduladores/demoduladores SSB-OFDM, DSB-OFDM, e HS-OFDM. O SSB-OFDM e o DSB-OFDM são aplicados para comunicação de dados em banda passante, e o modulador/demoduladores HS-OFDM é aplicado para comunicação de dados em banda base. O uso de SSB-OFDM e DSB-OFDM no esquema *Clustered-OFDM* demanda o uso de técnicas de sincronização da frequência da portadora, além das sincronizações de *clock* e de símbolo. Uma observação geral a respeito desses moduladores/demoduladores é que todos demonstram o mesmo desempenho em termos de BER, no entanto, não se pode afirmar o mesmo em relação a complexidade computacional. Por questão de simplicidade, assume-se que a sincronização é perfeita e o conhecimento do canal é completo no receptor.

### 2.3.1 SSB-OFDM

O SSB-OFDM é um modulador/demodulador banda lateral única - *single-sideband* (SSB) para transmissão de dados banda passante. Para este modulador/demodulador, assume-se que a largura de banda na banda base e na passante são iguais a  $B/P$ , o comprimento do símbolo OFDM é  $2N$ , e o número de subportadoras para a comunicação é  $N$ . O diagrama de bloco de um modulador/demodulador SSB-OFDM para *Clustered-OFDM*, considerando transmissão banda lateral superior - *upper side band* (USB), é descrito na Figura 2. Neste diagrama de bloco, a saída da transformada de Fourier discreta inversa - *inverse discrete Fourier transform* (IDFT) normalizada, implementada no bloco IDFT, no transmissor da BS, para a comunicação de dados *downlink* no  $p$ -ésimo *cluster*, é:

$$\mathbf{x}_p = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}^\dagger (\mathbf{\Pi} \mathbf{X}_p), \quad (2.31)$$

em que  $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$  é a matriz da DFT,  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  é a representação no domínio da frequência de um símbolo OFDM aleatório gerado pela BS para transmissão através do  $p$ -ésimo *cluster*,  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  é a representação vetorial do símbolo OFDM no tempo discreto e

$$\mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

no qual  $\mathbf{I}_N$  é uma matriz identidade de dimensão  $N$  e  $\mathbf{0}_N$  é uma matriz quadrada de zeros de dimensão  $N$ . O mapeamento dado por (2.32) atenua a componente banda lateral inferior - *lower side band* (LSB) do sinal concentrando toda a informação na componente USB.

O sinal  $x_p[n]$  é formado pelas amostras de  $\mathbf{x}_p$ . Depois da inserção do PC; da sobreamostragem pelo fator  $U$ ; e a filtragem LP, tem-se o sinal:

$$\begin{aligned} x_{p,e}[m] &= x_{p,e}[m] \star h_{LP}^a[m] \\ &= x_{I,p,e}[m] + jx_{Q,p,e}[m], \end{aligned} \quad (2.33)$$

em que o sub-índice  $e$  denota o sinal sub-amostrado pelo fator  $U$ , o símbolo  $\star$  representa o operador de convolução,  $h_{LP}^a[m]$  é o filtro LP analítico e  $x_{I,p,e}[m]$  e  $x_{Q,p,e}[m]$  são as componentes em fase e em quadratura do sinal  $x_{p,e}[m]$ .

Para o sinal  $z[n]$ , o operador de sobreamostragem é definido como:

$$z_e[m] = \begin{cases} z[m/U], & \text{se } m/U \text{ é inteiro} \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases}. \quad (2.34)$$

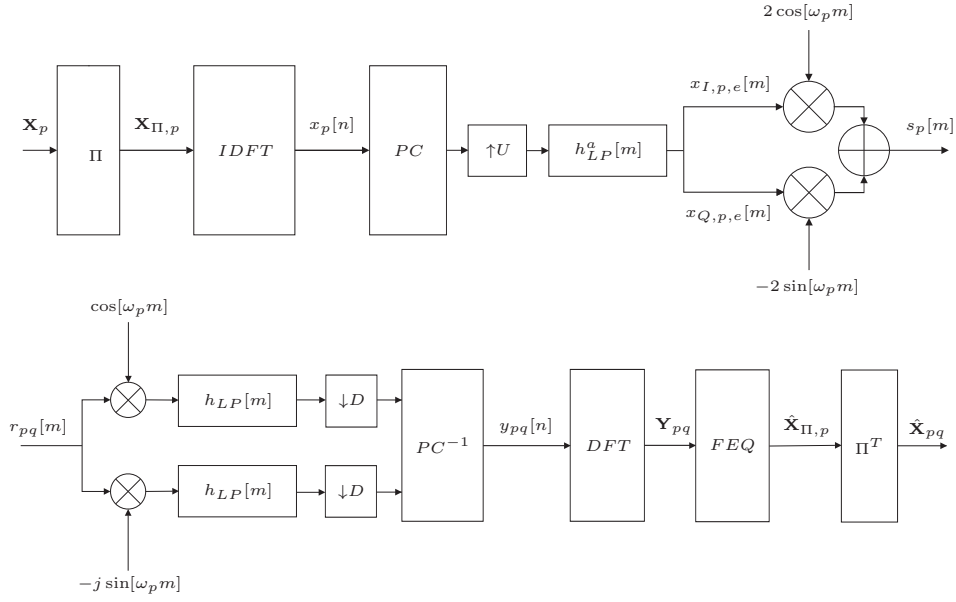


Figura 2: Diagrama de bloco para o modulador/demodulador SSB-OFDM para *Clustered-OFDM*, considerando transmissão USB.

O filtro LP deve ser analítico, nesse modulador, pois, por questões numéricas, a atenuação causada pelo mapeamento da equação (2.32) não é o suficiente para eliminar a componente LSB do sinal. Com isto, esta componente irá interferir no *cluster* vizinho, sendo interpretado por ele como um ruído. Para evitar esta interferência o filtro LP analítico é dado por:

$$h_{LP}^a[m] = h_{LP}[m]e^{\frac{-j\pi m}{2U}}, \quad (2.35)$$

em que  $h_{LP}[m]$  é um filtro passa baixa com frequência máxima na banda de passagem  $\pi/2U$ .

O sinal que será transmitido pelo  $p$ -ésimo *cluster*, considerando transmissão de dados USB do sinal, é dado por:

$$s_p[m] = x_{I,p,e}[m]2 \cos[\omega_p m] - x_{Q,p,e}[m]2 \sin[\omega_p m], \quad (2.36)$$

em que  $\omega_p = (p - 1)\pi/U$ ,  $p = 2, \dots, P$  é a frequência de modulação.

O sinal negativo na equação (2.36) é para que a transmissão seja USB. Isto é devido ao fato de  $x_{Q,p,e}[m]$  ser defasada de  $\pi/2$  rad em relação a  $x_{I,p,e}[m]$ . Enquanto que  $2 \sin[\omega_p m]$  é defasado  $-\pi/2$  rad em relação a  $2 \cos[\omega_p m]$ , de fato,  $\sin(x) = \cos(x - \pi/2)$ . Para resolver este problema é utilizado a portadora  $-2 \sin[\omega_p m]$ , na componente em quadratura, já que  $-\sin(x) = \cos(x + \pi/2)$ . Para uma transmissão de dados LSB do sinal, a correção de fase não é realizada e, portanto, deve-se, multiplicar a componente em quadratura por  $2 \sin[\omega_p m]$ . Este processo faz com que o sinal modulado seja  $x_{p,e}^*[m]$ , invertendo e



conjugando o espectro do sinal transmitido, pois  $x^*[m] \leftrightarrow X^*(e^{-j\omega})$ , em que  $*$  representa a operação de conjugado. Dessa forma, o sinal passa a estar concentrado na componente LSB. Importante ressaltar que para a transmissão LSB, devido ao espectro ser invertido, tem-se  $\omega_p = p\pi/U$ ,  $p = 1, \dots, P-1$ , o último *cluster* não pode ser usado, somente se estiver usando a frequência de Nyquist para amostrar o sinal, para que  $\omega_p \neq \pi$ .

O processo de modulação SSB é ilustrado na Figura 3, em que  $F\{\cdot\}$  é a transformada de Fourier no tempo discreto - *Discrete Time Fourier Transform* (DTFT). Os gráficos (a) até (e) expressão os espectros de amplitude dos sinais  $x_{p,e}[m]$ ,  $x_{I,p,e}[m]$ ,  $x_{Q,p,e}[m]$ ,  $x_{I,p,e}[m]2\cos[\omega_p m]$ ,  $x_{Q,p,e}[m]2\sin[\omega_p m]$ . Já os itens (f) e (g) ilustram os espectros de amplitude de  $s_p[m]$  considerando transmissão LSB e USB, respectivamente.

Considerando que o  $q$ -ésimo usuário ou SS é alocado no  $p$ -ésimo *cluster*, então, depois da remoção do PC, a  $n$ -ésima amostra da sequência presente na entrada do bloco DFT, considerando transmissão USB, é expressada por:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\ &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\ &= (r_{pq}[Dn] \cos[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn] - \\ &\quad r_{pq}[Dn] j \sin[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn]), \end{aligned} \tag{2.37}$$

na qual  $h_{LP}[m]$  é o filtro LP com frequência máxima na banda de passagem igual à  $\pi/D$ ,  $r_{pq,h}[n]$  é o sinal de entrada do bloco de sub-amostragem,  $\tilde{y}_{pq}[n]$  é a saída do canal livre de ruído já na banda base, e  $v_{pq}[n]$  é o ruído aditivo também na banda base. Já para a transmissão LSB a  $n$ -ésima amostra da sequência presente na entrada do bloco DFT é expressada por:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\ &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\ &= (r_{pq}[Dn] \cos[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn] + \\ &\quad r_{pq}[Dn] j \sin[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn]). \end{aligned} \tag{2.38}$$

Note que  $D = U$  para garantir que o esquema *Clustered-OFDM* trabalhe corretamente e isto é válido para todos os moduladores/demoduladores discutidos nas seções seguintes.

Assumindo que o vetor  $\mathbf{y}_{pq}$  é constituído pelas amostras da sequência  $\{y_{pq}[n]\}$ , então o símbolo OFDM, estimado pelo  $q$ -ésimo usuário, alocado no  $p$ -ésimo *cluster*, é expresso

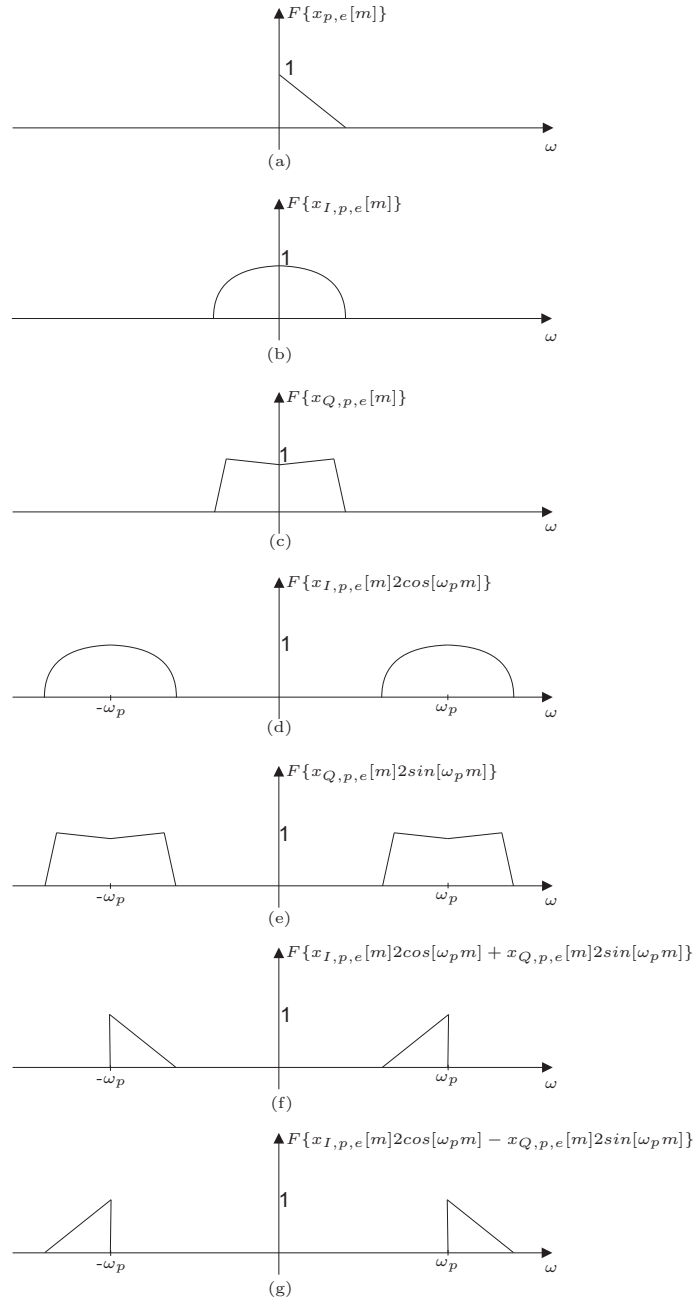


Figura 3: Modulação baseada no SSB-OFDM.

por:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_{pq} &= \mathbf{\Pi}^T (\mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{Y}_{pq}) \\ &= \mathbf{X}_p + \mathbf{V}_{\Pi,pq},\end{aligned}\tag{2.39}$$

no qual  $\mathbf{V}_{\Pi,pq} = \mathbf{\Pi}^T (\mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{V}_{pq})$ .

Note que, para usar esse modulador/demodulador para  $p = 1$  deve-se fazer uma transmissão através do LSB do sinal. Desta forma, o sinal será modulado em banda passante, mas seu espectro estará entre  $0$  e  $\pi/U$  rad/s, primeiro *cluster*. Como esta banda

de frequência é banda base, então, esse modulador/demodulador não é o mais adequado para esse caso, posto que aumenta a complexidade computacional sem necessidade. O modulador/demodulador mais adequado para a transmissão na banda base será descrito na Seção 2.3.3.

A complexidade computacional em termos de multiplicações e adições reais para o modulador/demodulador SSB-OFDM, que implementa o  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$ , é mostrada na Tabela 5. Assume-se que a DFT é realizada pela técnica *Radix-2* de implementação da transformada rápida de Fourier - *fast Fourier transformed* (FFT) (DUHAMEL; VETTERLI, 1990), esta consideração é usada no cálculo da complexidade computacional da DFT em todas as tabelas de complexidade contidas nesta dissertação.

Tabela 5: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  quando o modulador/demodulador SSB-OFDM é aplicado.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
Filtragem LP	$8N(k+1)UL$	$4N(k+1)U(2L-1)$
Modulação BP	$4N(k+1)U$	$2N(k+1)U$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Demodulação BP	$4N(k+1)U$	—
Filtragem LP	$4N(k+1)ULU$	$4N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total $\times$	$8N \log_2 2N + 8N(1-\alpha) + 4N(k+1)U[2 + L(U+2)]$	
Total $+$	$12N \log_2 2N + 3N(1-\alpha) + 2N(k+1)U(2LU + 4L - 3)$	

### 2.3.2 DSB-OFDM

O DSB-OFDM é um modulador/demodulador banda lateral dupla - *double-sideband* (DSB) para transmissão de dados em banda passante, então a largura de banda do sinal na banda base e na banda passante são  $B/2P$  e  $B/P$ , respectivamente. Para o modulador/demodulador DSB-OFDM, o comprimento do símbolo OFDM e o número de sub-portadoras para comunicação de dados é  $N$ . O diagrama de bloco do modulador/demodulador DSB-OFDM para *Clustered-OFDM* é descrito na Figura 4.

De acordo com o diagrama de bloco, o vetor de saída do bloco IDFT, que implementa a inversa da DFT, é a representação discreta no domínio do tempo de um símbolo OFDM aleatório, que é gerado para ser transmitido pela BS através do  $p$ -ésimo *cluster*. Ele é

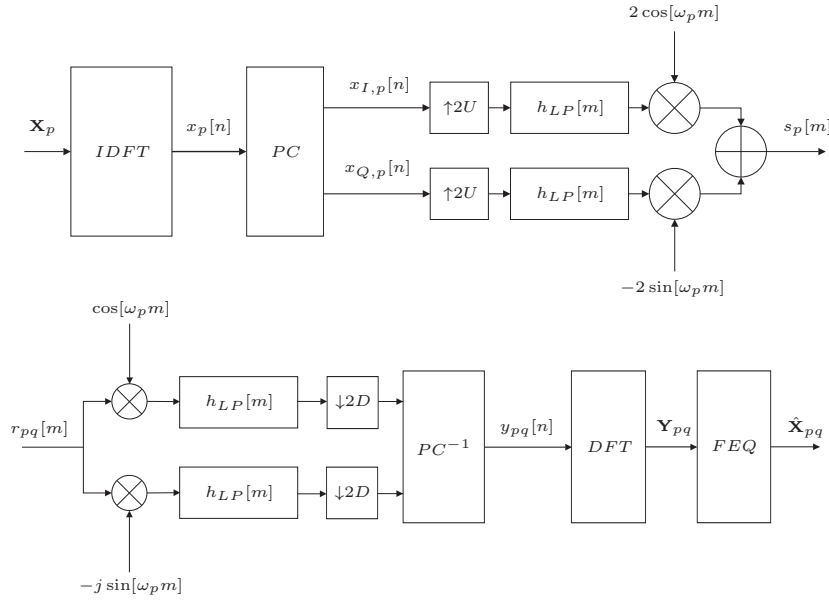


Figura 4: Diagrama de bloco para o modulador/demodulador DSB-OFDM para *Clustered*-OFDM.

expressado por:

$$\mathbf{x}_p = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_p, \quad (2.40)$$

em que  $\mathbf{W}^\dagger \in \mathbb{C}^{N \times N}$  é a inversa da DFT e  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  é a representação do domínio da frequência do símbolo OFDM aleatório, o qual é gerado pela BS para ser transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster*.

Depois da inserção do PC, é realizado sobreamostragem de fator  $2U$  no sinal. Em seguida, ocorre a filtragem LP das componentes em fase,  $x_{I,p,e}[m]$ , e em quadratura,  $x_{Q,p,e}[m]$ , do sinal. O sinal na saída do transmissor para o  $p$ -ésimo *cluster* é expressado por:

$$s_p[m] = (x_{I,p,e}[m] \star h_{LP}[m])2 \cos[\omega_p m] - (x_{Q,p,e}[m] \star h_{LP}[m])2 \sin[\omega_p m]. \quad (2.41)$$

Para o DSB-OFDM, o fator de sobreamostragem é  $2U$  por causa do símbolo OFDM ser DSB e  $\omega_p = (2p - 1)\pi/2U$ ,  $p = 1, 2, \dots, P$ . Para a modulação em quadratura é usado a portadora  $-2 \sin[\omega_p m]$  para que não haja inversão e conjugação do sinal a ser transmitido.

Quando o  $q$ -ésimo usuário recebe o sinal que foi transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster*, a seguinte sequência de ações, antes do uso da DFT, é realizada:

1. demodulação em fase e em quadratura;
2. filtragem LP das componentes em fase e em quadratura;

3. sub-amostragem pelo fator  $D$ ;
4. remoção do PC.

Como resultado, o sinal na entrada do bloco da DFT, que implementa a DFT normalizada no receptor do  $q$ -ésimo usuário do  $p$ -ésimo *cluster*, é dado por:

$$\begin{aligned}
 y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=2Dn} \\
 &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=2Dn} \\
 &= (r_{pq}[2Dn] \cos[\omega_p 2Dn] \star h_{LP}[2Dn] - \\
 &\quad r_{pq}[2Dn] j \sin[\omega_p 2Dn] \star h_{LP}[2Dn]),
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

em que  $m = 2Dn$ . O sinal  $r_{pq,h}[n]$ ,  $\tilde{y}_{pq}[n]$ , e  $v_{pq}[n]$  são definidos na Seção 2.3.1. O símbolo estimado é expressado por:

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{X}}_{pq} &= \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{Y}_{pq} \\
 &= \mathbf{X}_p + \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{V}_{pq}.
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Note que, apesar de não haver modificações nesse modulador/demodulador para usar quando  $p = 1$ , o sinal resultante terá seu espectro na banda entre 0 e  $\pi/U$  rad/s, ou seja, na banda base. Desta forma, esse modulador/demodulador também não é indicado para o primeiro *cluster*, por aumentar a complexidade computacional de forma desnecessária.

Finalmente, mas não menos importante, as complexidades computacionais do transmissor e do receptor DSB-OFDM, mostrado na Figura 4, são apresentadas na Tabela 6.

### 2.3.3 HS-OFDM

O modulador/demodulador HS-OFDM é para comunicação de dados na banda base (CIOFFI, c; BINGHAM, 1990). Sendo assim, é o indicado para o primeiro *cluster*. O diagrama de bloco do modulador/demodulador HS-OFDM aplicado para comunicação de dados banda base para *Clustered*-OFDM é mostrado na Figura 5. Para esse modulador/demodulador,  $B/P$  é a largura da banda e  $2N$  é o comprimento do símbolo OFDM.

O vetor gerado pela a IDFT, o qual é implementada no bloco do  $p$ -ésimo transmissor

Tabela 6: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para o modulador/demodulador DSB-OFDM.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$2N \log_2 N$	$3N \log_2 N$
Filtragem LP	$2N(k+1)2UL/2$	$2N(k+1)2U(L/2-1)$
Modulação BP	$2N(k+1)2U$	$N(k+1)2U$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Demodulação BP	$2N(k+1)2U$	—
Filtragem LP	$2N(k+1)2ULU$	$2N(k+1)2U(LU-1)$
FFT	$2N \log_2 N$	$3N \log_2 N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total $\times$	$4N \log_2 N + 8N(1-\alpha) + 4N(k+1)U(2+L/2+LU)$	
Total $+$	$6N \log_2 N + 3N(1-\alpha) + 2N(k+1)U(L+2LU-3)$	

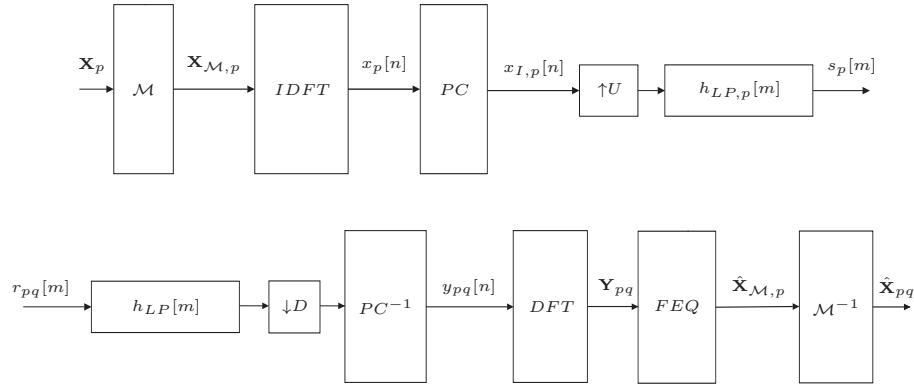


Figura 5: Diagrama de bloco para o modulador/demodulador HS-OFDM para Clustered-OFDM.

(cluster) da BS, é expresso por:

$$\mathbf{x}_p = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{\mathcal{M},p}, \quad (2.44)$$

em que  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ ,  $\mathbf{W}^\dagger \in \mathbb{C}^{2N \times 2N}$  é a inversa da DFT e  $\mathbf{X}_{\mathcal{M},p} = \mathcal{M}(\mathbf{X}_p) \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  define um vetor, cujos elementos são expressados por:

$$X_{\mathcal{M},p}(l) = \begin{cases} X_p(l-1), & l = 1, \dots, N-1 \\ \Re\{X_p(N-1)\}, & l = 0 \\ \Im\{X_p(N-1)\}, & l = N \\ X_p^*(2N-l-1), & l = N+1, \dots, 2N-1 \end{cases}, \quad (2.45)$$

em que  $\Re\{\cdot\}$  e  $\Im\{\cdot\}$  denotam as componentes real e imaginária de uma variável complexa. Note que o vetor  $\mathbf{X}_p = [X_p(0), X_p(1), \dots, X_p(N-1)]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  é o símbolo OFDM

gerado pela BS e  $\mathcal{M}(\cdot)$  é uma função de mapeamento, como discutida em (CIOFFI, c). O sinal  $x_p[n]$  é constituído por elementos de  $\mathbf{x}_p$ .

Depois da inserção do PC, da sobreamostragem pelo fator  $U$ , da filtragem LP (com a frequência máxima na banda de passagem igual a  $\pi/U$ ), o sinal para transmissão de dados através do canal PLC é dado por:

$$s_p[m] = x_{p,e}[m] \star h_{LP}[m], \quad (2.46)$$

em que  $x_{p,e}[m]$  é  $x_p[n]$  com sobreamostragem de  $U$ .

Depois da filtragem LP, da sub-amostragem pelo fator  $D$ , e da remoção do PC, o sinal na entrada do bloco da DFT no receptor do  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster* é expressado por:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\ &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\ &= r_{pq}[Dn] \star h_{LP}[Dn]. \end{aligned} \quad (2.47)$$

Note que o vetor  $\mathbf{y}_{pq} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  é constituído pelas amostras da sequência  $\{y_{pq}[n]\}$ . Uma estimativa do símbolo OFDM recebido pelo  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster* é:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},pq} &= \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{Y}_{pq} \\ &= \mathbf{X}_{\mathcal{M},p} + \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{V}_{pq}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Finalmente,

$$\hat{\mathbf{X}}_{pq} = \mathcal{M}^{-1}(\hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},pq}). \quad (2.49)$$

A complexidade computacional do transmissor e do receptor do *HS-OFDM* são apresentadas na Tabela 7. As variáveis  $2N$ ,  $L$ ,  $D$ ,  $U$ , e  $k$  são definidas na Seção 2.3.1.

#### 2.4 $\mathcal{P}(\cdot)$ e $\mathcal{Q}(\cdot)$ para *Clustered-OFDM* em banda passante baseados no *HS-OFDM*

Nesta seção serão analisadas e detalhadas diferentes formas para implementar um modulador/demodulador *HS-OFDM* ( $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$ ) para transmissão banda base e banda passante de dados no *Clustered-OFDM*. Assume-se que o comprimento do símbolo OFDM é  $2N$ , a largura da banda base e da banda passante são iguais à  $B/P$ , já que esses novos moduladores/demoduladores são SSB quando a transmissão de dados dá-se na banda passante. Ao olhar através da maneira como esses moduladores/demoduladores

Tabela 7: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para o modulador/demodulador HS-OFDM.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
Filtragem LP	$2N(k+1)UL$	$2N(k+1)U(L-1)$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Filtragem LP	$2N(k+1)ULU$	$2N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total $\times$	$8N \log_2 2N + 8N(1-\alpha) + 2N(k+1)LU(U+1)$	
Total $+$	$12N \log_2 2N + 3N(1-\alpha) + 2N(k+1)U(LU+L-2)$	

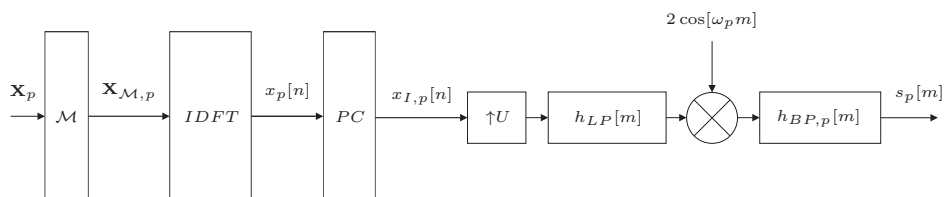
são implementados, evidencia-se o porquê do esquema *Clustered-OFDM* ser interessante, em relação a complexidade computacional, para sistemas PLC.

Com essas considerações, as Seções 2.4.1 e 2.4.2 tratam de dois transmissores  $\mathcal{P}(\cdot)$ , para a comunicação de dados em banda passante baseados no modulador HS-OFDM. E as Seções 2.4.3 à 2.4.5 discutem três diferentes receptores  $\mathcal{Q}(\cdot)$ , sendo que a Seção 2.4.4 apresenta um novo  $\mathcal{Q}(\cdot)$ , denominado  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II. Através de combinação destes, pode-se obter seis diferentes moduladores/demoduladores HS-OFDM para o esquema *Clustered-OFDM*.

#### 2.4.1 $\mathcal{P}(\cdot)$ -I

O HS-OFDM foi projetado para comunicação de dados banda base. Como resultado, seu uso para comunicação banda passante aumenta a complexidade computacional do transmissor. Um modulador HS-OFDM para comunicação de dados banda passante é possível como descrito abaixo.

O diagrama de bloco para o  $\mathcal{P}(\cdot)$  é mostrado na Figura 6. Neste, a largura de banda é  $B/P$  para as bandas base e passante,  $2N$  é o comprimento do símbolo OFDM já que ele é DSB e SSB nas bandas base e passante, respectivamente.

Figura 6: Diagrama de bloco do transmissor  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I.



Considere  $x_p[n]$  definido na Seção 2.3.3. Depois da inserção do PC, da sobreamostragem pelo fator  $U$ , filtragem LP (com frequência máxima de passagem  $\pi/U$ ), modulação em fase para o  $p$ -ésimo *cluster* e filtragem passa banda - *band-pass* (BP) (com largura de banda de  $B/P$  e centrado na frequência central do  $p$ -ésimo *cluster*). A versão SSB, sobreamostrada e modulada de  $x_p[n]$  para transmissão de dados em banda passante é expressada por:

$$s_p[m] = ((x_{p,e}[m] \star h_{LP}[m])2 \cos[\omega_p m]) \star h_{PB,p}[m], \quad (2.50)$$

em que  $x_{p,e}[m]$  é  $x_p[n]$  sobreamostrado pelo fator  $U$ . O filtro LP é responsável por eliminar as imagens do sinal sobreamostrado  $x_p[n]$ . Um filtro BP centrado na frequência central do  $p$ -ésimo *cluster* ( $(2\pi p - \pi)/2U$ ,  $p = 2, \dots, P$ ) é usado para gerar a versão SSB do sinal na banda passante a ser transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster*. No caso da comunicação de dados em banda base, somente as técnicas de sobreamostragem e de filtragem LP são aplicadas, como mostrado na Seção 2.3.3.

Usando essa estratégia, tem-se que  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I é o  $\mathcal{P}(\cdot)$  do HS-OFDM com algumas pequenas alterações. Além disto, apenas as filtrações e a modulação devem ser executadas, pelo menos, com  $f_s = 2B$  Hz.

A complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I para a comunicação de dados em banda passante é apresentada na Tabela 8.

Tabela 8: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I

$\mathcal{P}(\cdot)$ -I		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
Filtragem LP	$2N(k+1)UL$	$2N(k+1)U(L-1)$
Modulação BP	$2N(k+1)U$	—
Filtragem BP	$2N(k+1)ULU$	$2N(k+1)U(LU-1)$
Total $\times$	$4N \log_2 2N + 2N(k+1)U(LU+L+1)$	
Total $+$	$6N \log_2 2N + 2N(k+1)U(LU+L-2)$	

### 2.4.2 $\mathcal{P}(\cdot)$ -II

Já que a complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I aumenta consideravelmente se comparada com a do  $\mathcal{P}(\cdot)$  para HS-OFDM, nesta seção será detalhada uma abordagem muito mais simples para a comunicação de dados em banda base e passante baseada

no *HS-OFDM* e sem processos adicionais, a qual foi introduzida em (PINTO et al., 2011). O diagrama de bloco de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II aplicado para *Clustered-OFDM* é mostrado na Figura 7. Tendo como base (CROCHIERE; RABINER, 1983), o  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II é implementado como se segue.

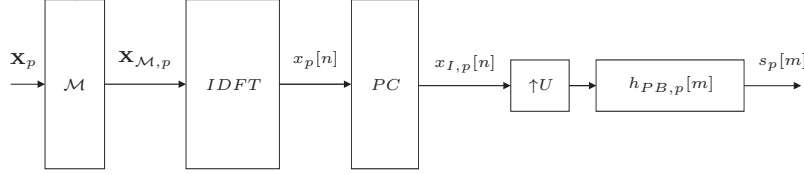


Figura 7: Diagrama de bloco do transmissor  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II.

O símbolo aleatório OFDM gerado para o  $p$ -ésimo *cluster* é dado por  $\mathbf{X}_{\mathcal{M},p} = \mathcal{M}(\mathbf{X}_p)$  e  $\mathbf{x}_p = (1/\sqrt{2N})\mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{\mathcal{M},p}$ . Então, o sinal na banda base  $x_p[n]$ , que é constituído pelas amostras do vetor  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ , é sobreamostrado pelo fator  $U$  e resulta no sinal  $x_{I,p,e}[m]$ , cujo o espectro é dado por:

$$X_{I,p,e}(e^{j\omega}) = X_{I,p}(e^{j\omega U}), \quad (2.51)$$

que corresponde em imagens repetidas periodicamente do sinal na banda base  $X_{I,p}(e^{j\omega'})$ , sendo  $\omega'$  a frequência angular antes da operação de sobreamostragem. Então, o filtro BP  $h_{BP,p}[m]$  é aplicado para selecionar o USB ou o LSB de uma das imagens do sinal para gerar o sinal que será transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster*. Quando  $p$  é ímpar, o USB é selecionado, caso contrário o LSB é selecionado. Deve-se observar que o LSB carrega as mesmas informações que a USB, porém, tem seu espectro invertido. Note que quando  $p$  é par a sequência  $x_{I,p}[n]$  pode ser previamente multiplicada por  $(-1)^n$  para inverter o espectro da componente LSB, tornando-a igual a USB para ser selecionada pelo filtro BP. De acordo com (CROCHIERE; RABINER, 1983), o filtro BP deve aproximar a seguinte característica:

$$\tilde{H}_{BP,p}(e^{j\omega}) = \begin{cases} U, & (p-1)\frac{\pi}{U} < |\omega| < p\frac{\pi}{U} \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases}. \quad (2.52)$$

Para  $p = 1$  o filtro BP se torna um filtro LP. O sinal  $s_p[m]$  na saída do  $p$ -ésimo transmissor da BS é expressado por:

$$s_p[m] = x_{I,p,e}[m] \star h_{PB,p}[m], \quad (2.53)$$

em que  $x_{I,p,e}[m] \leftrightarrow X_{I,p,e}(e^{j\omega})$  é a versão sobreamostrada de  $x_p[n]$  pelo fator  $U$ . O espectro

de  $s_p[m]$  é dado por:

$$S_p(e^{j\omega}) = \begin{cases} X(e^{j\omega}), & (p-1)\frac{\pi}{U} < |\omega| < p\frac{\pi}{U} \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases}. \quad (2.54)$$

As questões relacionadas ao novo e mais simples  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II são as seguintes:

- ele pode ser usado para comunicação de dados em banda base e passante sem nenhum processo adicional;
- a modulação é realizada sem o uso de oscilador;
- a complexidade computacional é igual ao  $\mathcal{P}(\cdot)$  do modulador HS-OFDM, que é aplicado para comunicação em banda base de dados.

A complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II é apresentada na Tabela 9.

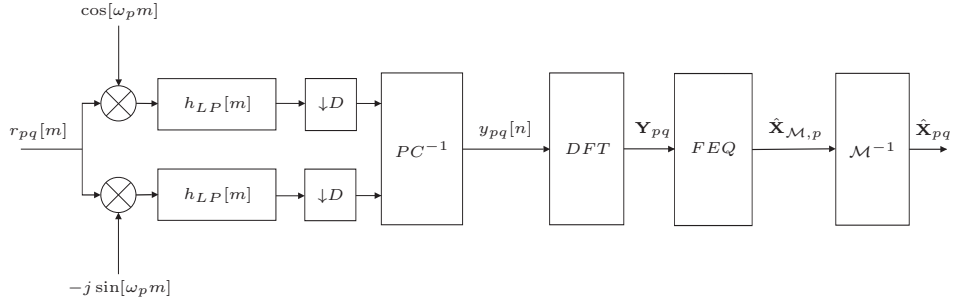
Tabela 9: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II

$\mathcal{P}(\cdot)$ -II		
Operações	×	+
IFFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
Filtragem BP	$2N(k+1)UL$	$2N(k+1)U(L-1)$
Total ×	$4N \log_2 2N + 2N(k+1)UL$	
Total +	$6N \log_2 2N + 2N(k+1)U(L-1)$	

### 2.4.3 $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I

O sinal SSB, gerado por  $\mathcal{P}(\cdot)$ -I ou  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II, pode ser recuperado usando o demodulador tradicional aplicado para DSB-OFDM ou SSB-OFDM. O diagrama de bloco do  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I é ilustrado na Figura 8.

Depois da demodulação, da filtragem LP, da sub-amostragem pelo fator  $D$ , e da remoção do PC, o sinal na entrada do bloco da DFT do receptor do  $q$ -ésimo usuário

Figura 8: Diagrama de bloco do receptor  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I.

alocado no  $p$ -ésimo *cluster* é expressado por:

$$\begin{aligned}
 y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\
 &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\
 &= (r_{pq}[Dn] e^{-j\omega_p Dn}) \star h_{LP}[Dn] \\
 &= r_{pq}[Dn] \cos[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn] - \\
 &\quad r_{pq}[Dn] j \sin[\omega_p Dn] \star h_{LP}[Dn].
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

Note que ocorre, na realidade, um deslocamento na frequência de  $\omega_p$ , deixando o sinal que estava alocado no  $p$ -ésimo *cluster* na banda base. Portanto,  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I aplica uma demodulação em fase e em quadratura igual àquela do demodulador do SSB-OFDM, ver Seção 2.3.1. Assim, para o  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster* tem-se:

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},p} &= \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{Y}_{pq} \\
 &= \mathbf{X}_{\mathcal{M},p} + \mathbf{H}_{pq}^{-1} \mathbf{V}_{pq}.
 \end{aligned} \tag{2.56}$$

Como resultado, a estimativa do símbolo OFDM é dada por:

$$\hat{\mathbf{X}}_{pq} = \mathcal{M}^{-1}(\hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},p}). \tag{2.57}$$

A complexidade computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I é apresentada na Tabela 10.

#### 2.4.4 $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II

Uma possibilidade para demodular o sinal SSB, desconsiderando a demodulação em quadratura, é usando  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II. Isto é possível pois  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  e, portanto, somente a demodulação em fase é necessária. Neste caso, a amplitude é reduzida por 2, devendo ser corrigida. O diagrama de bloco é representado na Figura 9. Para o  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II, o sinal na

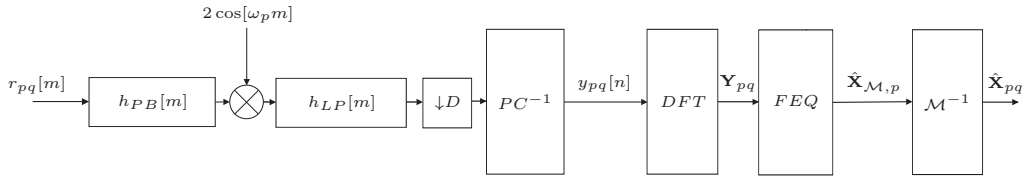
Tabela 10: Complexidade computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -I

$\mathcal{Q}(\cdot)$ -I		
Operações	$\times$	$+$
Demodulação BP	$4N(k+1)U$	—
Filtragem LP	$4N(k+1)ULU$	$4N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total $\times$	$4N \log_2 2N + 8N(1-\alpha) + 4N(k+1)U(LU+1)$	
Total $+$	$6N \log_2 2N + 3N(1-\alpha) + 4N(k+1)U(LU-1)$	

entrada do bloco da DFT é dado por:

$$\begin{aligned}
 y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\
 &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\
 &= ((r_{pq}[Dn] \star h_{BP,p}[Dn]) 2 \cos[\omega_p Dn]) \star h_{LP}[Dn],
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

em que  $r_{pq,h}[n]$  denota o sinal de entrada do bloco de sub-amostragem,  $\omega_p = (p-1)\pi/U$ ,  $p = 2, 3, \dots, P$ . Quando  $p = 1$ , o  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II se reduz ao demodulador do *HS-OFDM*. Note que a largura de banda de  $h_{BP,p}[m]$  é  $(p-1)\pi/U < |\omega| < p\pi/U$ ,  $p = 2, \dots, P$ .  $h_{LP}[m]$  tem sua frequência máxima de passagem de  $\pi/U$ .

Figura 9: Diagrama de bloco para o receptor  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II.

Após a constituição do vetor  $\mathbf{Y}_{pq}$ , vide Seção 2.4.3, tem-se que o símbolo OFDM estimado é dado por:

$$\hat{\mathbf{X}}_{pq} = \mathcal{M}^{-1}(\hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},p}). \tag{2.59}$$

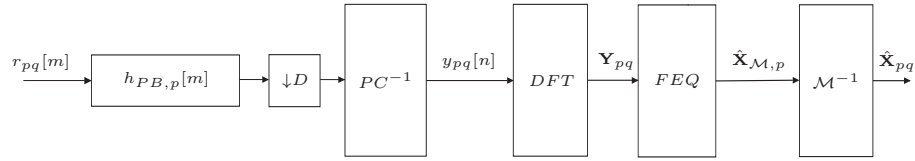
A complexidade computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II é mostrada na Tabela 11.

### 2.4.5 $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III

O  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III explora a teoria de banco de filtros para substituir a demodulação por sub-amostragem combinado com filtragem como discutido em (CROCHIERE; RABINER, 1983). O diagrama de bloco do  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III para *Clustered-OFDM* é mostrado na Figura 10.

Tabela 11: Complexidade Computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -II

$\mathcal{Q}(\cdot)$ -II		
Operações	$\times$	$+$
Filtragem BP	$2N(k+1)ULLU$	$2N(k+1)U(LU-1)$
Demodulação BP	$2N(k+1)U$	—
Filtragem LP	$2N(k+1)ULLU$	$2N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total $\times$	$4N \log_2 2N + 8N(1-\alpha) + 2N(k+1)U(2LU+1)$	
Total $+$	$6N \log_2 2N + 3N(1-\alpha) + 4N(k+1)U(LU-1)$	

Figura 10: Diagrama de bloco do receptor  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III.

De acordo com esse diagrama de blocos,  $r_{pq}[m]$  é o sinal recebido pelo  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*. Como ele foi filtrado por um filtro BP  $h_{BP,p}[m]$  e subamostrado pelo fator  $D$ , então o espectro do sinal resultante  $r_{pq,h}[n]$  é expressado por:

$$R_{pq,h}(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} \sum_{l=0}^{D-1} H_{BP,p}(e^{j(\omega-2\pi l)/D}) R_{pq}(e^{j(\omega-2\pi l)/D}), \quad (2.60)$$

em que a realização de  $h_{BP,p}[m] \leftrightarrow \tilde{H}_{BP,p}(e^{j\omega})$  deve, de acordo com (CROCHIERE; RABINER, 1983), se aproximar de:

$$\tilde{H}_{BP,p}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & (p-1)\frac{\pi}{D} < |\omega| < p\frac{\pi}{D} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.61)$$

na qual  $D = U = P$  já que o modulador HS-OFDM é um tipo de modulação SSB. Como discutido em (CROCHIERE; RABINER, 1983),  $R_{pq,h}(e^{j\omega})$  é composto de  $D$  componentes em *aliasing* de  $H_{BP,p}(e^{j\omega})R_{pq}(e^{j\omega})$  modulado pelo fator  $\pi p/D$ . O filtro  $H_{BP,p}(e^{j\omega})$  é para remover todas as componentes em *aliasing* exceto a associada com a banda desejada. Depois da remoção do PC, o sinal presente na entrada do bloco da DFT é:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= r_{pq,h}[m] \Big|_{m=Dn} \\ &= (\tilde{y}_{pq}[m] + v_{pq}[m]) \Big|_{m=Dn} \\ &= r_{pq}[Dn] \star h_{BP,p}[Dn]. \end{aligned} \quad (2.62)$$

A estimativa do símbolo OFDM, vide Seção 2.4.4, é expressada por:

$$\hat{\mathbf{X}}_{pq} = \mathcal{M}^{-1}(\hat{\mathbf{X}}_{\mathcal{M},p}). \quad (2.63)$$

Note que quando  $p$  é par deve-se multiplicar  $y_{pq}[n]$  por  $(-1)^n$  para que o espectro do sinal demodulado não seja invertido. Note também que se a combinação  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II+ $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III for usada, a multiplicação por  $(-1)^n$  não é necessária no transmissor e no receptor.

Por aplicar o  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, as seguintes vantagens para o receptor usado no *Clustered-OFDM* são observadas:

- o demodulador HS-OFDM pode ser usado para comunicação de dados em banda base e passante;
- somente as sincronizações de *clock* e do símbolo são executadas no receptor;
- a complexidade computacional do lado do receptor é consideravelmente reduzida;
- O uso de osciladores é eliminado na demodulação.

A complexidade computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III é mostrada na Tabela 12. Como pode ser visto, a complexidade computacional é igual a do HS-OFDM destinado a comunicação de dados banda base.

Tabela 12: Complexidade computacional de  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III

$\mathcal{Q}(\cdot)$ -III		
Operações	×	+
Filtragem BP	$2N(k+1)ULU$	$2N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
FEQ	$8N(1-\alpha)$	$3N(1-\alpha)$
Total ×	$4N \log_2 2N + 2N(k+1)ULU + 8N(1-\alpha)$	
Total +	$6N \log_2 2N + 2N(k+1)U(LU-1) + 3N(1-\alpha)$	

## 2.5 Resultados computacionais

Nesta seção, são apresentados os resultados numéricos comparativos entre os moduladores/demoduladores descritos, os baseados no HS-OFDM; além dos SSB-OFDM, DSB-OFDM e HS-OFDM; considerando o esquema *Clustered-OFDM*. Também são apresentados resultados que relacionam as capacidades dos canais e a complexidade computacional para os esquemas *Clustered-OFDM* e OFDMA.

Para o cálculo da complexidade computacional, considera-se  $N = 2^l | l \in \{1, 2, 3, \dots, 12\}$ , e os parâmetros listados na Tabela 13. A Figura 11 mostra a complexidade computacional em termos do número de adições. Enquanto, a Figura 12 mostra a complexidade computacional em termos do número de multiplicações. O parâmetro  $N$  é representado em  $\log_2$  e o número de operações é representado em  $\log_{10}$ . As figuras mostram que o modulador/demodulador  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III e o HS-OFDM apresentam a menor complexidade computacional. Entretanto, o HS-OFDM convencional é projetado apenas para comunicação de dados em banda base. Isto significa que a combinação  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III oferece a menor complexidade computacional para ambas comunicações de dados em banda base e passante.

Tabela 13: Parâmetros para o cálculo da complexidade computacional.

Parâmetros	Valores
$P$	5
$U$	5
$\alpha$	0,1
$\beta$	0,02
$k$	1/16
$L$	86

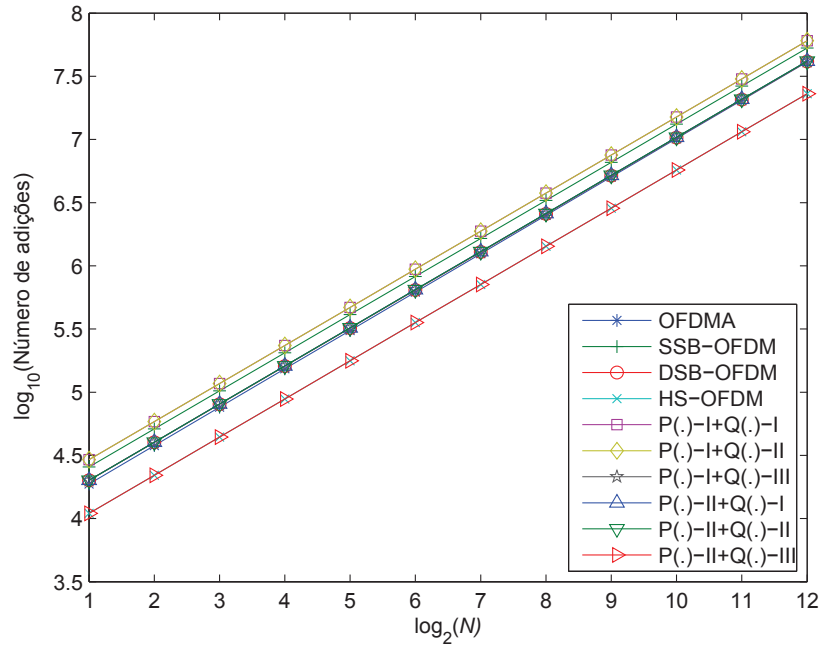


Figura 11: Complexidade computacional em termos do número de adições.

A Figura 13 mostra o desempenho de BER para os moduladores/demoduladores estudados para o esquema *Clustered*-OFDM em função de  $E_b/N_0$ . São considerados os



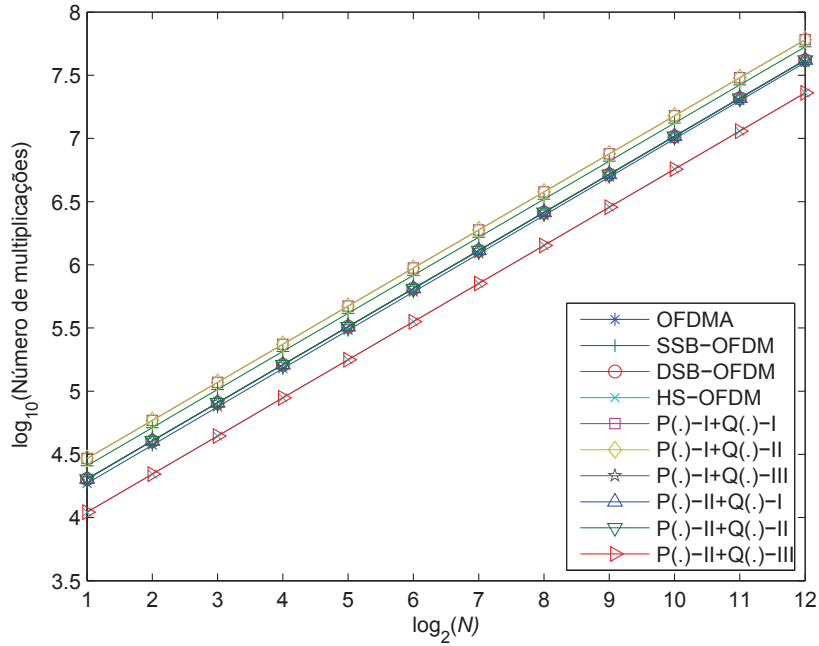


Figura 12: Complexidade computacional em termos do número de multiplicações.

ruídos AIGN e AWGN. No caso AIGN, foi considerado  $K_1 = K_2 = 20$  dB. A Tabela 14 mostram os parâmetros usados para a geração do canal PLC LIT usado durante as simulações. A Tabela 15 mostra os parâmetros usados para as simulações. Para o AIGN,  $N_0$  refere-se a densidade espectral de potência - *power spectral density* (PSD) do ruído de fundo. Analisando as figuras, pode-se fazer as seguintes observações:

- a presença do ruído impulsivo degrada igualmente o desempenho de todos os moduladores/demoduladores analisados;
- as características de desempenho dos moduladores/demoduladores não se alteram na presença de ruído AWGN e AIGN.

Finalmente, a Figura 13 indica que os moduladores/demoduladores detalhados para *Clustered-OFDM* oferecem o mesmo nível de desempenho em termos de BER comparado com os moduladores/demoduladores SSB-OFDM, DSB-OFDM e HS-OFDM.

Para avaliar a capacidade do canal e a complexidade computacional do *Clustered-OFDM* e do OFDMA considerou-se os parâmetros listados na Tabela 16. O valor de  $\lambda$  foi escolhido de forma que  $e^{2\lambda B} = 0,9$ , ou seja, ocorre uma variação de 10%, em relação a  $G$ , na grandeza  $Ge^{2\lambda f}$ . Como pode ser percebido, em todos os casos foi considerado  $NP$  constante, ou seja, o número de subportadoras do esquema OFDMA e a soma das sub-

Tabela 14: Parâmetros do canal LIT PLC.

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	0.01832	0.00516	0.00765	-0.01031	-0.00800
$d_i(m)$	113.2	90.1	101.8	143	148
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0.00711	0.00676	-0.00676	0.01263	-0.00622
$d_i(m)$	200	261	322	411	490
$i$	11	12	13	14	15
$g_i$	0.01156	-0.00978	0.00747	-0.01049	0.00871
$d_i(m)$	567	740	960	1130	1250
$v_p = 150 \times 10^6$ m/s					
$\gamma = 1$					
$a_0 = 0$					
$a_1 = 2.5 \times 10^{-9}$					

Tabela 15: Parâmetros das simulações de performance de BER.

Parâmetros	Valores
$P$	5
$L_{pq}$ para OFDM	$N/4$
$L_{pq}$ para os outros casos	$N/2$
Largura de banda do sistema	50 MHz
Largura de banda de cada <i>cluster</i>	10 MHz
<i>Cluster</i> simulado	2 (10 MHz ~ 20 MHz)
$N$	512
$L_{PC}$ para o OFDM	$N/4$
$L_{PC}$ para os outros casos	$N/2$
$\alpha$	0, 1
$U = D$	5
$L$	86
Modulação	4-QAM

portadoras, de todos os *clusters*, do esquema *Clustered-OFDM* (modulador/demodulador  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III) são iguais e constante.

A Figura 14 ilustra a complexidade computacional em termos do  $\log_{10}$  do número total de operações (somas + multiplicações) em função de  $P$ . Nesta figura, tem-se a complexidade computacional da BS e de cada SS, para cada um dos esquemas estudados. Como era de se esperar, a complexidade computacional para o esquema OFDMA é a mesma para a BS e para a SS. Já no caso do esquema *Clustered-OFDM*, à medida que se aumenta  $P$  a complexidade computacional da BS aumenta, enquanto que a complexidade computacional da SS diminui. Porém, a relação das complexidades computacionais da BS e da SS permanece praticamente constante, aproximadamente igual a  $P$ , confirmando a Tabela 4.

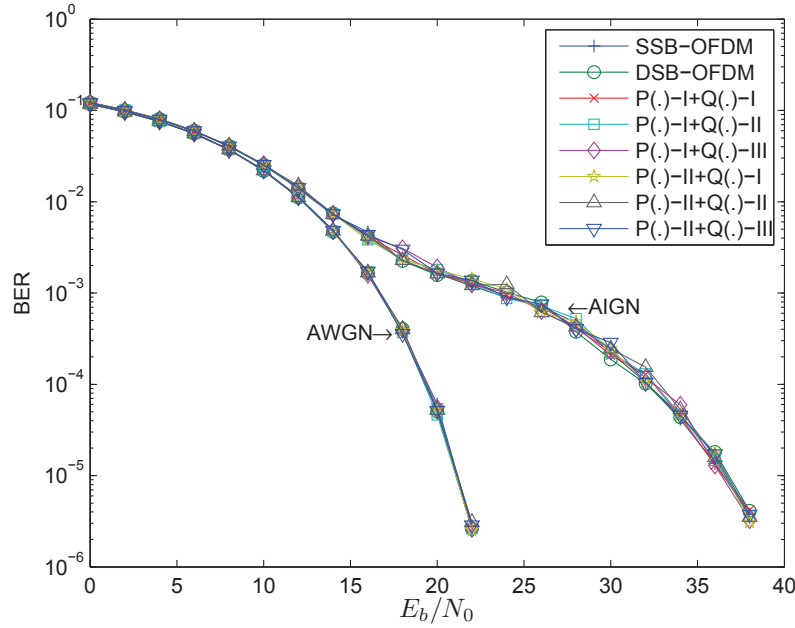


Figura 13: Desempenho de BER do esquema *Clustered*-OFDM com os moduladores/demoduladores SSB-OFDM, DSB-OFDM, e as seis combinações de transmissores e receptores estudados.

Tabela 16: Parâmetros para as análises da complexidade computacional e da capacidade do canal para *Clustered*-OFDM e OFDMA.

Parâmetros	Valores
$NP$	$10^4$
$B$	100 MHz
$B_\alpha = B_\beta$	1 MHz
$k$	1/16
$U$	$P$
$\alpha$	$B_\alpha/(B/P)$
$\beta$	$B_\beta/B$
$L$	$430/P$
$\lambda$	$-5,268 \times 10^{-10}$
$G$	1000

Para a Figura 15 foi usado  $P = 10$ . Esta figura compara a capacidade média do canal para o OFDMA e para o *Clustered*-OFDM, sendo que a capacidade para o OFDMA é sempre maior que a do *Clustered*-OFDM. Além disto, considerando que a SNR é proporcional a  $G$ , tem-se que a aproximação para o LB é válida apenas para  $Ge^{2\lambda f} \ll 1$ , enquanto que a aproximação do UB é válido para a SNR elevada, posto que, quanto maior o valor de  $G$  mais próxima está a aproximação do UB em relação ao UB válido para todos os valores de  $Ge^{2\lambda f}$ .

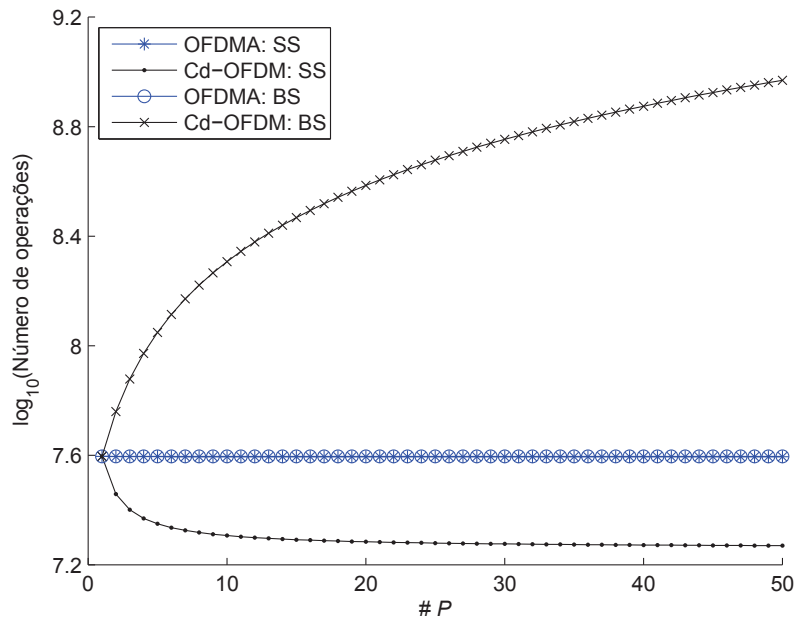


Figura 14: *Clustered*-OFDM e OFDMA: complexidade computacional em função de  $P$  para a BS e a SS considerando  $NP$  constante.

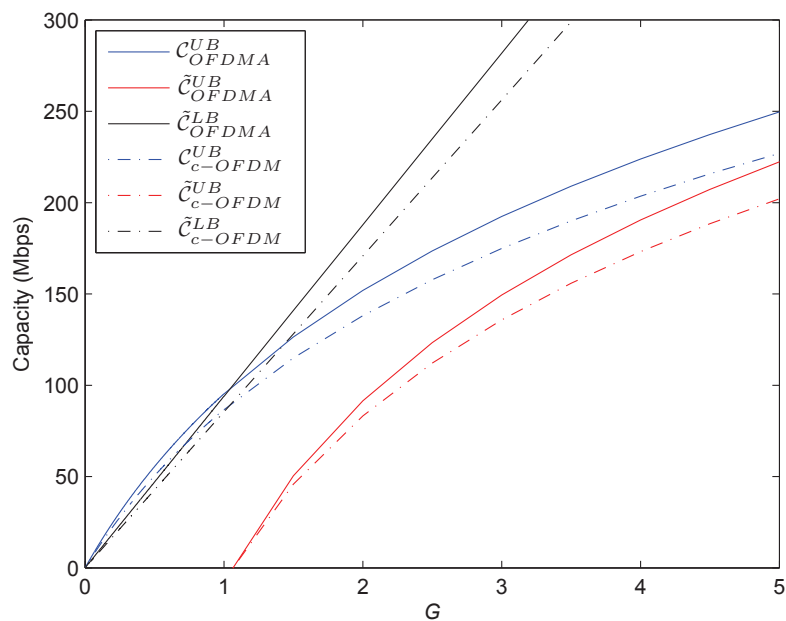


Figura 15: *Clustered*-OFDM e OFDMA: UB e LB da capacidade média do canal.

A Figura 16 ilustra a relação entre as complexidades computacionais dos esquemas OFDMA e *Clustered*-OFDM, denominada  $\chi$ . Esta relação é dada para a BS e/ou para uma única SS. Além disto, ilustra a perda de UB da capacidade de cada esquema, que é

dada por:

$$\eta = \left(1 - \tilde{\mathcal{C}}_a^{UB}(p)/\tilde{\mathcal{C}}^{UB}(p)\right), \quad a \in \mathcal{A} = \{\text{OFDMA}, \text{c-OFDM}\}, \quad (2.64)$$

na qual  $\tilde{\mathcal{C}}^{UB}$ ,  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{c-OFDM}}^{UB}$  e  $\tilde{\mathcal{C}}_{\text{OFDMA}}^{UB}$  são expressados por (2.19), (2.23), e (2.28), respectivamente. Observando a figura percebe-se que para  $P = 10$ , por exemplo, a BS do esquema *Clustered-OFDM* é aproximadamente cinco vezes mais complexa, em termos do número total de operações, que a BS do esquema OFDMA. Em compensação, uma SS do *Clustered-OFDM* tem sua complexidade computacional aproximadamente duas vezes menor que uma SS do OFDMA. A complexidade computacional total do sistema, BS + todas SSs, pode ser calculada em função da complexidade computacional da BS do OFDMA, dada por  $\Psi_a$ .

Pode-se considerar um usuário por *cluster* por ser o pior caso, ou seja, para  $P = 10$  tem-se 10 usuários. Para o OFDMA a complexidade computacional total é  $\Psi_a + 10\Psi_a = 11\Psi_a$ , já que a complexidade computacional de uma SS, para este esquema, é igual a da BS, ou seja,  $\Psi_a$ . Já para o *Clustered-OFDM* a complexidade computacional total é  $5\Psi_a + 10(\Psi_a/2) = 10\Psi_a$ . Como pode ser observado, mesmo para o pior caso, a complexidade computacional total para o esquema *Clustered-OFDM* é menor que para o OFDMA. Por outro lado, para  $P = 10$ , o esquema *Clustered-OFDM* tem uma perda de capacidade do canal de 10% que é muito maior que a perda do OFDMA, de 1%. Assim, fica claro que a complexidade computacional do *Clustered-OFDM* é menor que a do OFDMA, porém, a perda de capacidade do canal do *Clustered-OFDM* é maior.

As Figuras 17 e 18 consideram a complexidade computacional total, ou seja, a soma das complexidades computacionais da BS e das  $PM$  SSs. A Figura 17 fornece a complexidade computacional em função de  $P$  para os casos de  $M = 1$ ,  $M = 20$  e  $M = 100$ . Já a Figura 18 fornece a complexidade computacional em função de  $M$  para os casos  $P = 1$ ,  $P = 10$  e  $P = 25$ . Como pode ser percebido a complexidade computacional para  $P = 1$  é a mesma nos esquemas OFDMA e *Clustered-OFDM*, isto porque para este caso os esquemas são similares. Outra análise interessante é que, independentemente do valor de  $M$  e de  $P$ , a complexidade computacional do esquema *Clustered-OFDM* é menor ou igual ao do esquema OFDMA. Sendo igual apenas para o caso já citado de  $P = 1$ . Desta forma, pode-se afirmar que o esquema *Clustered-OFDM*, baseado no modulador/demodulador  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II+ $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, tem uma complexidade computacional menor que o consagrado OFDMA.

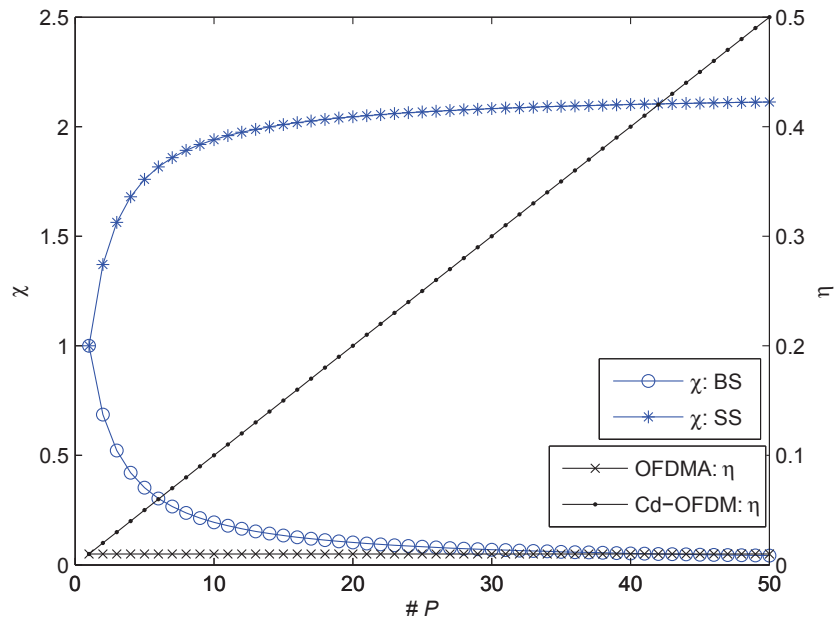


Figura 16:  $\chi$  e  $\eta$  em função de  $P$  considerando  $NP$  constante.

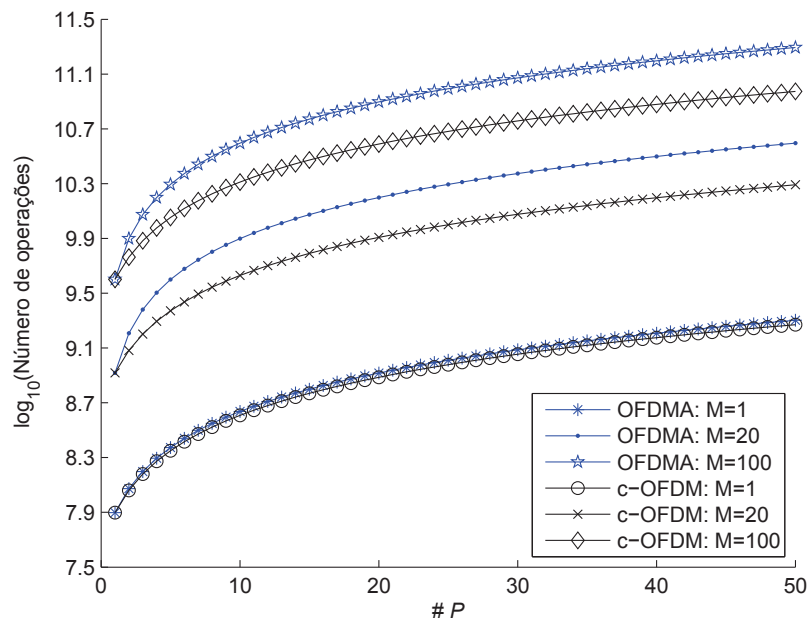


Figura 17: *Clustered*-OFDM e OFDMA: complexidade computacional total em função de  $P$  considerando  $NP$  e  $M$  constantes.

## 2.6 Conclusões do capítulo

Este capítulo analisou a adequação do esquema *Clustered*-OFDM para PLC. Resultados teóricos sobre a capacidade média do canal usando os esquemas *Clustered*-OFDM e OFDMA para os cenários de SNR alta e baixa são apresentados, sendo feita uma com-

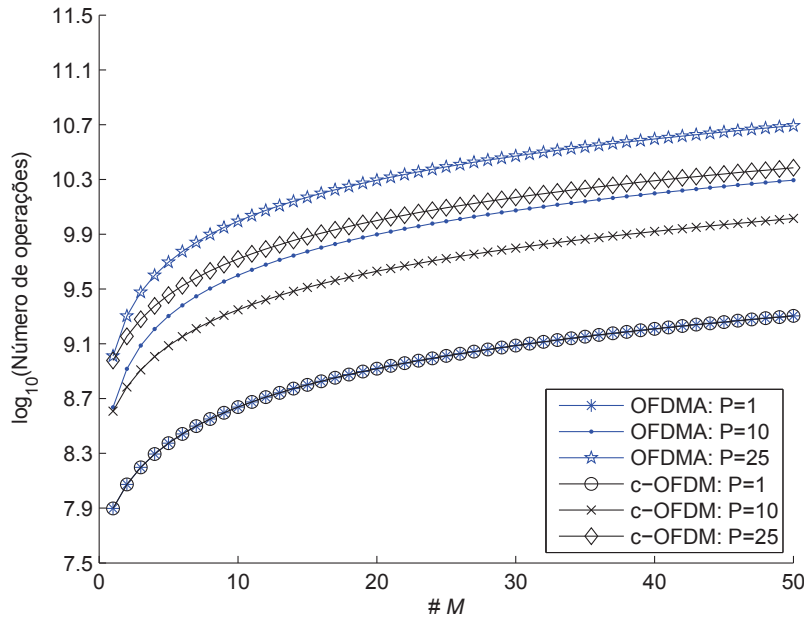


Figura 18: *Clustered*-OFDM e OFDMA: complexidade computacional total em função de  $M$  considerando  $NP$  e  $P$  constantes.

paração entre as capacidades. Novos e diferentes transceptores para implementar modulações multiportadoras, baseados em modulações OFDM, para o esquema *Clustered*-OFDM foram apresentados. O transceptor  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III oferece uma considerável redução de complexidade computacional quando  $N$  e/ou  $P$  aumentam.

Os moduladores/demoduladores detalhados, que foram baseados no HS-OFDM, apresentam o mesmo desempenho ( $\text{BER} \times E_b/N_0$ ) que os moduladores/demoduladores convencionais. Finalmente, as análises teóricas e resultados de simulações revelam uma interessante relação entre capacidade e complexidade computacional. A medida que o *Clustered*-OFDM, baseado no modulador/demodulador  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, tem uma redução significativa de complexidade computacional, o mesmo tem uma significativa queda de capacidade do canal, ambas as comparações são em relação ao OFDMA. Outro resultado interessante é que para 2 ou mais *clusters* e independentemente do número de usuários por *cluster* o esquema *Clustered*-OFDM tem redução de complexidade computacional. Para apenas um *cluster* o esquema *Clustered*-OFDM torna-se idêntico ao OFDMA. Isto faz com que o esquema *Clustered*-OFDM seja um candidato atrativo para comunicação de dados em *smart grid* e em inclusão digital, posto que, ambas as aplicações demandam transceptores de baixo custo.

### 3 MIMO-CLUSTERED-OFDM PARA SISTEMAS PLC

#### 3.1 Introdução

No capítulo anterior foi estudado o esquema *Clustered-OFDM* para comunicação de dados através de canais PLC *single-input and single-output* (SISO). Porém, a comunicação de dados em canais MIMO foi introduzida para maximizar a vazão de um sistema de comunicação sem fio e, portanto, passou a ser profundamente investigada (PAULRAJ et al., 2004; GESBERT et al., 2003; BOLCSKEI, 2006). Atualmente, esse tipo de comunicação está sendo pesquisado para aplicações PLC, (CANOVA; BENVENUTO; BISAGLIA, 2010; SCHWAGER et al., 2011; VERSOLATTO; TONELLO, 2011), com o intuito de aproveitar os vários cabos da rede de energia elétrica (fases, neutro e proteção) para aumentar a ordem de diversidade e/ou taxa de transmissão. Desta forma, é de grande interesse pesquisar a adequação do *Clustered-OFDM* para comunicação MIMO de dados, posto que os ganhos observados no Capítulo 2 podem ser alcançados para este tipo de comunicação de dados.

Entre os vários ganhos inerentes da comunicação MIMO, estão o ganho matricial e o de diversidade. O primeiro ganho é relativo ao aumento na SNR no receptor. Este aumento é devido ao fato da energia no receptor ser a soma das energias transmitidas em cada antena transmissora e/ou a soma das energias recebidas em cada uma das antenas receptoras. O ganho de diversidade é causado pelo fato de que na comunicação MIMO de dados existem diversos caminhos para o sinal percorrer. Com isto, associado ao conhecimento dos canais de cada caminho pelo receptor, é possível fazer uma combinação dos sinais recebidos de forma a minimizar a probabilidade de erro. O ganho de diversidade se subdivide em:

- ganho de diversidade temporal;
- ganho de diversidade espectral;
- ganho de diversidade espacial.



A diversidade temporal é obtida transmitindo-se réplicas dos sinais em diferentes instantes. A diversidade na frequência consequência da transmissão de réplicas em bandas de frequências distintas. Finalmente, a diversidade espacial é dividida a transmissão de réplicas são em emissores (por exemplo antenas) distintos.

Há, na literatura de comunicação sem fio, um grande número de trabalhos que visam melhorar o desempenho da comunicação usando MIMO baseado no OFDM (MIMO-OFDM) para comunicação sem fio. Ainda que um dos grandes problemas, do ponto de vista de complexidade computacional, em comunicação MIMO seja a detecção dos símbolos recebidos e que o uso dos esquemas MIMO-OFDM seja muito difundido, há poucos avanços para a concepção de novos moduladores e demoduladores MIMO-OFDM. Na área de PLC, a aplicação da comunicação MIMO é incipiente e apresenta premissas distintas daquelas adotadas para a comunicação sem fio requerendo, portanto, um estudo específico levando em conta o cenário PLC. Dado este contexto, o presente capítulo, inspirado no Capítulo 2, introduz a comunicação MIMO para esquemas *Clustered-OFDM*. Nesta nova proposta, considera-se o uso de um STBC (T.; RAJAN, 2005; ALAMOUTI, 1998; JANKIRAMAN, 2004). A capacidade do canal e a complexidade computacional desse esquema são relacionadas e analisadas. Finalmente, é proposto um modulador e um demodulador baseados no  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II (detalhado na Seção 2.4.2) e no  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III (detalhado na Seção 2.4.5), respectivamente, com complexidade computacional reduzida.

Este capítulo é dividido da seguinte forma: primeiramente, na Seção 3.2, é formulado o problema, apresentado-se o STBC e detalhado-se o funcionamento do esquema *Clustered-OFDM* para comunicação MIMO. Na Seção 3.3 compara-se o esquema MIMO-*Clustered-OFDM* com o esquema MIMO-OFDMA, apontando-se as vantagens e desvantagens de cada esquema. Na Seção 3.4 é proposto um modulador/demodulador de baixo custo computacional para o MIMO-*Clustered-OFDM*. Já a Seção 3.5 apresenta os resultados de simulações computacionais, comparando os esquemas em questão, em termos de complexidade computacional e capacidade do canal. Por último, a Seção 3.6 apresenta algumas conclusões.

### **3.2 *Formulação do Problema***

Nesta seção será apresentada a formulação de um sistema de comunicação monoportadora com STBC e também de um sistema de comunicação multiportadora com STBC com o objetivo de facilitar a introdução da formulação do esquema proposto nesta dissertação, STBC-MIMO-OFDM.

### 3.2.1 STBC para comunicação monoportadora

Considere a rede de energia elétrica de baixa tensão, ilustrada na Figura 19. Conforme pode ser observado, há quatro fios (três fases e um neutro) que podem ser utilizados para a transmissão de sinais. Supondo-se a propagação diferencial e em modo comum dos sinais e explorando a diversidade espacial entre os circuitos constituídos pelos pares de condutores, tem-se um canal de comunicação MIMO. Observe que o circuito a quatro fios pode constituir um número considerável de caminhos, quando as propagações em modo diferencial e em modo comum são consideradas e, neste caso, tanto a modelagem como a descrição de um sistema de comunicação MIMO pode tornar-se complicada. A presente dissertação examina, portanto, um sistema MIMO  $2 \times 2$  com dois canais, um definido pelo circuito fase-fase e, outro pelo circuito fase-neutro. Apenas a propagação no modo diferencial é considerada. A modelagem do canal de comunicação, sentido *downlink*, entre o concentrador PLC (BS) e os usuários (SS) é ilustrado na Figura 20. De acordo com esta figura, o vetor  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$  define os símbolos que devem ser transmitidos através dos dois canais PLC, sendo que  $x_1, x_2 \in \mathbb{C}$ . A matriz que representa o canal, expressa por

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{PM} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

é formada pelas sub-matrizes

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} H_{i,11} & H_{i,12} \\ H_{i,21} & H_{i,22} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

em que  $i = 1, 2, \dots, PM$  denota o  $i$ -ésimo usuário, os coeficientes  $H_{i,11}$ ,  $H_{i,12}$ ,  $H_{i,21}$  e  $H_{i,22}$  denotam os ganhos nos caminhos entre os dois transmissores e os dois receptores. Nesta modelagem, supõe-se que o canal PLC é modelado como um sistema LIT e que o sinal é transmitido numa faixa de frequência em que o ganho do canal é constante, em outras palavras, o canal é plano (canal sem memória), posto que a banda de transmissão é menor que a banda de coerência.

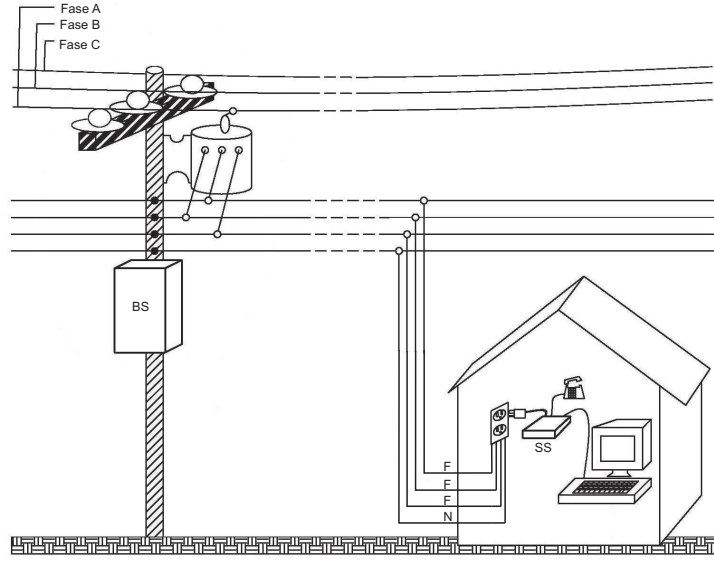


Figura 19: Rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão.

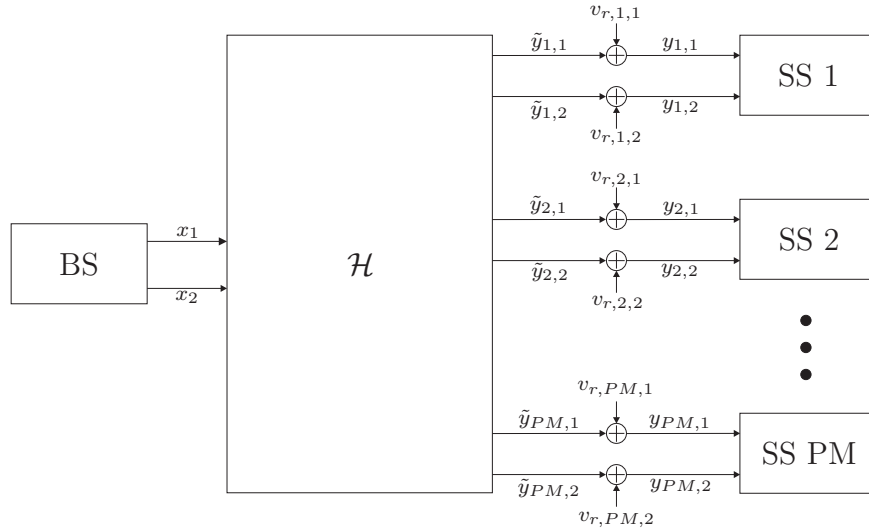


Figura 20: Modelagem do canal de comunicação *downlink*, no domínio do tempo discreto, entre a BS e as SSs.

Note que os símbolos recebidos pela  $i$ -ésima SS é dada por:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} y_{i,1} \\ y_{i,2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{y}_{i,1} \\ \tilde{y}_{i,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{r,i1} \\ v_{r,i2} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} H_{i,11} & H_{i,12} \\ H_{i,21} & H_{i,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{r,i1} \\ v_{r,i2} \end{bmatrix},
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

em que  $v_{r,i1}$  e  $v_{r,i2}$  são os ruídos aditivos dos canais PLC.

Para explorar a diversidade espacial e temporal, com mínima complexidade de codi-

ficação e decodificação, aplica-se o STBC.

A codificação STBC, realizada no transmissor, utiliza dois símbolos consecutivos gerados pela BS,  $x_t \in \mathbb{C}$  e  $x_{t+1} \in \mathbb{C}$ , em que  $t = 0, 2, 4, 6, \dots$  representa o intervalo de símbolo no qual deveria ocorrer a transmissão. O sub-índice relativo ao intervalo de transmissão do símbolo será suprimido caso a operação em questão for independente do intervalo de transmissão do símbolo. Os símbolos  $x_t$  e  $x_{t+1}$  geram quatro outros símbolos que serão transmitidos, dois em cada intervalo de símbolo. Os dois símbolos transmitidos (um em cada canal), no  $t$ -ésimo intervalo, são dados por (ALAMOUTI, 1998):

$$\begin{aligned} x_{t,1} &= x_t \\ x_{t,2} &= x_{t+1} \end{aligned}, \quad (3.4)$$

em que  $x_{t,1}$  é o símbolo transmitido no canal 1 durante o  $t$ -ésimo intervalo de símbolo e  $x_{t,2}$  é o símbolo transmitido no canal 2 também no  $t$ -ésimo intervalo de símbolo. Já os símbolos que serão transmitidos no intervalo de símbolo  $t + 1$  são representadas por:

$$\begin{aligned} x_{t+1,1} &= -x_{t+1}^* \\ x_{t+1,2} &= x_t^* \end{aligned}, \quad (3.5)$$

em que  $x_{t+1,1}$  e  $x_{t+1,2}$  são, respectivamente, os símbolos transmitidos nos canais 1 e 2 durante o intervalo de símbolo  $t + 1$ . O símbolo  $*$  indica o complexo conjugado.

Considerando sincronização perfeita, no receptor ocorre a demodulação do STBC. Para isto, ele utiliza os símbolos recebidos durante os dois intervalos de símbolos usados na transmissão. Os símbolos recebidos durante o  $t$ -ésimo intervalo de símbolo, referente ao  $i$ -usuário, são  $y_{i,t,1}$  e  $y_{i,t,2}$ . Já os recebidos durante o intervalo de símbolo subsequente são  $y_{i,t+1,1}$  e  $y_{i,t+1,2}$ , os quais são expressados por:

$$\begin{aligned} y_{i,t,1} &= H_{i,11}x_{t,1} + H_{i,12}x_{t,2} + v_{r,i,t,1} \\ y_{i,t+1,1} &= H_{i,11}x_{t+1,1} + H_{i,12}x_{t+1,2} + v_{r,i,t+1,1} \\ y_{i,t,2} &= H_{i,21}x_{t,1} + H_{i,22}x_{t,2} + v_{r,i,t,2} \\ y_{i,t+1,2} &= H_{i,21}x_{t+1,1} + H_{i,22}x_{t+1,2} + v_{r,i,t+1,2} \end{aligned}, \quad (3.6)$$

em que  $v_{r,i,t,1}$  e  $v_{r,i,t+1,1}$  são os ruídos na saída do canal 1 nos intervalos de símbolo  $t$  e  $t + 1$ , respectivamente;  $v_{r,i,t,2}$  e  $v_{r,i,t+1,2}$  são os ruídos na saída do canal 2. Substituindo as

equações (3.4) e (3.5) em (3.6), resulta em:

$$\begin{aligned}
 y_{i,t,1} &= H_{i,11}x_t + H_{i,12}x_{t+1} + v_{r,i,t,1} \\
 y_{i,t+1,1} &= -H_{i,11}x_{t+1}^* + H_{i,12}x_t^* + v_{r,i,t+1,1} \\
 y_{i,t,2} &= H_{i,21}x_t + H_{i,22}x_{t+1} + v_{r,i,t,2} \\
 y_{i,t+1,2} &= -H_{i,21}x_{t+1}^* + H_{i,22}x_t^* + v_{r,i,t+1,2}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Considerando que o receptor dispõe das informações completas dos estados dos canais, a decodificação STBC resulta nos sinais:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{i,t} &= H_{i,11}^*y_{i,t,1} + H_{i,12}y_{i,t+1,1}^* + H_{i,21}^*y_{i,t,2} + H_{i,22}y_{i,t+1,2}^* \\
 \dot{x}_{i,t+1} &= H_{i,12}^*y_{i,t,1} - H_{i,11}y_{i,t+1,1}^* + H_{i,22}^*y_{i,t,2} - H_{i,21}y_{i,t+1,2}^*
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Realizando as substituições apropriadas e algumas manipulações obtém-se:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{i,t} &= (|H_{i,11}|^2 + |H_{i,12}|^2 + |H_{i,21}|^2 + |H_{i,22}|^2)x_t + H_{i,11}^*v_{r,i,t,1} \\
 &\quad + H_{i,12}v_{r,i,t+1,1}^* + H_{i,21}^*v_{r,i,t,2} + H_{i,22}v_{r,i,t+1,2}^* \\
 \dot{x}_{i,t+1} &= (|H_{i,11}|^2 + |H_{i,12}|^2 + |H_{i,21}|^2 + |H_{i,22}|^2)x_{t+1} - H_{i,11}v_{r,i,t+1,1}^* \\
 &\quad + H_{i,12}^*v_{r,i,t,1} - H_{i,21}v_{r,i,t+1,2}^* + H_{i,22}^*v_{r,i,t,2}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Como pode ser percebido ao analisar a equação (3.9), a decodificação do STBC já realiza uma equalização de fase no sinal. Assim sendo, se a amplitude do sinal não carregar nenhuma informação, então não é necessário recuperar a amplitude. Porém, se a amplitude do sinal transporta informação, então é necessário a aplicação do FEQ para correção do módulo do sinal. O FEQ usado, nesta dissertação, é baseado no critério ZF para correção apenas do módulo. Desta forma, uma estimativa do sinal transmitido é obtida, independentemente do intervalo de símbolo que estiver sendo recuperado, por:

$$\hat{x}_i = \frac{\dot{x}_i}{|H_{i,11}|^2 + |H_{i,12}|^2 + |H_{i,21}|^2 + |H_{i,22}|^2}, \tag{3.10}$$

o que constitui uma recepção coerente dos sinais transmitidos.

### 3.2.2 STBC para comunicação multiportadora

Considerando o emprego de STBC em um sistema de comunicação de dados que utiliza uma modulação OFDM, tem-se um sistema denominado de STBC-MIMO-OFDM (TAN; LATINOVIC; BAR-NESS, 2005; JUNG et al., 2010), o qual é objeto de diversos trabalhos e tem sua aplicação voltada para sistemas de comunicação em que somente o receptor dispõe

de informação completa do canal de comunicação. No sistema STBC-MIMO-OFDM, o STBC é aplicado no símbolo no domínio da frequência. Deste modo, sem perda de generalidade, pode-se aplicar os conceitos apresentados até aqui, conforme amplamente discutido na literatura.

A Figura 21 ilustra a aplicação do STBC em sistema multiportadora, baseada na OFDM, com sua aplicação no domínio da frequência. Para este caso, a matriz que representa o canal pode ser expressa por:

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_{PM} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

sendo

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{i,11} & \mathbf{H}_{i,12} \\ \mathbf{H}_{i,21} & \mathbf{H}_{i,22} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

uma matriz formada por submatrizes  $\mathbf{H}_{i,jz} = \text{diag}\{H_{i,jz}(0), H_{i,jz}(1), \dots, H_{i,jz}(N-1)\}$  que denotam os ganhos das  $N$  sub-portadoras do símbolo OFDM referentes aos caminhos que interligam o  $j$ -ésimo receptor ao  $z$ -ésimo transmissor.

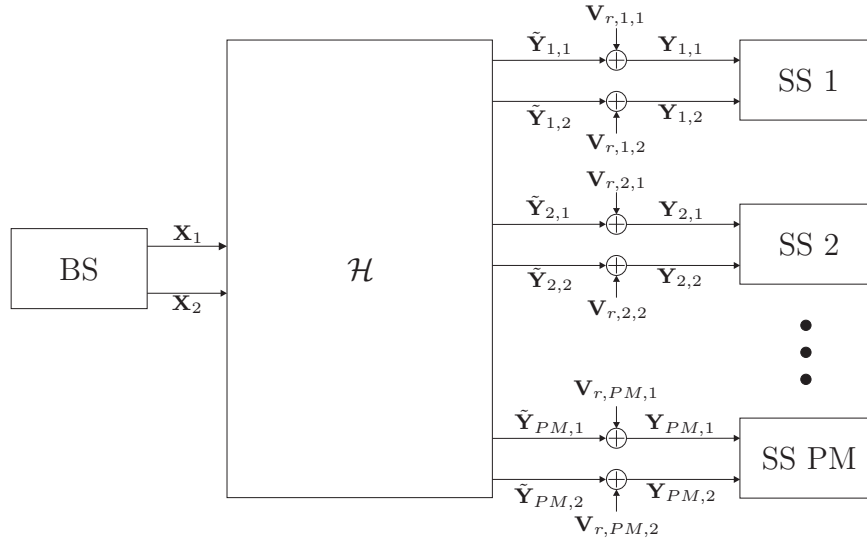


Figura 21: Modelagem do canal de comunicação, no domínio da frequência, entre a BS e as SSs considerando um sistema multiportadora.

Assim sendo, os símbolos a serem transmitidos em dois intervalos de símbolos conse-

cutivos são expressos por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{X}_{t,1} &= \mathbf{X}_t \\
\mathbf{X}_{t,2} &= \mathbf{X}_{t+1} \\
\mathbf{X}_{t+1,1} &= -\mathbf{X}_{t+1}^* \\
\mathbf{X}_{t+1,2} &= \mathbf{X}_t^*
\end{aligned} \tag{3.13}$$

em que  $\mathbf{X}_t$  e  $\mathbf{X}_{t+1} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  são símbolos OFDM consecutivos gerados pela BS para serem transmitidos. Os símbolos  $\mathbf{X}_{t,1}$ ,  $\mathbf{X}_{t,2}$ ,  $\mathbf{X}_{t+1,1}$  e  $\mathbf{X}_{t+1,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  serão transmitidos através dos canais 1 e 2 durante os intervalos de símbolo  $t$  e  $t+1$ , respectivamente. A decodificação STBC é dada por:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{X}}_{i,t} &= \mathbf{H}_{i,11}^* \mathbf{Y}_{i,t,1} + \mathbf{H}_{i,12} \mathbf{Y}_{i,t+1,1}^* + \mathbf{H}_{i,21}^* \mathbf{Y}_{i,t,2} + \mathbf{H}_{i,22} \mathbf{Y}_{i,t+1,2}^* \\
\dot{\mathbf{X}}_{i,t+1} &= \mathbf{H}_{i,12}^* \mathbf{Y}_{i,t,1} - \mathbf{H}_{i,11} \mathbf{Y}_{i,t+1,1}^* + \mathbf{H}_{i,22}^* \mathbf{Y}_{i,t,2} - \mathbf{H}_{i,21} \mathbf{Y}_{i,t+1,2}^*
\end{aligned} \tag{3.14}$$

em que  $\mathbf{Y}_{i,k,1}$ ,  $\mathbf{Y}_{i,k+1,1}$ ,  $\mathbf{Y}_{i,k,2}$  e  $\mathbf{Y}_{i,k+1,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  são os símbolos OFDM recebidos corrompidos pelo ruído, representados no domínio da frequência. Já a equalização do módulo é dada por:

$$\hat{\mathbf{X}}_i = \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{X}}_i, \tag{3.15}$$

em que  $\Lambda = \mathbf{H}_{i,11} \mathbf{H}_{i,11}^* + \mathbf{H}_{i,12} \mathbf{H}_{i,12}^* + \mathbf{H}_{i,21} \mathbf{H}_{i,21}^* + \mathbf{H}_{i,22} \mathbf{H}_{i,22}^*$ .

### 3.2.3 Esquema STBC-MIMO-OFDM

Visando reduzir a complexidade do esquema STBC-MIMO-OFDM, pode-se aplicar o conceito de *Clustered-OFDM*, tal como foi discutido no Capítulo 2. O esquema resultante é denominado STBC-MIMO-*Clustered-OFDM*. Por questão de simplificação este esquema será denominado nesta dissertação por MIMO-*Clustered-OFDM*.

A Figura 22 ilustra o esquema MIMO-*Clustered-OFDM* considerando comunicação de dados *downlink* para sistemas PLC MIMO. O mesmo consiste em dividir a largura de banda em  $P$  *clusters*. Cada *cluster* contempla  $M$  usuários e utiliza um modulador MIMO para transmitir dados em cada *cluster*. A largura de banda usada pelo esquema é  $[0, B)$ . A faixa ocupada pelo  $p$ -ésimo *cluster* é  $[(p-1)\frac{B}{P}, p\frac{B}{P})$ ,  $p = 1, 2, \dots, P$ . Nessa figura, a linha mais espessa representa dois canais (fase-fase e fase-neutro) de uma rede de energia elétrica de baixa tensão que interligam a BS a uma SS, conforme ilustrado na Figura 19.

Ainda na Figura 22,  $\mathcal{P}(\cdot)$  é uma função dos símbolos OFDM, que gera os sinais que

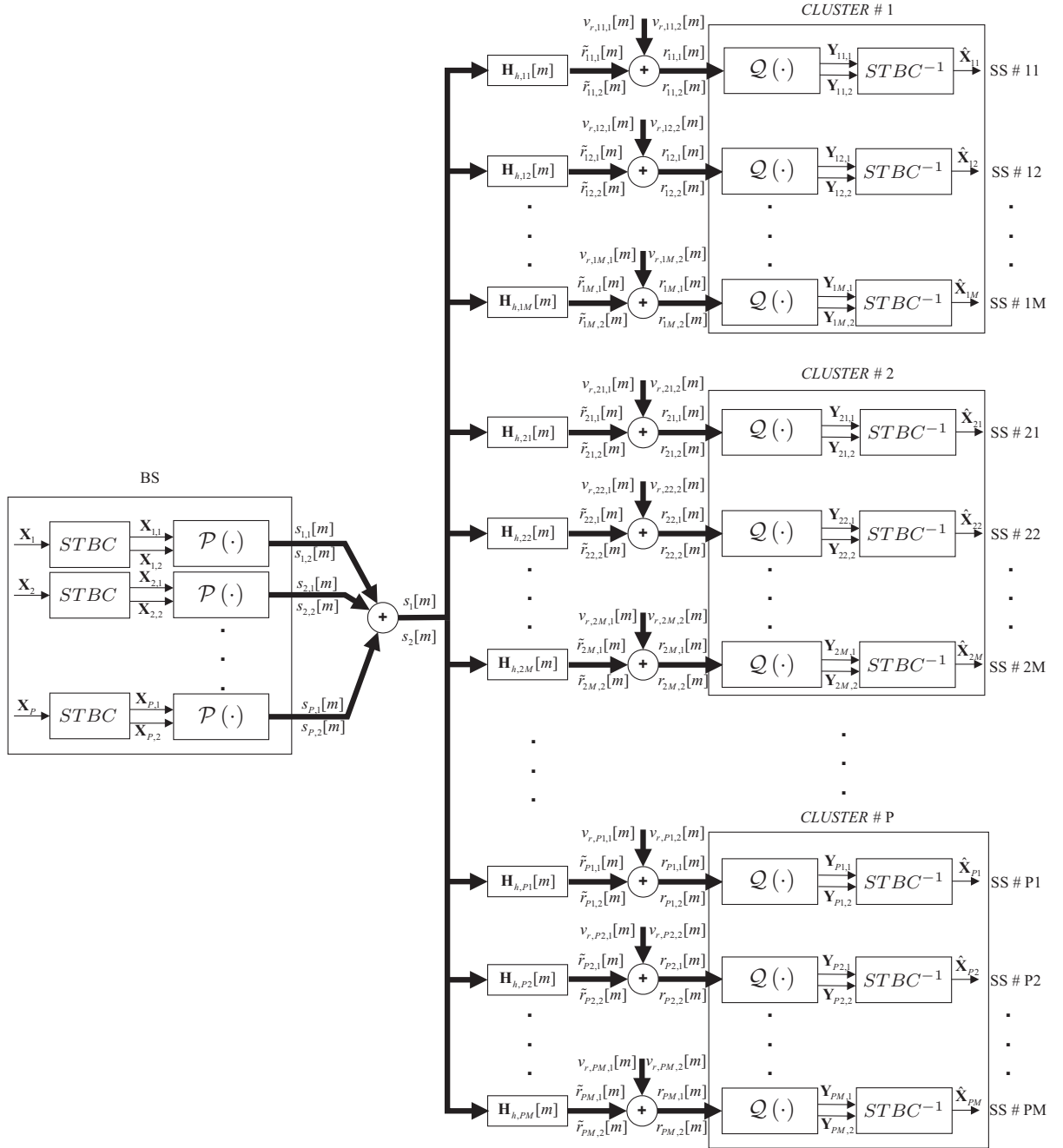


Figura 22: Esquema MIMO-Clustered-OFDM para comunicação *downlink* de dados baseado no STBC  $2 \times 2$ .

serão transmitidos. Desta forma,  $\mathcal{P}(\cdot)$  é representada por:

$$\{s_{p,1}[m], s_{p,2}[m]\} = \mathcal{P}(\mathbf{X}_{p,1}, \mathbf{X}_{p,2}), \quad (3.16)$$

em que  $s_{p,k}[m]$  é o sinal transmitido através do  $k$ -ésimo canal do  $p$ -ésimo *cluster* e  $\mathbf{X}_{p,1}$  e  $\mathbf{X}_{p,2}$  são os dois símbolos OFDM gerados para serem transmitidos através dos canais 1 e 2 do  $p$ -ésimo *cluster*.



A matriz de resposta ao impulso do canal MIMO  $2 \times 2$  entre o  $p$ -ésimo *cluster* da BS e a  $q$ -ésima SS alocada neste *cluster* é expressa por:

$$\mathbf{H}_{h,pq}[m] = \begin{bmatrix} h_{pq,11}[m] & h_{pq,12}[m] \\ h_{pq,21}[m] & h_{pq,22}[m] \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

em que  $h_{pq,jz}[m]$  é a resposta ao impulso no tempo discreto do canal PLC dada pela equação (2.4) para o caminho que interliga o  $j$ -ésimo receptor com o  $z$ -ésimo transmissor. A saída do canal 1 para a  $q$ -ésima SS do  $p$ -ésimo *cluster* é expressa por:

$$\begin{aligned} r_{pq,1}[m] &= \tilde{r}_{pq,1}[m] + v_{r,pq,1}[m] \\ &= h_{pq,11}[m] \star s_{p,1}[m] + h_{pq,12}[m] \star s_{p,2}[m] + v_{r,pq,1}[m], \end{aligned} \quad (3.18)$$

em que  $\star$  representa o operador convolução;  $\tilde{r}_{pq,1}[m]$  é a saída do canal 1, livre de ruído;  $v_{r,pq,1}[m]$  representa o ruído aditivo no canal 1;  $h_{pq,11}[m]$  é a resposta ao impulso no tempo discreto do canal 1; e, finalmente,  $h_{pq,12}[m]$  é a resposta ao impulso no tempo discreto entre a entrada 2 e a saída 1 do canal MIMO. Já a saída do canal 2 é dada por:

$$\begin{aligned} r_{pq,2}[m] &= \tilde{r}_{pq,2}[m] + v_{r,pq,2}[m] \\ &= h_{pq,21}[m] \star s_{p,1}[m] + h_{pq,22}[m] \star s_{p,2}[m] + v_{r,pq,2}[m], \end{aligned} \quad (3.19)$$

em que  $\tilde{r}_{pq,2}[m]$ ,  $v_{r,pq,2}[m]$ ,  $h_{pq,21}[m]$  e  $h_{pq,22}[m]$  representam, respectivamente, a saída do canal 2, livre de ruído, o ruído aditivo na saída do canal 2, a resposta ao impulso no tempo discreto na saída do canal 2 devido a um impulso transmitido no canal 1, e a resposta ao impulso no tempo discreto na saída do canal 2 devido a um impulso aplicado na entrada do canal 2.

A função  $\mathcal{Q}(\cdot)$  é a responsável pela obtenção dos sinais no domínio da frequência, os quais foram distorcidos pelo canal de comunicação. A mesma recebe os sinais dos dois canais e prepara-os para que seja realizado a decodificação STBC, além da equalização de módulo. Essa função é definida por:

$$\{\mathbf{Y}_{pq,1}, \mathbf{Y}_{pq,2}\} = \mathcal{Q}(r_{pq,1}[m], r_{pq,2}[m]). \quad (3.20)$$

em que  $\mathbf{Y}_{pq,1}, \mathbf{Y}_{pq,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  são os símbolos OFDM recebidos, já no domínio da frequência, corrompidos por ruídos. A cada dois intervalos de símbolos, recupera-se quatro símbolos OFDM, a partir dos quais é realizada a decodificação STBC, conforme (3.14). Em seguida, é realizada a equalização do módulo com o FEQ, baseado no critério ZF, conforme (3.15).

Como a demanda por transceptores de baixo custo requer a concepção de uma nova geração de dispositivos de comunicação de dados que reduzam o uso de insumos na sua

fabricação, além do consumo de energia (WANG et al., 2011; KOUTITAS, 2010; ANDR; ANDZ, 2011), uma questão de investigação relevante e atual, a qual esta contribuição se debruça, é a concepção e o projeto de esquemas MIMO-Clustered-OFDM de baixo custo para aplicações *smart grid* e de acesso.

### 3.3 Por que MIMO-Clustered-OFDM?

O esquema de modulação para comunicação MIMO que utiliza  $M_T$  transmissores para enviar símbolos e  $M_R$  receptores para receber símbolos será referido de forma abreviada esquema MIMO  $M_T \times M_R$ . O fato do esquema OFDMA ser o mais investigado para comunicação digital de dados em sistemas PLC (ZOU; JAGANNATHAN; CIOFFI, 2008; ZOU et al., 2009; SARI; KARAM, 1998), motivou, de forma natural, o emprego do esquema MIMO-OFDMA em PLC.

O esquema MIMO-OFDMA utiliza uma largura de banda  $(1 - \beta)B$  para realizar a comunicação digital de dados e reserva um banda de guarda  $B_\beta = \beta B$  para que, no esquema MIMO-OFDMA, não interfira em bandas vizinhas. A Tabela 17 mostra o número de multiplicações reais e somas, por *cluster* (grupo de  $N$  subportadoras), usadas na implementação do esquema MIMO-OFDMA. As variáveis  $2NP$ ,  $k$ ,  $LU$ ,  $U$  e  $D$  denotam o comprimento da DFT, o comprimento relativo do PC (definido como o comprimento do PC dividido pelo comprimento da DFT), o comprimento do filtro LP, os fatores de sobreamostragem e sub-amostragem, sendo que  $D = U$ . Para efeito de comparação com o esquema MIMO-Clustered-OFDM, considera-se que o número de usuários em um mesmo símbolo OFDM no esquema MIMO-OFDMA é  $P$ .

A Figura 23 permite comparar o valor da complexidade computacional dos esquemas OFDMA e MIMO-OFDMA banda base quando o número de subportadoras,  $NP$ , aumenta. Neste gráfico, são usados os valores da Tabela 3, complexidade do OFDMA, e da Tabela 17, complexidade do MIMO-OFDMA banda base. Além disto, considerou-se que  $U = 5$ ,  $L = 86$ ,  $\beta = 0,02$  e  $k = 1/16$ . A complexidade computacional (em termos de multiplicações e somas) do MIMO-OFDMA é no mínimo duas vezes aquela observada em um esquema OFDMA. Conforme observado, existe um aumento considerável de complexidade computacional e, portanto, há espaço para redução desta complexidade computacional. De fato, utilizando-se a abordagem *clustered*, discutida no Capítulo 2, aplicada para a comunicação MIMO de dados obtém-se uma significativa redução.

O esquema que utiliza a abordagem *clustered* para a comunicação MIMO de dados

Tabela 17: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para o  $p$ -ésimo *cluster* no esquema MIMO-OFDMA.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	$\times$	$+$
IFFT	$8NP \log_2 2NP$	$12NP \log_2 2NP$
Filtragem LP	$4NP(k+1)LU$	$4NP(k+1)(LU-1)$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Filtragem LP	$4NP(k+1)LU$	$4NP(k+1)(LU-1)$
FFT	$8NP \log_2 2NP$	$12NP \log_2 2NP$
Decodificação STBC + FEQ		
<i>decod.STBC</i>	$16N(1-\beta)$	$14N(1-\beta)$
FEQ	$2N(1-\beta)$	—
Total $\times$	$8NP(k+1)LU + 16NP \log_2 2NP + 18N(1-\beta)$	
Total $+$	$8NP(k+1)(LU-1) + 24NP \log_2 2NP + 14N(1-\beta)$	

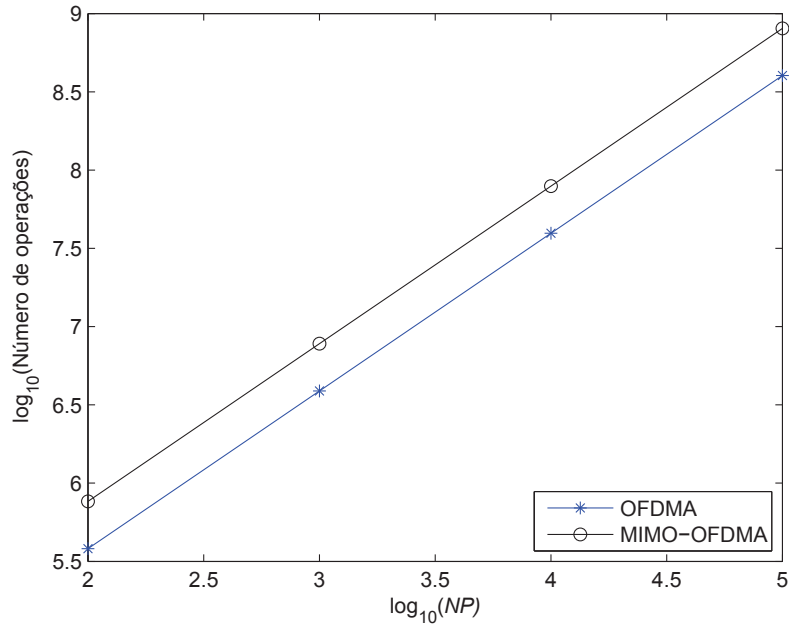


Figura 23: Complexidade computacional em termos do número total de operações (multiplicações + adições) para o esquema OFDMA considerando comunicação SISO e MIMO de dados.

é denominado MIMO-Clustered-OFDM. Neste, a largura de banda  $B$  é dividida em  $P$  *clusters*. É considerado que a divisão da largura da banda de frequência é uniforme, ou seja, cada *cluster* ocupa uma banda de largura  $B/P$  Hz. Desta forma, a largura de banda ocupada pelo sistema é  $[0, B)$  e a banda de frequência do  $p$ -ésimo *cluster* é  $[(p-1)\frac{B}{P}, p\frac{B}{P}), p = 1, \dots, P$ .

No esquema MIMO-Clustered-OFDM somente a largura de banda  $(1-\alpha)B/P$  é,

efetivamente, usada por cada *cluster* e  $B_\alpha = \alpha B/P$  é a largura da banda de guarda reservada para um *cluster*. Desta forma, se for considerado que  $B_\alpha = B_\beta$  tem-se que  $\alpha = P\beta$ , ou seja, o esquema MIMO-Clustered-OFDM requer uma banda de guarda  $P$  vezes maior que o MIMO-OFDMA. Baseando-se no Capítulo 2, pode-se afirmar que o esquema MIMO-Clustered-OFDM apresenta as seguintes vantagens em relação ao MIMO-OFDMA:

- a complexidade computacional para modular/demodular símbolos OFDM é reduzida;
- a maioria das funções de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  são executados com  $f_s = 2B/P$  Hz.

Em contra partida, existem as seguintes desvantagens:

- existe uma redução de flexibilidade, já que um usuário pode transmitir dados somente através de um *cluster* a cada quadro de símbolo;
- há redução da largura de banda devido a banda de guarda entre *clusters* vizinhos.

A primeira desvantagem pode ser tolerada para sistemas PLC, tendo em vista o perfil de atenuação do canal. A segunda desvantagem pode ser desconsiderada se a taxa de  $\rho(1 - \alpha)B/P$  bps, em que  $\rho$  é a eficiência espectral, for o suficiente para atender uma SS.

### 3.3.1 Capacidade do canal MIMO-Clustered-OFDM e MIMO-OFDMA

Nesta seção é calculada a capacidade do canal MIMO-PLC, considerando-se as larguras de banda usadas pelos esquemas MIMO-Clustered-OFDM e MIMO-OFDMA. Neste trabalho, considera-se que a largura de banda  $B$  é dividida por  $PN$ , número total de subportadoras, de forma que o ganho de cada subcanal seja constante. Novamente será considerado canal MIMO  $2 \times 2$ .  $E_s$  é a potência média total e  $N_0$  é o parâmetro da densidade espectral de potência do ruído. A matriz, dada pela equação (3.12), que representa o canal no domínio discreto da frequência, pode ser reescrita como uma matriz  $2PN \times 2PN$ , diagonal em bloco, com os elementos da diagonal principal dados por:

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} H_{11}(l) & H_{12}(l) \\ H_{21}(l) & H_{22}(l) \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

em que  $H_{jz}(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, PN-1$ , é o ganho da subportadora  $l$  entre o  $j$ -ésimo receptor e o  $z$ -ésimo transmissor. Observe que, neste caso, considera-se que o canal PLC é LIT e

determinístico. A reorganização da matriz (3.12) tem o objetivo de simplificar o cálculo da capacidade. Com estas considerações, tem-se que a capacidade de um canal MIMO  $2 \times 2$ , com  $PN$  subportadoras, é dada por (JANKIRAMAN, 2004):

$$\mathcal{C} = \frac{B}{PN} \sum_{l=0}^{PN-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{E_s}{2N_0} \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^\dagger \right), \quad (3.22)$$

em que  $\mathbf{I}_2$  é uma matriz identidade de ordem 2. Realizando a autodecomposição da matriz tem-se que  $\mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^\dagger = \mathbf{Q}_l \Lambda_l \mathbf{Q}_l^\dagger$ , em que  $\mathbf{Q}_l \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$  que satisfaz  $\mathbf{Q}_l^\dagger \mathbf{Q}_l = \mathbf{Q}_l \mathbf{Q}_l^\dagger = \mathbf{I}_2$  e  $\Lambda_l = \text{diag}\{\lambda_{l,1}, \lambda_{l,2}\}$  sendo  $\lambda_{l,1}, \lambda_{l,2} \geq 0$  os autovalores de  $\mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^\dagger$ . Desta forma, a capacidade é dada por:

$$\mathcal{C} = \frac{B}{PN} \sum_{l=0}^{PN-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{E_s}{2N_0} \mathbf{Q}_l \Lambda_l \mathbf{Q}_l^\dagger \right), \quad (3.23)$$

como  $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B}\mathbf{A})$  para matrizes  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$  e  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n \times m}$ , tem-se que:

$$\begin{aligned} \mathcal{C} &= \frac{B}{PN} \sum_{l=0}^{PN-1} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{E_s}{2N_0} \Lambda_l \right) \\ &= \frac{B}{PN} \sum_{l=0}^{PN-1} \log_2 \prod_{i=1}^2 \left( 1 + \frac{E_s \lambda_{l,i}}{2N_0} \right) \\ &= \frac{B}{PN} \sum_{l=0}^{PN-1} \sum_{i=1}^2 \log_2 \left( 1 + \frac{E_s \lambda_{l,i}}{2N_0} \right). \end{aligned} \quad (3.24)$$

Se o esquema MIMO-Clustered-OFDM é empregado, então o número de subportadoras usadas na banda de guarda para cada *cluster* é  $N_\alpha = \lceil \alpha N \rceil$ , em que  $\lceil x \rceil = \min\{n \in \mathbb{Z} | n \geq x\}$ . Assim, a capacidade é dada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{\text{c-OFDM}} &= \frac{B}{PN} \sum_{k=0}^{P-1} \sum_{l=kN+N_\alpha/2}^{(k+1)N-1-N_\alpha/2} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{E_s}{2N_0} \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^\dagger \right) \\ &= \frac{B}{PN} \sum_{k=0}^{P-1} \sum_{l=kN+N_\alpha/2}^{(k+1)N-1-N_\alpha/2} \sum_{i=1}^2 \log_2 \left( 1 + \frac{E_s \lambda_{l,i}}{2N_0} \right). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Considerando o esquema MIMO-OFDMA, tem-se que apenas  $(1 - \beta)PN$  subportadoras transmitem dados. O número de subportadoras usadas como banda de guarda para, sobretudo, evitar que o sinal não interfira em seus vizinhos é  $N_\beta = \lceil \beta PN \rceil$ . Desta forma,

a capacidade para o esquema MIMO-OFDMA é dada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{\text{OFDMA}} &= \frac{B}{PN} \sum_{l=N_\beta/2}^{PN-1-N_\beta/2} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_2 + \frac{E_s}{2N_0} \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^\dagger \right) \\ &= \frac{B}{PN} \sum_{l=N_\beta/2}^{PN-1-N_\beta/2} \sum_{i=1}^2 \log_2 \left( 1 + \frac{E_s \lambda_{l,i}}{2N_0} \right). \end{aligned} \quad (3.26)$$

### 3.4 Proposta de um modulador/demodulador para MIMO-Clustered-OFDM

Uma proposta de baixo custo para os moduladores e demoduladores, do esquema MIMO-Clustered-OFDM  $2 \times 2$ , é mostrada na Figura 24. Como pode ser observado, este diagrama de blocos é uma adaptação, para comunicação MIMO de dados, da combinação  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II+ $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, discutidas nas Seções 2.4.2 e 2.4.5, respectivamente.

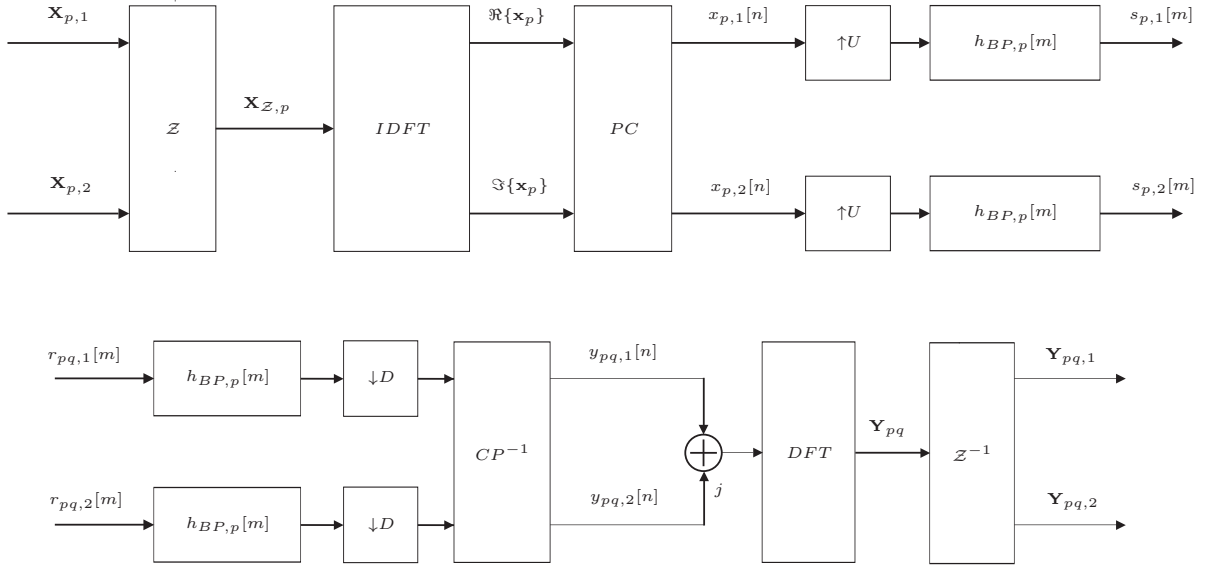


Figura 24: Diagrama de blocos de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  do esquema proposto para MIMO-Clustered-OFDM.

Considere que os símbolos  $\mathbf{X}_{p,1}$  e  $\mathbf{X}_{p,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  são os gerados pelo STBC, através de (3.13), para serem transmitidos no mesmo intervalo de símbolo. Com isto, o vetor na entrada do bloco IDFT, que implementa a IDFT normalizada no transmissor do  $p$ -ésimo cluster, é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\mathcal{Z},p} &= \mathcal{Z}(\mathbf{X}_{p,1}, \mathbf{X}_{p,2}) \\ &= \mathcal{M}(\mathbf{X}_{p,1}) + j\mathcal{M}(\mathbf{X}_{p,2}) \\ &= \mathbf{X}_{\mathcal{M},p,1} + j\mathbf{X}_{\mathcal{M},p,2}, \end{aligned} \quad (3.27)$$

em que  $\mathbf{X}_{\mathcal{Z},p} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  é o vetor na entrada da IDFT;  $\mathcal{Z}(\cdot, \cdot)$  é uma função que realiza um mapeamento; e  $\mathcal{M}(\cdot)$  é o mapeamento realizado no esquema HS-OFDM, conforme descrito pela equação (2.45). Observe que a IDFT do vetor resultante do mapeamento  $\mathcal{Z}(\cdot, \cdot)$ , tem a particularidade de que a parte real de sua IDFT igual a IDFT de  $\mathbf{X}_{\mathcal{M},p,1}$  e, de forma idêntica, a parte imaginária é a IDFT de  $\mathbf{X}_{\mathcal{M},p,2}$  (RAO; KIM; HWANG, 2010; BRIGHAM, 1988). Aplicando a IDFT normalizada em  $\mathbf{X}_{\mathcal{Z},p}$ , resulta em:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{\mathcal{Z},p} \\ &= \mathbf{x}_{\mathcal{M},p,1} + j\mathbf{x}_{\mathcal{M},p,2}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

em que  $\mathbf{W}$  é a matriz da DFT de ordem  $2N$  e  $\dagger$  indica a transposição e conjugação. Os vetores  $\mathbf{x}_{p,1} = \Re\{\mathbf{x}_p\}$  e  $\mathbf{x}_{p,2} = \Im\{\mathbf{x}_p\}$  constituem as representações vetoriais dos sinais a serem transmitidos através dos canais 1 e 2, respectivamente;  $\Re\{\cdot\}$  denota a parte real de uma variável complexa e  $\Im\{\cdot\}$  denota a parte imaginária de uma variável complexa.

Após a adição do PC, sobreamostragem pelo fator  $U$  e filtragem BP, de acordo com o esquema proposto na Seção 2.4.2, tem-se que os sinais, a serem transmitidos através do  $p$ -ésimo *cluster* do canal PLC MIMO, são definidos por:

$$\begin{aligned} s_{p,1}[m] &= x_{p,e,1}[m] \star h_{BP,p}[m] \\ s_{p,2}[m] &= x_{p,e,2}[m] \star h_{BP,p}[m], \end{aligned} \quad (3.29)$$

em que  $x_{p,e,1}[m]$  é o sinal composto pelos coeficientes de  $\mathbf{x}_{p,1}$  com a adição do PC e sobreamostrado pelo fator  $U$  e  $x_{p,e,2}[m]$  é o sinal composto pelos coeficientes de  $\mathbf{x}_{p,2}$  com a adição do PC e sobreamostrado pelo fator  $U$ ; e ainda,  $h_{BP,p}[m]$  é um filtro BP definido na Seção 2.4.2. Os sinais transmitidos através dos canais 1 e 2, ambos no  $p$ -ésimo *cluster*, são  $s_{p,1}[m]$  e  $s_{p,2}[m]$ .

Já na recepção, após a filtragem BP, sub-amostragem pelo fator  $D$  e remoção do PC de ambos sinais recebidos, tem-se as amostras do sinal na entrada do bloco DFT são expressas por:

$$\begin{aligned} y_{pq}[n] &= y_{pq,1}[n] + jy_{pq,2}[n] \\ &= r_{pq,h,1}[m] + jr_{pq,h,2}[m] \Big|_{m=Dn} \\ &= (\tilde{y}_{pq,1}[m] + v_{pq,1}[m] + j(\tilde{y}_{pq,2}[m] + v_{pq,2}[m])) \Big|_{m=Dn} \\ &= r_{pq,1}[Dn] \star h_{BP}[Dn] + j(r_{pq,2}[Dn] \star h_{BP}[Dn]), \end{aligned} \quad (3.30)$$

na qual  $h_{BP}[m]$  é o filtro BP definido na Seção 2.4.5;  $r_{pq,h,k}[n]$ ,  $\tilde{y}_{pq,k}[n]$  e  $v_{pq,k}[n]$  são, respectivamente, o sinal no bloco de sub-amostragem, a saída do canal livre de ruído e

o ruído aditivo no  $k$ -ésimo canal,  $k = 1, 2$ , da  $q$ -ésima SS alocado no  $p$ -ésimo *cluster*. Note que  $D$  deve ser igual a  $U$  para garantir que o esquema *Clustered-OFDM* trabalhe corretamente, assim como discutido no Capítulo 2. Assumindo sincronização perfeita, os vetores  $\mathbf{y}_{pq} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ ,  $\mathbf{y}_{pq,1} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  e  $\mathbf{y}_{pq,2} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  são gerados a partir das amostras dos sinais  $y_{pq}[n]$ ,  $y_{pq,1}[n]$  e  $y_{pq,2}[n]$ , respectivamente.

Nota-se que os sinais reais de ambos os canais são combinados para formar um sinal complexo na entrada da DFT. Desta forma, é possível através de  $\mathcal{Z}^{-1}(\cdot)$  obter as DFTs dos sinais realizando apenas uma DFT complexa (RAO; KIM; HWANG, 2010; BRIGHAM, 1988). Aplicando a DFT normalizada, obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{pq} &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W} \mathbf{y}_{pq} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W} (\mathbf{y}_{pq,1} + j \mathbf{y}_{pq,2}). \end{aligned} \quad (3.31)$$

As duas etapas seguintes mostram como calcular  $[\mathbf{Y}_{pq,1}^T, \mathbf{Y}_{pq,2}^T]^T = \mathcal{Z}^{-1}(\mathbf{Y}_{pq})$ .

**1ª Etapa** Obtém-se os vetores  $\mathbf{Y}_{\mathcal{M},pq,1}$  e  $\mathbf{Y}_{\mathcal{M},pq,2} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  a partir das expressões para o cálculo do  $l$ -ésimo coeficientes, ou seja,

$$\begin{aligned} Y_{\mathcal{M},pq,1}[l] &= \frac{Y_{pq}[l] + Y_{pq}^*[2N-l]}{2} \\ Y_{\mathcal{M},pq,2}[l] &= \frac{Y_{pq}[l] - Y_{pq}^*[2N-l]}{2j}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

em que  $l = 0, 1, \dots, 2N - 1$ .

**2ª Etapa** Aplica-se  $\mathcal{M}^{-1}(\cdot)$  em (3.32) (vide Seção 2.3.3) ou seja,

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{pq,1} &= \mathcal{M}^{-1}(\mathbf{Y}_{\mathcal{M},pq,1}) \\ \mathbf{Y}_{pq,2} &= \mathcal{M}^{-1}(\mathbf{Y}_{\mathcal{M},pq,2}), \end{aligned} \quad (3.33)$$

em que  $\mathbf{Y}_{pq,1}, \mathbf{Y}_{pq,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ .

Substituindo os pares de símbolos OFDM  $\mathbf{X}_{p,1}$  e  $\mathbf{X}_{p,2}$  por  $\mathbf{X}_{p,t,1}$  e  $\mathbf{X}_{p,t,2}$ , para o  $t$ -ésimo intervalo de símbolo, ou por  $\mathbf{X}_{p,t+1,1}$  e  $\mathbf{X}_{p,t+1,2}$ , para o intervalo de símbolo  $t + 1$ , obtém-se  $\mathbf{Y}_{p,t,1}$  e  $\mathbf{Y}_{p,t,2}$  ou  $\mathbf{Y}_{p,t+1,1}$  e  $\mathbf{Y}_{p,t+1,2}$  e, portanto, o STBC e a equalização de módulo são aplicados.

Para esse esquema, a complexidade computacional de uma SS, em termos do número de multiplicações e adições reais, é conforme mostrado na Tabela 18.



Tabela 18: Complexidade computacional de  $\mathcal{P}(\cdot)$  e  $\mathcal{Q}(\cdot)$  para o esquema proposto para MIMO-*Clustered*-OFDM.

$\mathcal{P}(\cdot)$		
Operações	×	+
IFFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
Filtragem BP	$4N(k+1)UL$	$4N(k+1)U(L-1)$
$\mathcal{Q}(\cdot)$		
Filtragem BP	$4N(k+1)ULU$	$4N(k+1)U(LU-1)$
FFT	$4N \log_2 2N$	$6N \log_2 2N$
$\mathcal{Z}^{-1}$	$4N$	$8N$
Decodificação STBC + FEQ		
<i>decod.STBC</i>	$16N(1-\alpha)$	$14N(1-\alpha)$
FEQ	$2N(1-\alpha)$	—
Total ×	$8N \log_2 2N + 18N(1-\alpha) + 4N(k+1)LU(U+1) + 4N$	
Total +	$12N \log_2 2N + 14N(1-\alpha) + 4N(k+1)U(LU+L-2) + 8N$	

### 3.5 Resultados computacionais

Esta seção apresenta os resultados de simulações computacionais que analisam o desempenho (em termos da BER) do modulador/demodulador proposto para o MIMO-*Clustered*-OFDM para os cenários com ruído AWGN e AIGN. Apresenta também resultados numéricos comparativos de complexidade computacional e da capacidade do canal para ambos os esquema apresentados (MIMO-OFDMA e MIMO-*Clustered*-OFDM).

A Tabela 19 lista os valores dos parâmetros usados para o cálculo da complexidade computacional em função de  $N = 2^l |l \in \{1, 2, 3, \dots, 12\}$  para um *cluster* (grupo de  $N$  subportadoras), somando-se a complexidade computacional do modulador com a do demodulador. A complexidade computacional, neste caso, foi calculada em termos do número de multiplicações reais e adições em separado, pelo fato de uma multiplicação ser mais complexa que uma adição. A Figura 26 ilustra a complexidade computacional em termos do número de multiplicações reais e a Figura 25 ilustra a complexidade computacional em termos do número de adições. Analisando os gráficos, percebe-se que o esquema MIMO-*Clustered*-OFDM tem sua complexidade computacional reduzida em relação ao MIMO-OFDMA de, aproximadamente, 42%, para ambos os casos (multiplicações e adições).

As Tabelas 20, 21, 22 e 23, apresentam os parâmetros dos canais usados para as simulações de desempenho, em termos da BER, e o cálculo da capacidade do canal. A Tabela 20 lista os parâmetros para a formação do vetor  $\mathbf{H}_{11}$ , já a Tabela 23 foi usada para gerar  $\mathbf{H}_{22}$ . Os canais  $\mathbf{H}_{12}$  e  $\mathbf{H}_{21}$  foram atenuados em 10 dB a mais em relação aos canais

Tabela 19: Parâmetros para o cálculo da complexidade computacional em função de  $N$ .

Parâmetros	Valores
$P$	5
$U$	5
$\alpha$	0,1
$\beta$	0,02
$k$	1/16
$L$	86

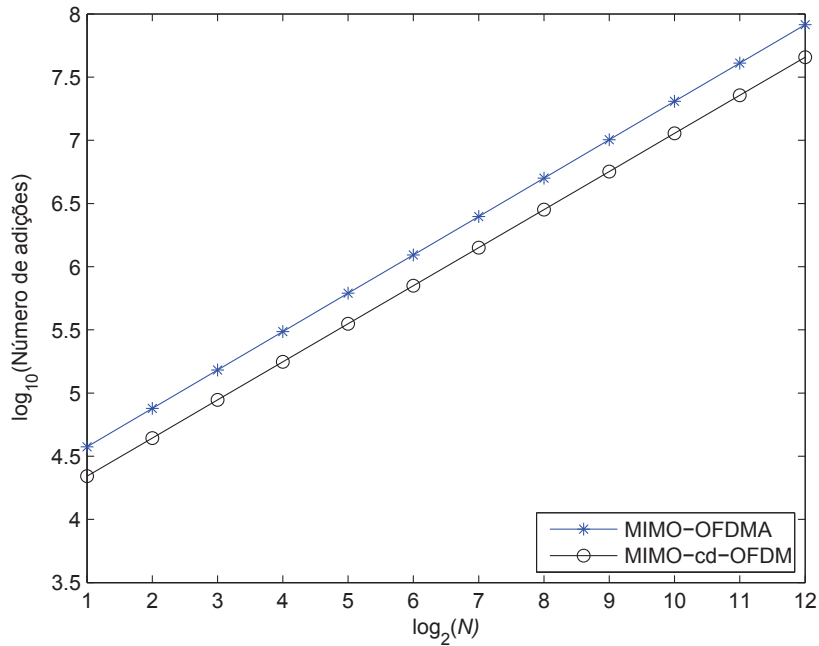


Figura 25: Complexidade computacional em termos do número de adições.

gerados a partir das Tabelas 21 e 22, respectivamente. Tal estratégia é para emular a maior atenuação do sinal que ocorre em  $\mathbf{H}_{12}$  e  $\mathbf{H}_{21}$ . A Figura 27 ilustra as respostas em frequência dos quatro canais usados para as simulações, considerando uma banda de 30 MHz.

A análise de desempenho do modulador/demodulador proposto foi realizada em termos da  $\text{BER} \times E_b/N_0$  para apenas uma SS, considerando os cenários de ruído AWGN e AIGN. Para o caso do ruído AIGN foi usado  $K_1 = K_2 = 20$  dB e  $N_0$  refere-se a PSD do ruído de fundo. A energia usada para a transmissão foi dividida por igual entre os dois transmissores e a Tabela 24 lista os valores dos parâmetros usados para as simulações. A Figura 28 mostra as curvas de desempenho do esquema MIMO-*Clustered*-OFDM. As curvas de desempenho mostram que o ruído AIGN degrada mais o sistema, comparado

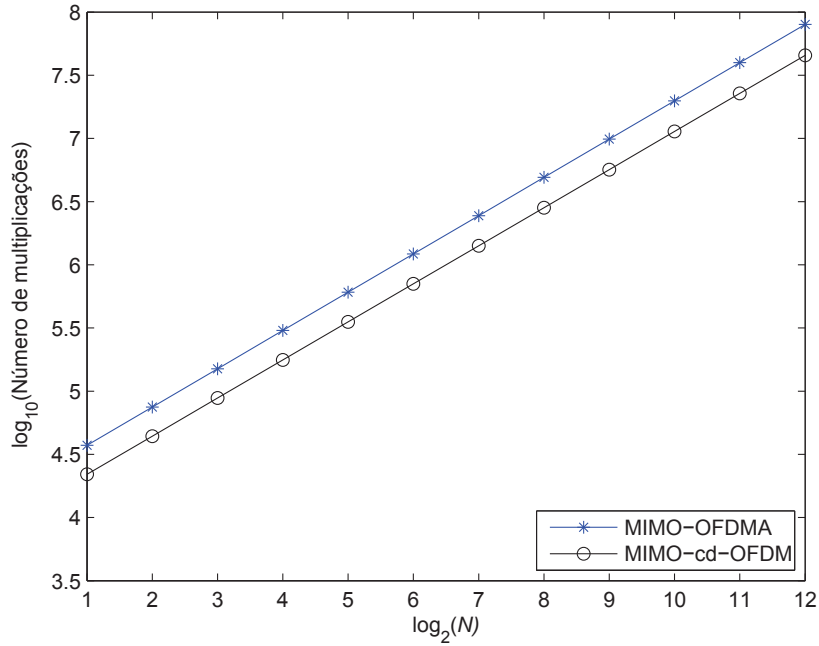


Figura 26: Complexidade computacional em termos do número de multiplicações.

Tabela 20: Parâmetros do canal  $\mathbf{H}_{11}$  LIT PLC.

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	0.01832	0.00516	0.00765	-0.01031	-0.00800
$d_i(m)$	113.2	90.1	101.8	143	148
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0.00711	0.00676	-0.00676	0.01263	-0.00622
$d_i(m)$	200	261	322	411	490
$i$	11	12	13	14	15
$g_i$	0.01156	-0.00978	0.00747	-0.01049	0.00871
$d_i(m)$	567	740	960	1130	1250
$v_p = 150 \times 10^6$ m/s $\gamma = 1$ $a_0 = 0$ $a_1 = 2.5 \times 10^{-9}$					

Tabela 21: Parâmetros do canal  $\mathbf{H}_{12}$  LIT PLC.

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	-0.0070	0.0340	-0.0300	-0.0310	-0.0130
$d_i(m)$	85	103	148	195	245
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0.0150	0.0530	-0.0220	0.0700	-0.0400
$d_i(m)$	315	376	438	476	530
$i$	11	12	13	14	
$g_i$	-0.0520	-0.0400	0.0880	-0.0530	
$d_i(m)$	660	800	1015	1450	
$v_p = 150 \times 10^6$ m/s $\gamma = 1$ $a_0 = 0$ $a_1 = 5 \times 10^{-9}$					

Tabela 22: Parâmetros do canal  $\mathbf{H}_{21}$  LIT PLC.

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	0.0004	-0.0045	-0.0062	0.0281	-0.0169
$d_i(m)$	40	68	86	129	185
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0.0028	-0.0056	0.0051	0.0112	-0.0141
$d_i(m)$	237	235	230	450	560
$i$	11	12	13	14	15
$g_i$	0.1125	-0.1687	0.0675		
$d_i(m)$	830	895	1000		
$v_p = 150 \times 10^6$ m/s $\gamma = 1$ $a_0 = 0$ $a_1 = 9 \times 10^{-9}$					

Tabela 23: Parâmetros do canal  $\mathbf{H}_{22}$  LIT PLC.

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	-0.1500	0.1650	0.0320	-0.0140	-0.0350
$d_i(m)$	150.8	152.3	172	210.4	230
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0.0350	-0.0300	0.0150	0.0220	0.0400
$d_i(m)$	258	294	370	400	435
$i$	11	12	13	14	15
$g_i$	0.0200	-0.0150	0.0865	-0.0620	-0.0830
$d_i(m)$	468	494	534	581	632
$i$	16	17			
$g_i$	0.0500	-0.0350			
$d_i(m)$	1070	1224			
$v_p = 150 \times 10^6$ m/s $\gamma = 1$ $a_0 = 0$ $a_1 = 2,68 \times 10^{-9}$					

com o ruído AWGN, tal como observado no Capítulo 2.

Tabela 24: Parâmetros das simulações de performance de BER.

Parâmetros	Valores
$P$	5
$L_{pq}$	$N/2$
Largura de banda do sistema	50 MHz
Largura de banda de cada <i>cluster</i>	10 MHz
<i>Cluster</i> simulado	2 (10 MHz ~ 20 MHz)
$N$	512
$L_{PC}$	$N/2$
$\alpha$	0, 1
$U = D$	5
$L$	86
Modulação	4-QAM

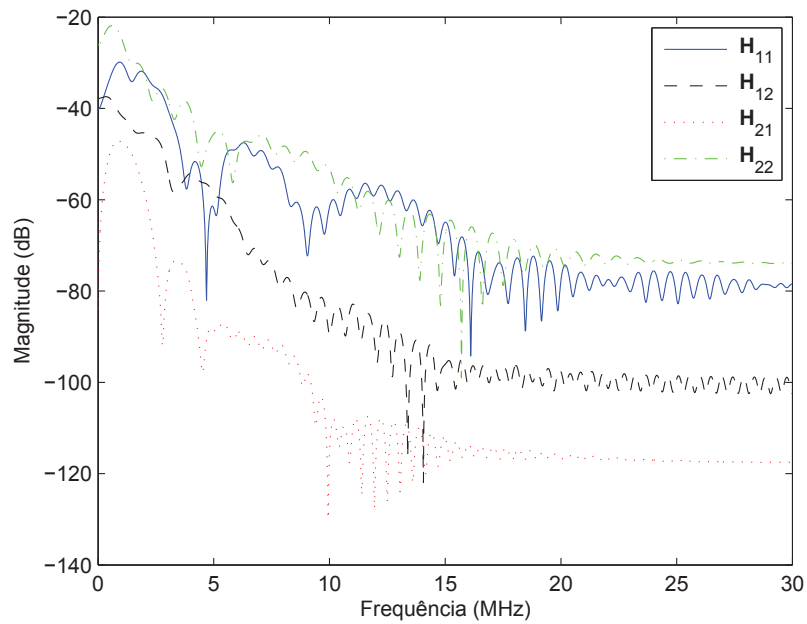


Figura 27: Espectro de amplitude dos canais MIMO PLC.

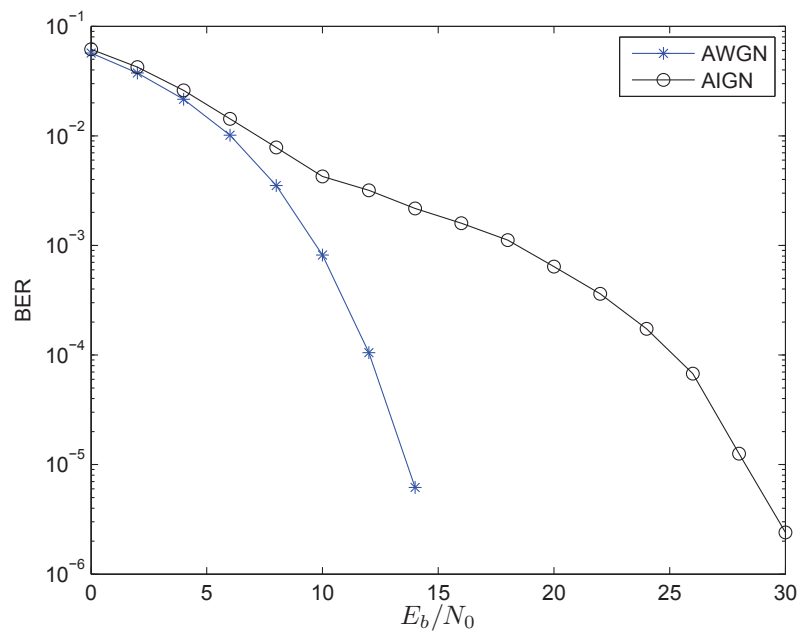


Figura 28: Desempenho de BER do esquema MIMO-*Clustered*-OFDM com o modulador/demodulador proposto.

A Tabela 25 lista os valores dos parâmetros usados na obtenção dos gráficos mostrados nas Figuras 29-34. Para estes gráficos assume-se que  $NP$  é constante e que o ruído é AWGN.

A Figura 29 compara a complexidade computacional da BS e de uma SS para os es-

Tabela 25: Parâmetros para as análises da complexidade computacional e da capacidade do canal para MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA.

Parâmetros	Valores
$NP$	$3 \times 10^3$
$B$	30 MHz
$N_\alpha = N_\beta$	52
$k$	1/16
$U$	$P$
$\alpha$	$N_\alpha/N$
$\beta$	$N_\beta/NP$
$L$	$430/P$
$E_s$	$10^{-5}$
$N_0$	$10^{-12}$

quem as MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA quando  $P$ , número de *clusters*, varia. Como pode ser visto, a complexidade da BS e de uma única SS, do esquema MIMO-OFDMA, é a mesma. Já para o MIMO-*Clustered*-OFDM, a complexidade computacional diminui para uma SS enquanto que a da BS aumenta com o acréscimo de  $P$ .

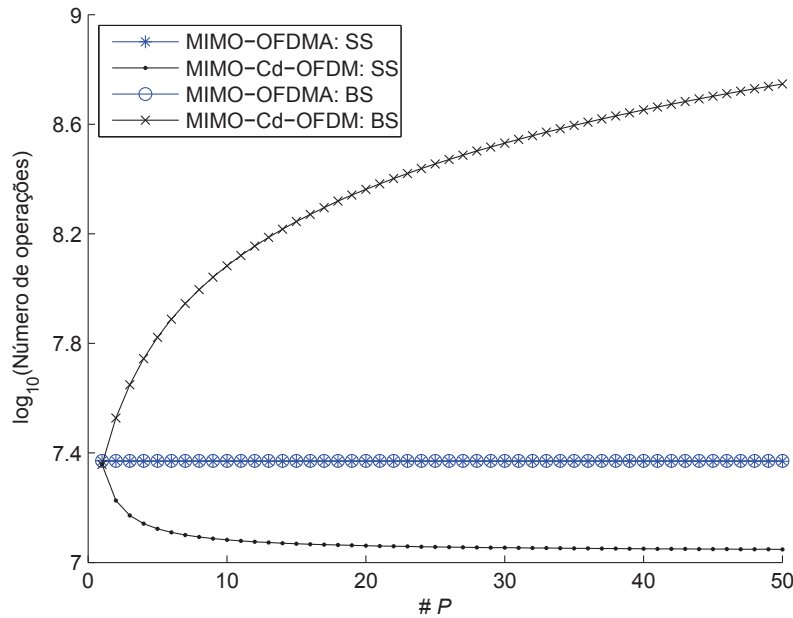


Figura 29: MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional em função de  $P$  para a BS e a SS considerando  $NP$  constante.

A Figura 30 mostra a capacidade de cada subportadora, considerando o conjunto de canais ilustrados na Figura 27. Como pode ser observado, a capacidade das primeiras subportadoras, referentes as frequências mais baixas, é maior comparada com as subpor-

tadoras de frequências mais elevadas. Isto é devido ao fato do canal PLC atenuar mais as componentes em alta frequência e o ruído aditivo ser branco.

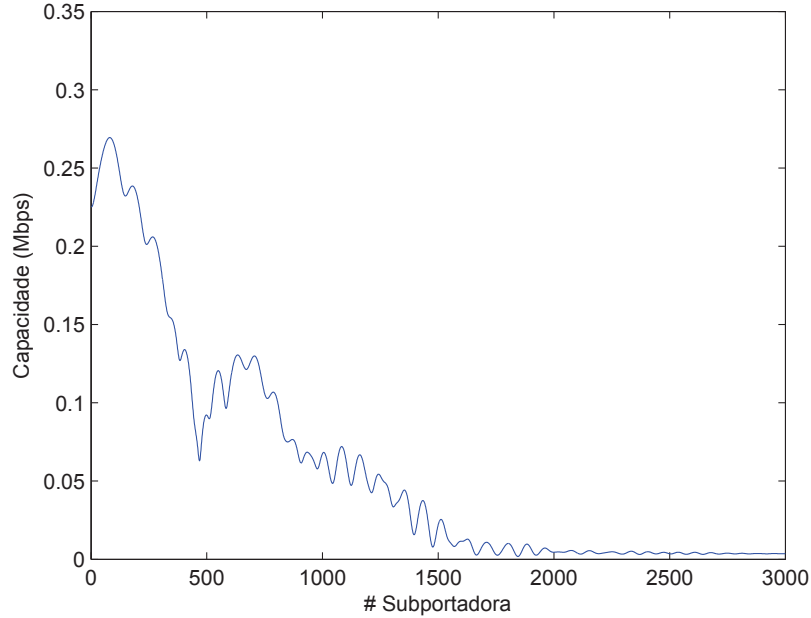


Figura 30: Capacidade de cada subportadora do canal MIMO considerando  $P = 10$ .

A Figura 31 ilustra a capacidade dos canais usados em função do número de *clusters*, considerando  $NP$  constante. Como era de se esperar, a capacidade do canal para o esquema MIMO-OFDMA não depende de  $P$  e a do esquema MIMO-*Clustered*-OFDM é reduzida com o acréscimo do número de *clusters*.

A Figura 32 mostra duas informações, a saber: a primeira é uma relação entre as complexidades computacionais entre os esquemas MIMO-OFDMA e MIMO-*Clustered*-OFDM, denominada  $\chi$ . No gráfico é ilustrado esta comparação em relação à BS e à SS. Por exemplo, para  $P = 10$  tem-se que a complexidade computacional da BS do esquema MIMO-*Clustered*-OFDM é, aproximadamente, cinco vezes a complexidade computacional da BS do MIMO-OFDMA; enquanto que a complexidade computacional de uma SS é, aproximadamente, a metade. Isto é vantajoso, já que o número de SSs tende a ser maior que o número de BSs. Importante ressaltar que para  $P > 10$ , os valores de  $\chi$  permanecem, praticamente, constantes para a BS e para a SS. A segunda informação é a perda de capacidade do canal ao se usar um dos esquemas de comunicação MIMO de dados estudados. Para a análise comparativa, em termos de capacidade, dos esquemas MIMO-OFDMA e MIMO-*Clustered*-OFDM adota-se, assim como no Capítulo 2, a perda

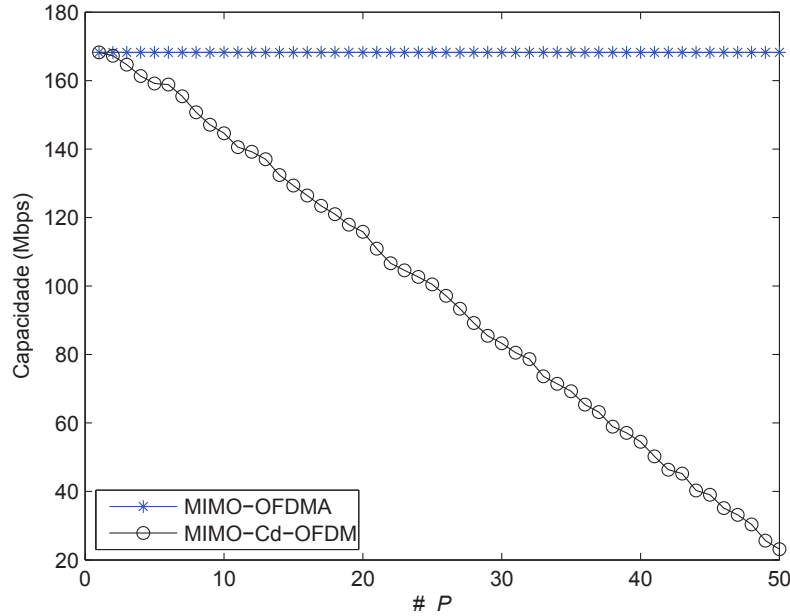


Figura 31: MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA: capacidade do canal MIMO.

de capacidade dada por:

$$\eta = (1 - \mathcal{C}_a(p)/\mathcal{C}(p)), \quad a \in \mathcal{A} = \{\text{OFDMA}, c\text{-OFDM}\}, \quad (3.34)$$

em que  $\mathcal{C}_{\text{OFDMA}}$ ,  $\mathcal{C}_{c\text{-OFDM}}$  e  $\mathcal{C}$  são dados pelas equações (3.26), (3.25) e (3.22), respectivamente. Seguindo o mesmo exemplo, para  $P = 10$ , tem-se que o MIMO-*Clustered*-OFDM oferece perda de 17% de capacidade. Enquanto que o esquema MIMO-OFDMA tem uma perda constante, independente de  $P$ , de apenas 3,5% de capacidade. Apesar da perda de capacidade do esquema MIMO-*Clustered*-OFDM ser dependente dos valores dos parâmetros considerados, o presente exemplo evidencia que o esquema MIMO-*Clustered*-OFDM tem sua complexidade reduzida ao custo de perda de capacidade do canal.

As Figuras 33 e 34 ilustram comparações das complexidades computacionais totais entre os esquemas estudados. A complexidade computacional total de um esquema é dada pelo soma da complexidade computacional da BS com a complexidade computacional de todas as SSs. Para tanto, considera-se que cada *cluster* possui  $M$  SSs, ou seja, o número total de usuários é  $MP$ . Para essas comparações, o caso mais simples é aquele em que  $M = 1$ , ou seja,  $P$  usuários atendidos pelo MIMO-*Clustered*-OFDM. Analisando as figuras, percebe-se, em todos os casos, que o esquema MIMO-*Clustered*-OFDM tem sua complexidade computacional menor que a do esquema MIMO-OFDMA. Para  $P = 1$ , o MIMO-*Clustered*-OFDM se comporta igual ao MIMO-OFDMA, porém, a complexidade computacional é reduzida por causa da função de mapeamento  $\mathcal{Z}(\cdot)$  que é usado no



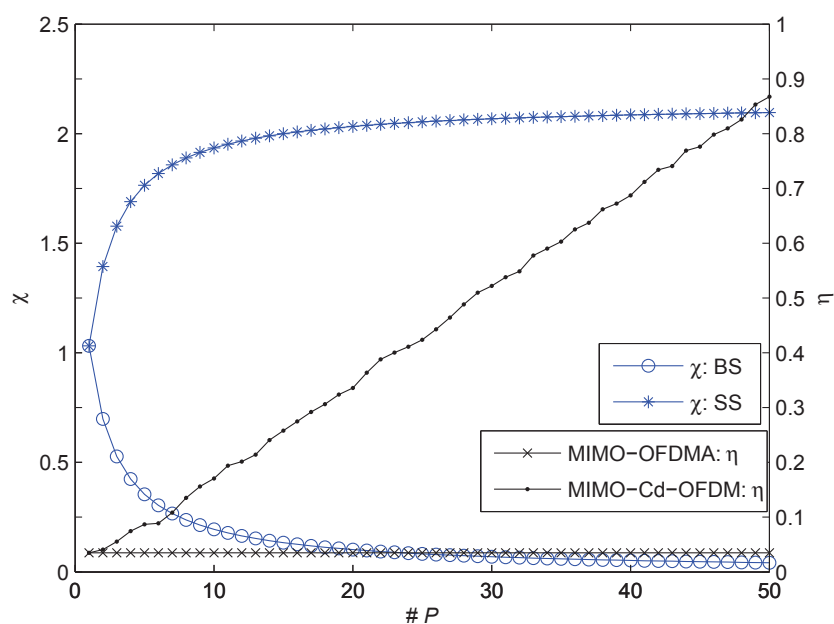


Figura 32:  $\chi$  e  $\eta$  em função de  $P$  considerando  $NP$  constante para comunicação MIMO de dados.

modulador/demodulador proposto para o esquema MIMO-*Clustered*-OFDM.

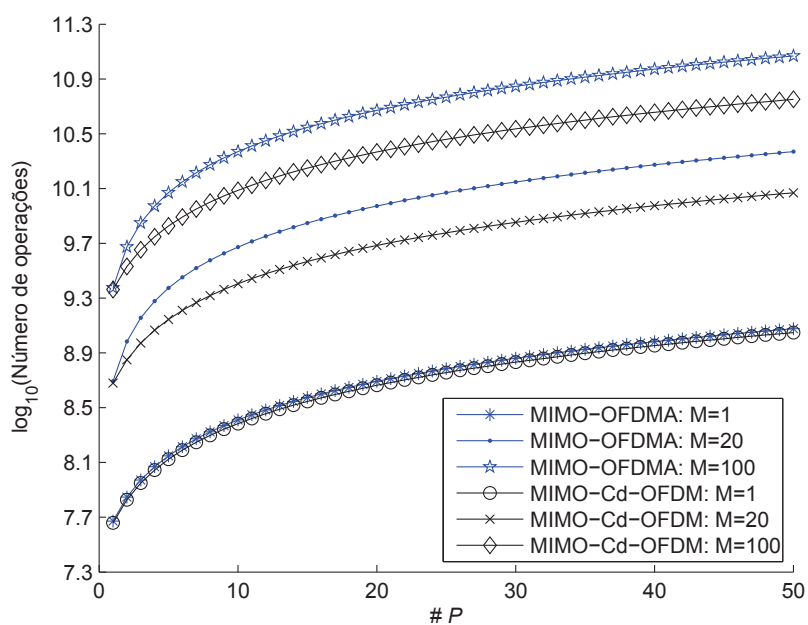


Figura 33: MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional total em função de  $P$  considerando  $NP$  e  $M$  constantes.

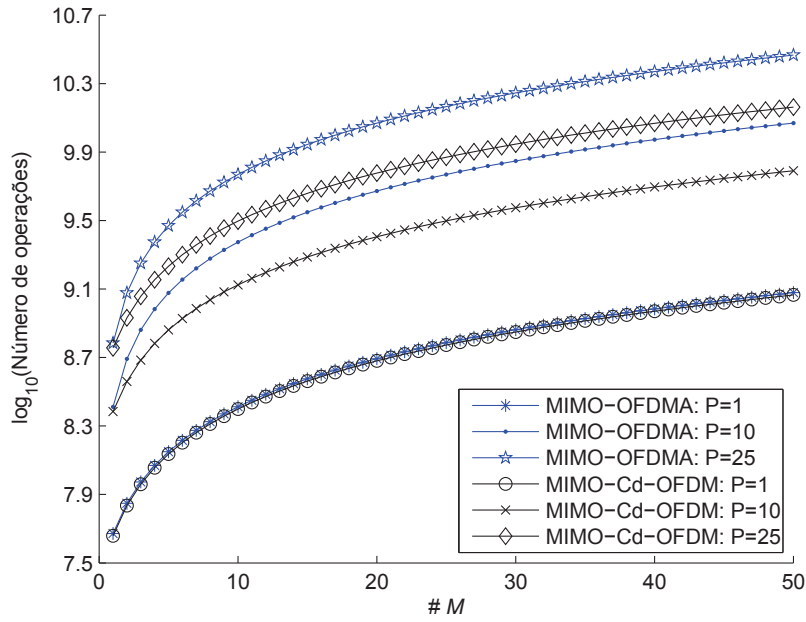


Figura 34: MIMO-*Clustered*-OFDM e MIMO-OFDMA: complexidade computacional total em função de  $M$  considerando  $NP$  e  $P$  constantes.

### 3.6 Conclusões do capítulo

Este capítulo dedicou-se a estudar e analisar o comportamento do *Clustered*-OFDM para comunicação MIMO de dados. Para isto, detalhou um esquema MIMO-*Clustered*-OFDM  $2 \times 2$  baseado em um STBC e apresentou um modulador/demodulador de baixa complexidade computacional para este esquema. O esquema MIMO-*Clustered*-OFDM foi comparado com o seu equivalente MIMO-OFDMA em termos de complexidade computacional e capacidade do canal. A partir das simulações computacionais, percebeu-se que o MIMO-*Clustered*-OFDM, com o modulador/demodulador proposto, tem uma menor complexidade computacional que o MIMO-OFDMA, porém, a capacidade do canal é reduzida com o acréscimo de *clusters*. Desta forma, o MIMO-*Clustered*-OFDM se torna uma alternativa interessante para comunicação MIMO de dados em aplicações que demandem transceptores de baixo custo, tais como *smart grid* e acesso banda larga visando inclusão digital.

#### 4 ALOCAÇÃO DE BITS USANDO AGRUPAMENTO DE SUBPORTADORAS

Em sistemas de comunicação de dados baseados em moduladores multiportadoras é possível a alocação de diferentes quantidades de bits em subportadoras distintas se o transmissor dispõe de informações completas do canal de comunicação. Para tanto, existem diversas técnicas de alocação de bits (*bitloading*) disponíveis na literatura (CIOFFI, b; VEMULAPALLI; DASGUPTA; PANDHARIPANDE, 2006; MUNZ; PFLETSCHINGER; SPEIDEL, 2002; DALY; HENEGHAN; FAGAN, 2003). No que tange aos sistemas PLC, o uso de algoritmos de alocação de bits tem sido bastante investigado para, sobretudo, maximizar a vazão, no nível da camada PHY, quando tais sistemas oferecem taxas superiores a algumas dezenas de mega bits por segundo e operam na faixa de frequência entre 1,7 a 100 MHz (IEEE, 2010).

Recentemente, a busca pela introdução de transceptores de baixo custo tem suscitado a investigação de algoritmos de baixa complexidade computacional. Assim sendo, o problema de alocação de bits em sistemas multiportadoras também deve levar em consideração, além da maximização da vazão, a minimização do esforço computacional. Neste contexto, o presente capítulo se debruça em detalhar um procedimento capaz de quantificar estatisticamente a influência do uso de granularização de subportadoras em algoritmos de alocação de bits. A grande vantagem da granularização ou agrupamento de subportadoras é que o número de iterações é reduzido já que, o algoritmo de alocação de bits faz uso delas. Uma vez que não existem procedimentos analíticos para quantificar o impacto do uso da granularização em algoritmos de alocação de bits em subportadoras o procedimento numérico detalhado nesta seção serve como ponto de partida para este tipo de análise. Resultados numéricos baseados em estudos de casos ilustram qual tipo de desempenho é esperado quando a granularização de subportadoras é aplicada em algoritmos de alocação de bits voltados para sistemas PLC baseados no OFDM.

O presente capítulo é organizado da seguinte maneira: a Seção 4.1 formula o problema no qual este capítulo está focado. A Seção 4.2 propõe uma metodologia e o procedimento

para definir os parâmetros de um grânulo. Por último, a Seção 4.3 apresenta as conclusões obtidas durante o capítulo.

#### 4.1 Formulação do Problema

Considere um sistema de comunicação de dados monousuário, baseado na modulação OFDM, o qual é corrompido por ruído AWGN. Neste, é transmitido um símbolo de dados,  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , em que  $N$  é o número de subportadoras. O símbolo  $\mathbf{X}$  pode ser modulado com uma quantidade diferente de bits em cada subportadora, técnica esta conhecida como alocação de bits ou *bitloading*. A alocação de bits varia com as condições dos subcanais, ou seja, depende da SNR em cada subcanal. A SNR na  $n$ -ésima subportadora é expressada por:

$$SNR_n = \varepsilon_n \frac{|H_n|^2}{\sigma^2}, \quad (4.1)$$

em que  $\varepsilon_n$  é a energia média da constelação usada na  $n$ -ésima subportadora,  $|H_n|$  é o ganho do canal na  $n$ -ésima subportadora e  $\sigma^2$  é a variância do ruído AWGN na  $n$ -ésima subportadora. Como a técnica de alocação de bits determina  $\varepsilon_n$ , então, os algoritmos de alocação de bits fazem o uso da SNR normalizada para a  $n$ -ésima subportadora, a qual é expressada por:

$$g_n = \frac{|H_n|^2}{\sigma^2}, \quad (4.2)$$

ou seja, assume-se que  $\varepsilon_n = 1$ .

Existem duas vertentes para o desenvolvimento de técnicas de alocação de bits, a saber (CIOFFI, b):

- $\max_{\varepsilon_n} b = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right)$   
 Sujeito a:  $\varepsilon_{\max} = \sum_{n=1}^N \varepsilon_n$
- $\min_{\varepsilon_n} \varepsilon_{\max} = \sum_{n=1}^N \varepsilon_n$   
 Sujeito a:  $b = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right)$ ,

em que  $b$  é o número total de bits transmitidos,  $\varepsilon_{\max}$  é a energia máxima que pode ser usada para a transmissão do símbolo e  $\Gamma$  é o *gap*. Desta forma, o algoritmo em questão necessita dos valores de  $\varepsilon_{\max}$  ou  $b$  dependendo da vertente adotada. Por questão de simplificação, nesta dissertação será considerada a primeira vertente, ou seja, deseja-se

maximizar a taxa de transmissão. Porém, o procedimento apresentado aqui pode ser facilmente adaptados para a segunda vertente.

O *gap*,  $\Gamma$ , é outro parâmetro importante usado pelo algoritmo de alocação de bits e energia. Este parâmetro define uma margem de segurança para garantir que o sistema de comunicação de dados atinja uma BER pré-determinada. Por exemplo, um  $\Gamma = 8,8$  dB garante uma BER de pelo menos  $10^{-6}$ , já um  $\Gamma = 9,8$  dB garante a BER de  $10^{-7}$ . Assim sendo, considera-se

$$\bar{g}_n = \frac{|H_n|^2}{\Gamma \sigma^2}. \quad (4.3)$$

A Figura 35 ilustra um diagrama de bloco, o qual mostra as entradas e as saídas de um algoritmo de alocação de bits e energia. Na figura, o vetor da SNR normalizada de todas as subportadoras é definido como  $\mathbf{g} = \{g_n | n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ . Os vetores  $\mathbf{b} = \{b_n | n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  e  $\mathbf{e} = \{\varepsilon_n | n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  definem o número de bits e a energia nas subportadoras, respectivamente. A complexidade computacional do algoritmo de alocação de bits aumenta com  $N$ . Ou seja, se o número de subportadoras é elevado, a complexidade computacional e o tempo de execução do algoritmo de alocação de bits é elevado.

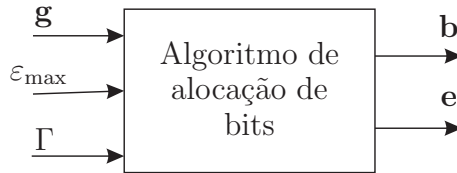


Figura 35: Algoritmo de alocação de bits e energia.

Em canais PLC existe uma correlação elevada entre  $g_n$  contíguas, apesar da atenuação aumentar com a frequência. Desta forma, a questão de investigação do presente capítulo é desenvolver um procedimento que permite investigar o agrupamento de subportadoras contíguas visando, sobretudo, reduzir a complexidade computacional e o tempo de execução do algoritmo de alocação de bits em moduladores multiportadoras, tal como o OFDM em sistemas PLC. Nesta dissertação, cada grupo de  $L_g$  subportadoras forma um grânulo. O número de grânulos é  $N_g = \lceil N/L_g \rceil$ , em que  $\lceil x \rceil = \min\{n \in \mathbb{Z} | n \geq x\}$ . Nos casos que  $L_g$  não é múltiplo de  $N$  tem-se que o último grânulo tem comprimento  $L'_g = \text{mod}\{N, L_g\}$ , em que  $\text{mod}\{N, L_g\}$  representa o resto da divisão de  $N$  por  $L_g$ . Desse modo, o algoritmo de alocação de bits é executado considerando apenas  $N_g$  grânulos, diminuindo a complexidade computacional e o tempo de execução.

Para executar o algoritmo de alocação de bits, considerando os grânulos, deve-se usar

uma medida para calcular a SNR normalizada equivalente do grânulo. Esta medida pode ser o valor mínimo, média, mediana entre outras estatísticas do grânulo. Assim, a SNR normalizada equivalente do  $j$ -ésimo grânulo é dada por:

$$g_{eq,j} = f_{\text{med}}\{\mathbf{g}_j\}, \quad (4.4)$$

em que  $\mathbf{g}_j \in \mathbb{R}^{1 \times L_g}$  é o vetor com das SNR normalizadas das  $L_g$  subportadoras do  $j$ -ésimo grânulo e  $f_{\text{med}}\{\cdot\}$  é a medida usada. Nesta dissertação serão analisadas três medidas. A primeira delas é o valor mínimo, dada por:

$$\begin{aligned} g_{eq,j} &= \min\{\mathbf{g}_j\} \\ &= \min_i g_{j,i}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

em que  $g_{j,i}$  é a SNR normalizada da  $i$ -ésima subportadora do  $j$ -ésimo grânulo. A segunda mediada analisada é a média geométrica, dada por:

$$\begin{aligned} g_{eq,j} &= \text{geo}\{\mathbf{g}_j\} \\ &= \prod_{i=0}^{L_g-1} g_{j,i}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

A última medida analisada nesta dissertação é a mediana, a qual é expressa por:

$$g_{eq,j} = \text{med}\{\mathbf{g}_j\}, \quad (4.7)$$

em que o operador  $\text{med}\{\cdot\}$  ordena o vetor e seleciona o elemento central. Além disto, a energia disponível para o algoritmo de alocação de bits, considerando a granularidade, é dada por:

$$\varepsilon_{\text{max},g} = N_g \frac{\varepsilon_{\text{max}}}{N}. \quad (4.8)$$

Desta forma, o valor de energia encontrado para cada grânulo deve ser utilizado para todas as subportadoras referentes àquele grânulo.

A Figura 36 ilustra as entradas e saídas do algoritmo de alocação de bits considerando a granularidade. As saídas  $\mathbf{e}_g = \{\varepsilon_{g,j} | j = 0, 1, \dots, N_g - 1\}$  e  $\mathbf{b}_g = \{b_{g,j} | j = 0, 1, \dots, N_g - 1\}$  são vetores que contém a energia e o número de bits, respectivamente, que serão usados nas  $L_g$  subportadoras de cada grânulo.

O problema de usar a granularidade para reduzir a complexidade computacional e o tempo de execução do algoritmo de alocação de bits é que em alguns casos é alocado um número de bits em uma determinada subportadora diferente do ideal, se for alocado um número maior de bits pode ocorrer em perda de desempenho, em relação a BER. Por

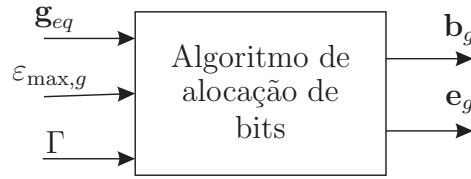


Figura 36: Algoritmo de alocação de bits considerando a granularidade.

outro lado, se for alocado um número menor de bits, pode ocorrer uma perda na taxa de transmissão. Assim, o desafio deste capítulo é apresentar uma metodologia para a definição dos parâmetros  $L_g$  e  $f_{\text{med}}\{\cdot\}$  de forma a quantificar a degradação causada pela granularidade.

#### 4.2 Proposta de uma metodologia para definição dos grânulos

Esta seção apresenta uma metodologia para a determinação de grânulos, ou seja, os parâmetros  $L_g$  e  $f_{\text{med}}\{\cdot\}$  que quantificam a degradação causada pela granularidade. Esta metodologia se baseia numa análise estatística considerando um banco de dados de respostas em frequência de canais PLC. Estes canais podem ser modelos matemáticos ou, para uma maior fidelidade, podem ser canais reais, medidos previamente. A Figura 37 apresenta o fluxograma concebido para essa metodologia. Segue abaixo uma breve explicação de cada um dos blocos:

**Inicialização** Carrega as informações iniciais, tais como o banco de dados de respostas em frequência de canais PLC, a variância do ruído AWGN ou PSD do ruído,  $\sigma^2$ , o número de subportadoras,  $N$ , a energia máxima que pode ser usada para a transmissão do símbolo,  $E$ , frequência de amostragem,  $f_s$ , o comprimento do prefixo cíclico,  $L$ , e o valor do *gap*,  $\Gamma$ .

**Definição de um conjunto** Nesta etapa carrega-se um novo conjunto de parâmetros que define um grânulo, ou seja,  $L_g$  e  $f_{\text{med}}\{\cdot\}$ . Este conjunto de parâmetros será o usado até a definição de um novo conjunto.

**Análise preliminar** A análise preliminar fornece informações iniciais do comportamento de  $g_n$  quando a granularidade é aplicada.

**Análise de BER** Esta etapa compreende uma análise do desempenho em termos de BER do sistema de transmissão de dados. Em caso do sistema não atender a exigência de BER do projeto, definido pelo valor do *gap*, deve-se definir um novo conjunto de parâmetros.

**Análise da taxa** Esta análise é feita com o intuito de saber como a granularidade está interferindo na taxa de transmissão. Em caso de perda de taxa exagerada deve-se definir um novo conjunto de parâmetros.

**Armazenar dados** Esta etapa é responsável por armazenar os resultados das etapas anteriores, para uma posterior análise.

**Análise dos resultados** Por último, quando não existir mais conjuntos de parâmetros para serem analisados, é feita uma análise dos resultados referentes aos conjuntos que chegaram até aqui e é definido o melhor conjunto de parâmetros para serem usados. Em outras palavras, define os valores de  $L_g$  e  $f_{\text{med}}\{\cdot\}$  finais.

As Seções 4.2.1, 4.2.2 e 4.2.3 detalham melhor as etapas da análise preliminar, análise de BER e análise da taxa, respectivamente.

#### 4.2.1 Análise preliminar

Esta etapa fornece diferença entre as SNRs normalizadas e a equivalente de seu grânulo, para se ter um conhecimento preliminar do efeito da granularidade, a partir de uma análise estatística em todos os canais disponíveis.

A Figura 38 mostra o algoritmo usado na análise preliminar. Neste, o número de grânulos é dado por  $N_g = \lfloor N/L_g \rfloor$ , em que  $\lfloor x \rfloor = \max\{n \in \mathbb{Z} | n \leq x\}$ , ou seja, o último grânulo é desprezado. Com isto, o algoritmo fica mais simples e não atrapalha o resultado por ser uma análise estatística preliminar. No algoritmo, é calculado o módulo da diferença,  $\Delta$ , entre a SNR normalizada de cada subportadora contida no  $j$ -ésimo grânulo em relação à SNR normalizada equivalente do  $j$ -ésimo grânulo, ambas SNR em dB, ou seja,

$$\Delta = |10 \log_{10}(g_{j,i}) - 10 \log_{10}(g_{eq,j})|. \quad (4.9)$$

Para a análise desse algoritmo é apresentado um estudo de caso, a partir de simulações computacionais, para alguns conjuntos de parâmetros com o intuito de analisar a metodologia proposta para definição dos grânulos. Para isto, é obtido resultados para 9 modelos matemáticos (FERREIRA et al., 2010). Para aumentar o número de canais foram extraídos 21 canais, a partir de cada canal original (modelo matemático), com banda de  $[k, 10 + k)$  MHz, em que  $k = 0, 1, \dots, 20$ .

A Tabela 26 lista os casos testados nas simulações computacionais. Em cada caso foi



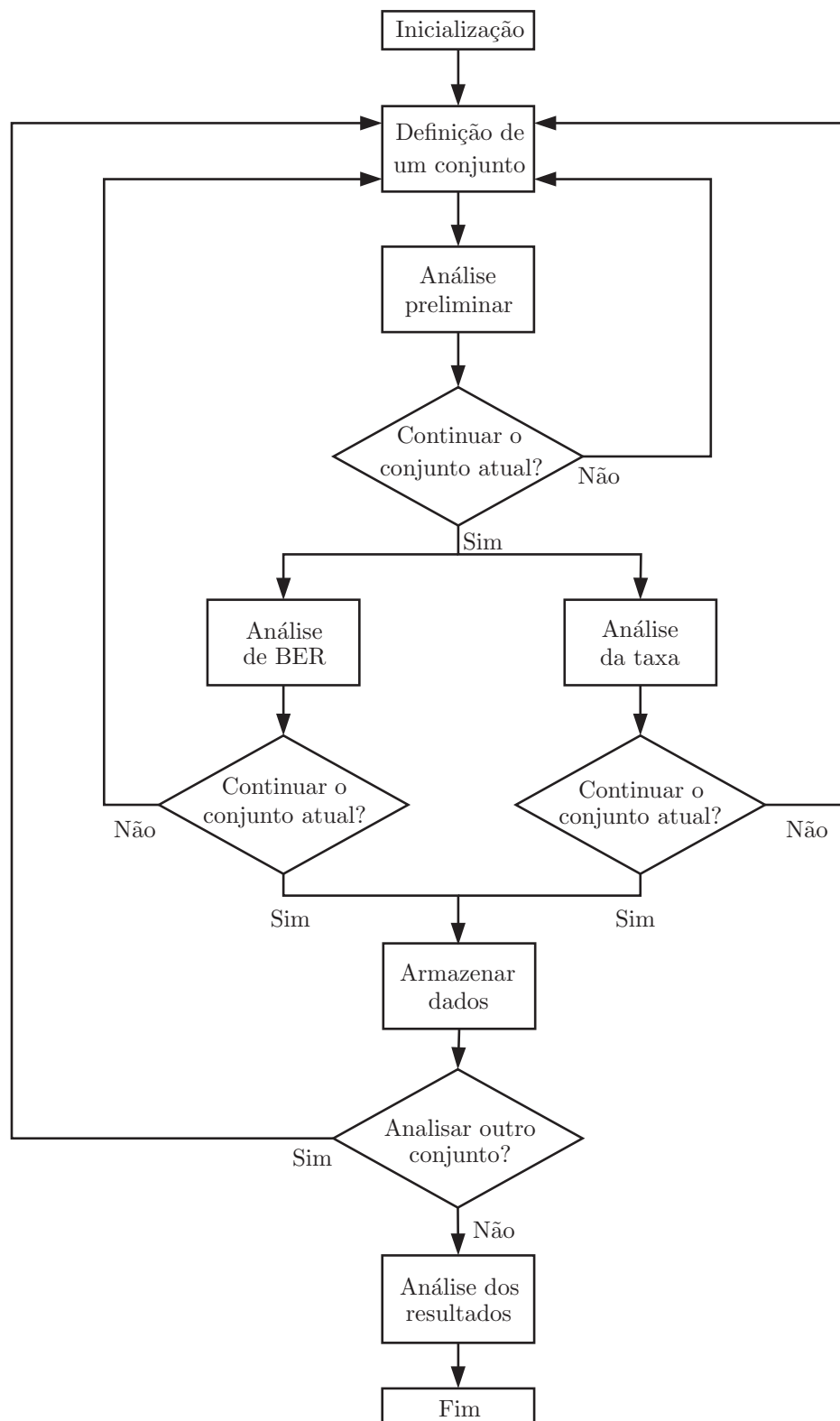


Figura 37: Fluxograma da metodologia para a análise da granularidade em algoritmos de alocação de bits.

usado um conjunto de parâmetros ( $L_g$  e  $f_{med}\{\cdot\}$ ) distintos. Os casos foram escolhidos de forma a diminuir o tempo de simulação da etapa de análise da BER. Já a Tabela 27 lista

**Entrada:** $L_g$ : Tamanho dos grânulos; $f_{\text{med}}\{\cdot\}$ : Medida usada; $N$ : Número de subportadoras; $N_c$ : Número de canais do banco de dados; $H \in \mathbb{C}^{N \times N_c}$ : Banco de dados com as respostas em frequência dos canais; $\sigma^2$ : Variância ou PSD do ruído;**Saída:** $\Delta \in \mathbb{R}^{1 \times N_c N_g L_g}$ : Vetor de erro entre  $\mathbf{g}_j[i]$  e  $g_{eq,j}$ ;**início**

```

     $N_g = \lfloor N/L_g \rfloor$ ;
     $cnt = 0$ ;
    para  $k = 1$  até  $N_c$  faça
        para  $n = 1$  até  $N$  faça
             $g[n] = \frac{|H[n,k]|^2}{\sigma^2}$ ;
        fim para
        para  $j = 1$  até  $N_g$  faça
             $g_j = g[(j-1)L_g + 1$  até  $jL_g]$ ;
             $g_{eq,j} = f_{\text{med}}\{g_j\}$ ;
            para  $i = 1$  até  $L_g$  faça
                 $cnt = cnt + 1$ ;
                 $\Delta[cnt] = \left| 10 \log_{10} \left( \frac{g_j[i]}{g_{eq,j}} \right) \right|$ ;
            fim para
        fim para
    fim para
fim

```

Figura 38: Algoritmo para a análise preliminar.

os parâmetros da etapa de inicialização.

Tabela 26: Casos analisados nas simulações computacionais.

Casos	$L_g$	$f_{\text{med}}\{\cdot\}$
Caso 1	4	valor mínimo
Caso 2	8	valor mínimo
Caso 3	12	valor mínimo
Caso 4	8	média geométrica
Caso 5	8	valor mediano

Tabela 27: Parâmetros da etapa de inicialização.

Parâmetro	Valor
$N$	512
$\sigma^2$	-70 dBm
$\varepsilon_{\text{max}}$	0 dBm
$f_s$	20 MHz
$\Gamma$	8,8 dB
$L$	128

A Figura 39 mostra o gráfico de distribuição de probabilidade cumulativa de  $\Delta$ . A Tabela 28 ilustra a SNR mínima necessária para se obter uma BER de  $10^{-6}$  em constelações modulação de amplitude em quadratura - *quadrature amplitude modulation* (QAM) quadrada (CIOFFI, a), em que  $M$  é o tamanho da constelação. Nesta tabela, pode-se perceber que para aumentar o tamanho da constelação é necessário, no mínimo, um acréscimo de 6 dB na SNR. Sendo assim, é interessante observar, no gráfico, a probabilidade do erro ser maior que 6 dB. Porém, deve-se lembrar que o gráfico foi traçado sem o conhecimento da energia alocada em cada subportadora. Não sendo possível afirmar que se a diferença for maior que 6 dB a quantidade de bits transmitidos não é a ideal. Ou seja, é possível transmitir uma quantidade ideal de bits em uma determinada subportadora mesmo que  $\Delta$  seja maior que 6 dB.

Para facilitar a análise do gráfico da Figura 39, a Tabela 29 ilustra a probabilidade (usando os canais simulados) do  $\Delta$  ser maior que 6 dB. Observando a tabela, percebe-se que, a princípio, as medidas que fornecem menor  $P_r(\Delta > 6 \text{ dB})$  são a média geométrica e a mediana.

Nessa análise não é executado o algoritmo de alocação de bits, assim, os resultados obtidos aqui não leva em conta a energia alocada para cada subportadora. Desta forma, deve-se tomar muito cuidado ao desprezar um conjunto de parâmetros nesta etapa pois,

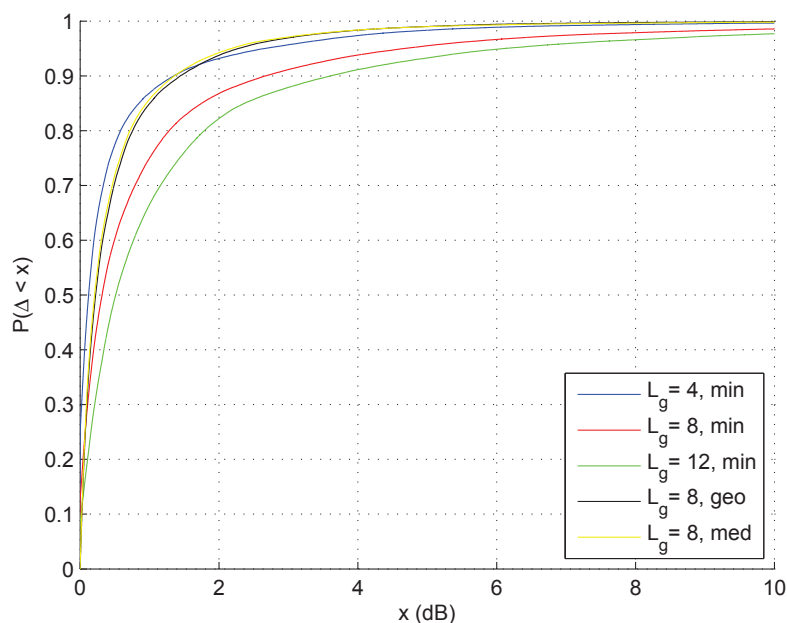


Figura 39: Distribuição de probabilidade do *Erro* para a análise preliminar.

Tabela 28: SNR em constelações QAM quadradas.

$M$	$SNR$	$SNR$ adicionada	$\frac{dB}{bit}$
4	13,7 dB	-	-
16	20,7 dB	7,0 dB	3,5 dB
64	27,0 dB	6,3 dB	3,15 dB
256	33,0 dB	6,0 dB	3,0 dB
1024	39,0 dB	6,0 dB	3,0 dB
4096	45,0 dB	6,0 dB	3,0 dB
16384	51,0 dB	6,0 dB	3,0 dB

Tabela 29: Casos testados nas simulações computacionais.

Casos	$L_g$	$f_{med}\{\cdot\}$	$P_r(\Delta > 6 \text{ dB})$
Caso 1	4	valor mínimo	0,011
Caso 2	8	valor mínimo	0,033
Caso 3	12	valor mínimo	0,051
Caso 4	8	média geométrica	0,007
Caso 5	8	valor mediano	0,006

ainda não se tem um bom conhecimento do desempenho dos parâmetros após a execução do algoritmo de alocação de bits.

### 4.2.2 Análise da BER

Esta etapa visa analisar se, devido à granularidade o sistema PLC, baseado na modulação multiportadora, passa a não atender a restrição de BER estipulada para projeto do sistema de comunicação de dados. Assim sendo, consiste em analisar o desempenho de um esquema de transmissão multiportadora com  $N_c$  canais PLC escolhidos aleatoriamente. Esta etapa é significativamente demorada para obter um resultado, pois é necessária a transmissão de um número elevado bits para se medir a BER. Por isto, tal simulação é feita apenas para alguns canais escolhidos aleatoriamente.

O esquema multiportadora adotado é o HS-OFDM, descrito na Seção 2.3.3, com algumas pequenas alterações. Neste caso, não foi realizado sobre amostragem e nem a filtragem LP, com o intuito de simplificar o modulador para as simulações. A Figura 40 ilustra os diagramas de bloco do transmissor e do receptor HS-OFDM simplificado, os blocos usados neste diagrama são:

- i)  $\mathcal{M}$ : Mapeamento do esquema HS-OFDM dado pela Eq. 2.45;
- ii)  $IDFT$ : Realiza a IDFT no sinal de entrada;
- iii)  $CP$ : Insere o prefixo cíclico;
- vii)  $CP^{-1}$ : Remove o prefixo cíclico;
- viii)  $DFT$ : Realiza a DFT no sinal de entrada;
- ix) Mapeamento inverso do modulador HS-OFDM;
- xi)  $FEQ$ : Realiza a equalização ZF do símbolo OFDM.

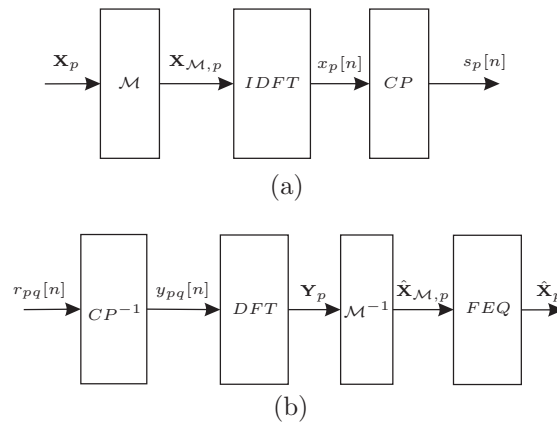


Figura 40: Esquema do HS-OFDM em banda base: (a) Transmissor e (b) Receptor.

A Figura 41 ilustra o procedimento adotado para a análise da BER. Como pode ser percebido, não é desprezado o último grânulo. A função  $[\cdot, \cdot] = \text{algoritmo\_alocação}(\cdot, \cdot, \cdot)$  executa o algoritmo de alocação de bits *Levin-Campello*, conforme descrito em (CIOFFI,

b), com uma modificação para constelações QAM quadradas. Tem como entrada o vetor de SNR normalizada, a energia total e o *gap*. As saídas são a quantidade de bits e a de energia alocadas em cada subportadora de cada grânulo. Já a função `simulador(·, ·, ·, ·)` executa a simulação do HS-OFDM simplificado. As entradas desta função são a quantidade de bits e de energia alocada em cada subportadora de cada grânulo, a variância do ruído e a resposta ao impulso do canal. Sua saída é a BER do esquema usado.

---



---

**Entrada:**

$L_g$ : Tamanho dos grânulos;

$f_{\text{med}}\{\cdot\}$ : Medida usada;

$N$ : Número de subportadoras;

$N_c$ : Número de canais escolhidos aleatoriamente usados nas simulações;

$H \in \mathbb{C}^{N \times N_c}$ : Banco de dados com as respostas em frequência dos canais;

$\sigma^2$ : Variância ou PSD do ruído;

$\varepsilon_{\text{max}}$ : Energia máxima disponível para a transmissão de dados;

$\Gamma$ : *gap* usado para projetar o sistema de comunicação de dados;

**Saída:**

$Ber \in \mathbb{R}^{1 \times N_c}$ : Vetor de BER do sistema de comunicação de dados;

**início**

```

     $N_g = \lceil N/L_g \rceil$ ;
    para  $k = 1$  até  $N_c$  faça
        para  $n = 1$  até  $N$  faça
             $g[n] = \frac{|H[n,k]|^2}{\sigma^2}$ ;
        fim para
        para  $j = 1$  até  $N_g$  faça
            se  $j < N_g$  então
                 $g_j = g[(j-1)L_g + 1$  até  $jL_g]$ ;
            senão
                 $g_j = g[(j-1)L_g + 1$  até  $N]$ ;
            fim se
             $g_{eq}[j] = f_{\text{med}}\{g_j\}$ ;
             $\varepsilon_{\text{max},g} = N_g \frac{\varepsilon_{\text{max}}}{N}$ ;
             $[b_g, e_g] = \text{algoritmo\_alocação}(g_{eq}, \varepsilon_{\text{max},g}, \Gamma)$ ;
             $Ber[k] = \text{simulador}(b_g, e_g, \sigma^2, H[1$  até  $N, k])$ ;
        fim para
    fim para
fim
```

Figura 41: Algoritmo para a análise da BER.

---

Para uma análise numérica desta etapa foi considerado o estudo de caso da Seção 4.2.1. A Figura 42 mostra as respostas em frequência dos canais selecionados para a análise da BER. Foram selecionados apenas três canais PLC pois, a análise da BER, para uma BER inferior que  $10^{-6}$ , em simulações computacionais demanda um longo tempo.

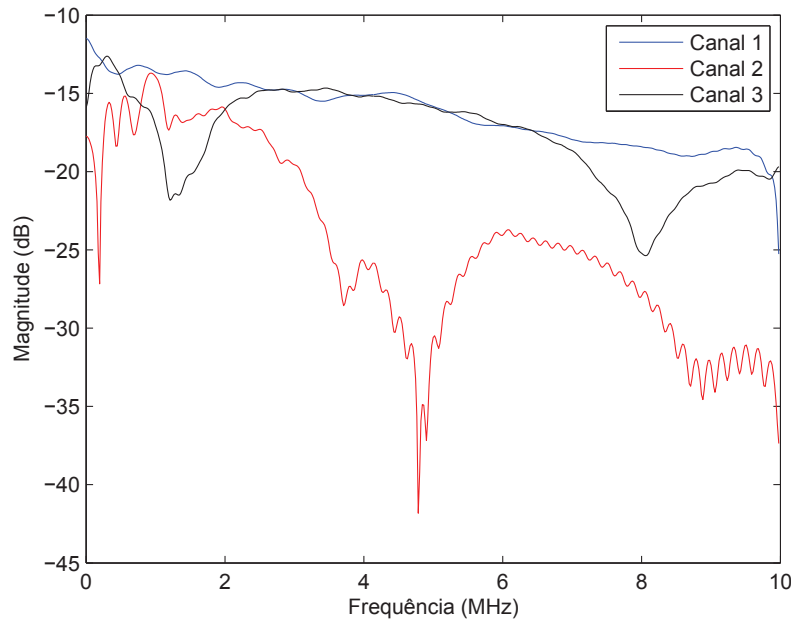


Figura 42: Resposta em frequência dos canais usados para a análise de BER.

Os conjuntos de parâmetros simulados são os listados na Tabela 26. A Figura 43 apresenta o resultado da análise da BER. Os casos 4 e 5 obtiveram uma BER maior que  $10^{-6}$  para o canal 2. Estes casos são os que possuem como medida a média geométrica e o valor mediano, respectivamente. Desse modo, para usar estas medidas é necessário introduzir uma margem no sistema de comunicação de dados, ou seja, utilizar um *gap* maior que o desejável. Para encontrar o valor do *gap* ideal para ser usado pode-se realizar uma análise estatística com diversas simulações de BER. Este procedimento é inviável ser realizado através de simulações computacionais, devido ao longo tempo que seria gasto, devendo ser realizado através de outros meios.

Uma observação importante é que utilizando a medida do valor mínimo, a BER estipulada é sempre garantida. Para explicar esta afirmação, considere  $b_{g,j}$  e  $b_n$  como sendo o número de bits que deve ser usado no  $j$ -ésimo grânulo e na  $n$ -ésima subportadora (sem o uso de granularidade), respectivamente. Considere também que a  $n$ -ésima subportadora está contida no  $j$ -ésimo grânulo. As variáveis  $b_{g,j}$  e  $b_n$  são definidas pelo algoritmo de alocação de bits. Desta forma, tem-se sempre  $b_{g,j} \leq b_n$ , ou seja é transmitido uma quantidade menor, ou igual, de bits menor se comparado com a quantidade de bits que poderiam ser transmitidos sem o uso de granularidade e, portanto, garantindo a BER estipulada para o projeto. Por exemplo, a quantidade de bits ideal para ser transmitida em uma determinada subportadora é  $b_n = 10$  bits. Mas, foi utilizado o valor mínimo como medida, ou seja, a SNR normalizada usada para calcular a quantidade de bits foi menor

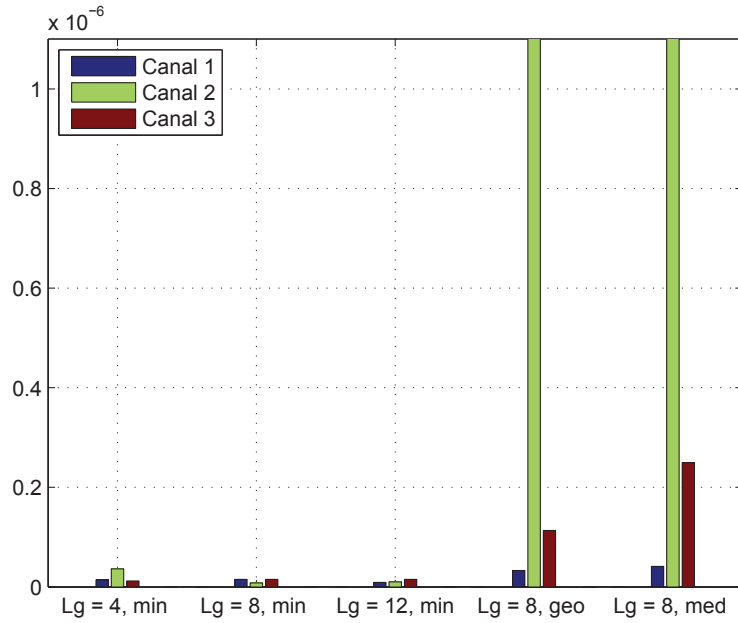


Figura 43: BER obtida para cada caso simulado.

que a adequada. Assim, a quantidade de bits transmitidos, usando a granularidade, será  $b_{g,j} \leq 10$ , deixando o sistema mais conservador. Com isto, surge a dúvida: o quanto conservador é usar a medida de valor mínimo?

Para indicar uma resposta a esta pergunta foi considerado o caso 2,  $L_g = 8$  e a medida do valor mínimo. O simulador foi projetado para atender uma BER de pelo menos  $10^{-6}$  com um  $\sigma^2 = -100$  dB. Porém, durante as simulações foram considerados  $\sigma_a^2 = -100,5; -101; -101,5$  dB, ou seja, as condições de operação pioram em até 1,5 dB, em relação as especificações de projeto. A Figura 44 ilustra os resultados dessas simulações. Como pode ser percebido, foi possível atender o requisito de BER, quando  $\Delta\sigma^2 = \sigma^2(\text{dB}) - \sigma_a^2(\text{dB}) = 1$  dB, considerando os canais simulados. Assim, pode-se dizer que o uso do valor mínimo como medida introduziu uma margem de 1 dB e, portanto, para esses casos o valor do *gap* pode ser reduzido. Este estudo de caso indica que é possível introduzir uma pequena alteração no valor do *gap* para maximizar o desempenho dos algoritmos de alocação de bits quando a granularização das subportadoras é aplicada.

### 4.2.3 Análise da taxa de transmissão

Esta etapa analisa a perda de taxa que ocorre ao utilizar a granularização das subportadoras durante a etapa de alocação de bits. A perda de taxa ocorre quando é possível



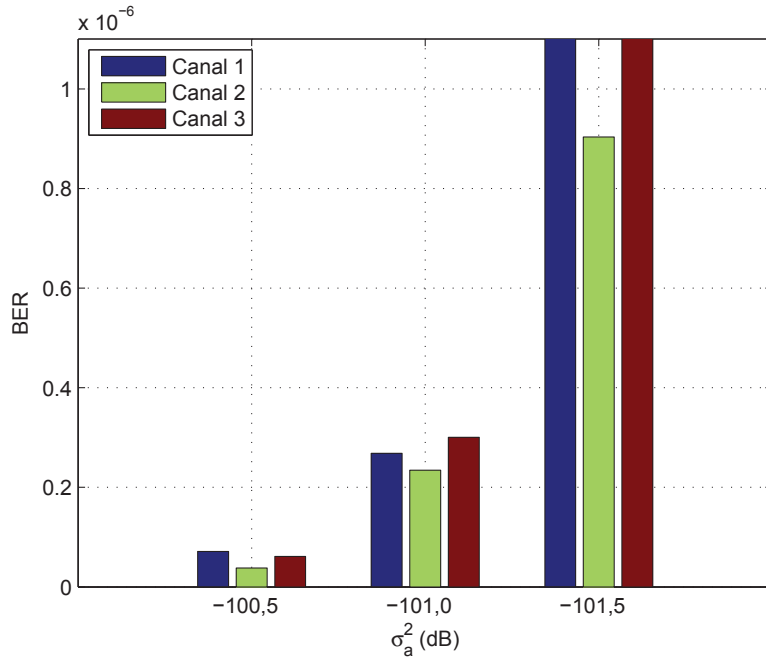


Figura 44: BER obtida para o caso 2 considerando diversas variâncias.

transmitir uma quantidade maior de bits em alguma subportadora e, devido à granularidade, se transmite uma quantidade menor de bits, ou seja,  $b_{g,j} \leq b_n$ .

Aqui é feita uma nova análise estatística utilizando todos os canais disponíveis. A Figura 45 ilustra o algoritmo usado nessa etapa. Novamente não é desprezada as últimas subportadoras. No algoritmo, a variável  $L$  representa o comprimento do prefixo cíclico. O algoritmo realiza o cálculo da taxa máxima de transmissão, ou seja, sem o uso de granularidade. Em seguida, é calculada a taxa quando a granularidade é considerada. Por último, calcula-se a perda da taxa transmissão causada pela granularidade. A perda de taxa é dada por:

$$\gamma = 1 - R_g/R_{\max}, \quad (4.10)$$

em que  $R_{\max}$  é a taxa máxima, ou seja, sem o uso de granularidade;  $R_g$  é a taxa atingida quando é considerado a granularidade. Este procedimento é repetido para todos os canais do banco de dados.

Para analisar os resultados dessa etapa considerou-se  $\varepsilon_{\max} = 20$  dBm e  $\sigma^2 = -100$  dBm, respectivamente. Esta alteração é para que a transmissão seja possível mesmo em canais com alta atenuação. A Figura 46 ilustra a distribuição de probabilidade cumulativa da perda de taxa de transmissão. Os casos que possui as medidas média geométrica e valor mediano são os que possuem menor perda de taxa, porém, não atendem o requisito de BER do projeto. Usando a medida do valor mínimo, tem-se que quanto maior o grânulo,

**Entrada:** $L_g$ : Tamanho dos grânulos; $f_{\text{med}}\{\cdot\}$ : Medida usada; $N$ : Número de subportadoras; $L$ : Comprimento do prefixo cíclico; $f_s$ : Frequência de amostragem; $N_c$ : Número de canais do banco de dados; $H \in \mathbb{C}^{N \times N_c}$ : Banco de dados com as respostas em frequência dos canais; $\sigma^2$ : Variância ou PSD do ruído; $\varepsilon_{\text{max}}$ : Energia máxima disponível para a transmissão de dados; $\Gamma$ : *gap* usado para projetar o sistema de comunicação de dados;**Saída:** $\gamma \in \mathbb{R}^{1 \times N_c}$ : Vetor com as perdas de taxa de transmissão;**início** $L'_g = \text{mod}\{N, L_g\}$ ;**se**  $L'_g = 0$  **então**     $L'_g = L_g$ ;**fim se** $N_g = \lceil N/L_g \rceil$ ;**para**  $k = 1$  **até**  $N_c$  **faça**    **para**  $n = 1$  **até**  $N$  **faça**         $g[n] = \frac{|H[n,k]|^2}{\sigma^2}$ ;    **fim para**     $[b, e] = \text{algoritimo\_alocação}(g, \varepsilon_{\text{max}}, \Gamma)$ ;     $R_{\text{max}} = \frac{f_s}{2N+L} \sum_{n=1}^N B[n]$ ;    **para**  $j = 1$  **até**  $N_g$  **faça**        **se**  $j < N_g$  **então**             $g_j = g[(j-1)L_g + 1 \text{ até } jL_g]$ ;        **senão**             $g_j = g[(j-1)L_g + 1 \text{ até } N]$ ;        **fim se**         $\bar{S}_{eq}[j] = f_{\text{med}}\{\bar{S}_j\}$ ;    **fim para**     $\varepsilon_{\text{max},g} = N_g \frac{\varepsilon_{\text{max}}}{N}$ ;     $[b_g, e_g] = \text{algoritimo\_alocação}(g_{eq}, \varepsilon_{\text{max},g}, \Gamma)$ ;     $R_g = \frac{f_s}{2N+L} \left( b_g[N_g]L'_g + \sum_{i=1}^{N_g-1} b_g[i]L_g \right)$ ;     $\gamma[k] = 1 - R_g/R_{\text{max}}$ ;    **fim para****fim**

Figura 45: Algoritmo para a análise da taxa de transmissão.

maior é a perda de taxa. Para grânulo de tamanho 12 tem-se que para 17,5% dos casos a perda de taxa é maior que 10%. Para grânulos de tamanho 8 essa perda ocorre para 11,1% dos casos. Se o grânulo tem tamanho de 4, apenas em 3,2% dos casos ocorre uma perda maior que 10%. Porém, quanto maior o grânulo menor é o tempo de execução do algoritmo de alocação de bits e sua complexidade computacional.

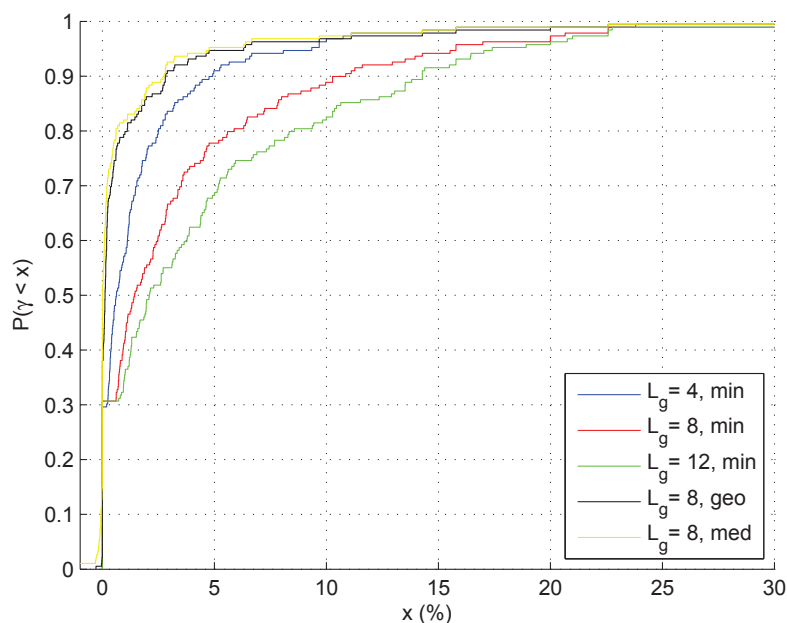


Figura 46: Distribuição de probabilidade cumulativa da perda de taxa de transmissão.  $x$ (%) é a perda percentual de taxa.

### 4.3 Conclusões do capítulo

Este capítulo propôs uma metodologia para definir os parâmetros necessários para dividir as subportadoras de um sistema de comunicação de dados em grânulos, com o intuito de diminuir o tempo de execução além da complexidade computacional dos algoritmos de alocação de bits.

Uma conclusão importante obtida neste capítulo é que a melhor medida para se obter a SNR normalizada equivalente de um grânulo é o valor mínimo. Devido a esta ser a mais conservadora, garantindo sempre a BER projetada para o sistema. Outra vantagem desta medida é que a mesma introduz uma margem de segurança no sistema podendo assim, reduzir o valor do *gap* de projeto. Através de simulações computacionais, observou-se que o tamanho de grânulo 8 é uma boa solução para o conjunto de canais simulados. Já que diminui o tempo de execução do algoritmo de alocação de bits em aproximadamente 8

vezes e possui uma perda de taxa que pode ser aceitável, dependendo da aplicação.

## 5 CONCLUSÕES

Esta dissertação analisou três problemas distintos que tem como objetivo comum a redução da complexidade computacional de transceptores para comunicação de dados em sistemas PLC. Os problemas analisados foram:

1. redução da complexidade computacional em técnicas multiportadoras utilizando-se o esquema *Clustered-OFDM*, detalhado nesta dissertação, para sistemas PLC;
2. redução da complexidade computacional em técnicas multiportadoras e MIMO que utiliza o esquema *MIMO-Clustered-OFDM*, proposto nesta dissertação;
3. agrupamento de subportadoras para a execução de algoritmos de alocação de bits com baixa carga computacional.

No Capítulo 2 analisou-se o problema do item 1, enquanto que no Capítulo 3 foi analisado o problema do item 2. Por último, o problema do item 3 foi analisado no Capítulo 4.

Para comunicação SISO de dados foram detalhados diversos moduladores/demoduladores que podem ser usados no esquema *Clustered-OFDM* para sistemas PLC. Foi comprovado, através de simulações computacionais, que todos os moduladores/demoduladores estudados possuem o mesmo desempenho em termos de  $\text{BER} \times E_b/N_0$ . Deste modo, o modulador/demodulador que apresentou o melhor custo  $\times$  benefício foi o  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, por possuir a menor complexidade computacional. Outra vantagem deste modulador/demodulador é a sua flexibilidade, pois, sua implementação permite que possa ser aplicado tanto para modulação em banda base quanto em banda passante. Acrescente a isto, a possibilidade do processamento ser executado, em certas partes dos circuitos, utilizando uma frequência de amostragem menor. Já para comunicação MIMO de dados foi proposto um modulador/demodulador, utilizando a combinação  $\mathcal{P}(\cdot)$ -II +  $\mathcal{Q}(\cdot)$ -III, de complexidade computacional reduzida para ser usado no esquema *MIMO-Clustered-OFDM*.

Durante os estudos chegou-se a conclusão de que a capacidade do canal para esquemas *Clustered-OFDM* é reduzida com o aumento do número de *clusters*. Este resultado é válido tanto para o esquema estudado SISO quanto para o esquema MIMO. Além disto, foi comparada a capacidade do canal de esquemas *Clustered-OFDM* (SISO e MIMO) com os, já consagrados, OFDMA (SISO e MIMO). Observou-se que os esquemas *Clustered-OFDM* apresentaram capacidade menor do que o esquema OFDMA. É interessante mencionar que a situação em que o número de *clusters* dos esquemas *Clustered-OFDM* (SISO ou MIMO) é igual a um, é um caso particular semelhante ao esquema OFDMA (SISO ou MIMO).

Em relação a complexidade computacional, os esquemas *Clustered-OFDM* (SISO e MIMO) apresentaram complexidade computacional total inferior que a do OFDMA. Além disto, à medida que o número de *clusters* aumenta a complexidade computacional de uma SS dos esquemas *Clustered-OFDM* é reduzida, enquanto que a complexidade computacional da BS aumenta. Porém, como existem varias SS para uma única BS o complexidade computacional total dos esquemas *Clustered-OFDM* é reduzida com o aumento do número de *clusters*. Já para os esquemas OFDMA a complexidade computacional de uma SS é igual a da BS, e a mesma não pode ser alterada com o aumento do número de *clusters*.

Desse modo, um resultado, muito importante, obtido durante as análises dos problemas dos itens 1 e 2 é uma relação entre complexidade computacional, capacidade do canal e número de *clusters*. Ou seja, a medida que o número de *clusters* aumenta a complexidade computacional total e a capacidade do canal diminuem para os esquemas *clustered*, enquanto que para os esquemas OFDMA a complexidade computacional total e a capacidade do canal permanecem inalterada. Assim, se se deseja diminuir a complexidade computacional pode-se usar um esquema *clustered* com um número de *clusters* tal que os requisitos de complexidade computacional e capacidade do canal sejam atendidos.

Por último, no Capítulo 4 foi discutido um procedimento para a análise da perda de desempenho do sistema devido ao agrupamento de subportadoras para a execução do algoritmo de alocação de bits, ou seja, foi analisado o problema do item 3. Neste contexto, foi proposta uma metodologia para definir os parâmetros que caracterizam um grânulo (grupo de subportadoras). Além disto, foi apresentado um estudo de caso desta metodologia utilizando um banco de dados contendo respostas em frequência de modelos matemáticos de canais PLC. Baseando-se no estudo de caso, observou-se que o uso da medida do valor mínimo para a obtenção das SNRs normalizadas equivalente dos grânulos, provoca uma introdução de uma margem de segurança no sistema. Este comportamento observado

permite reduzir o valor do *gap* compensando, conseqüentemente, a degradação causada no sistema devido ao agrupamento de subportadoras para a execução de algoritmos de alocação de bits.

### 5.1 *Trabalhos futuros*

Abaixo segue uma lista de trabalhos para serem realizados no futuro. A ideia destes trabalhos surgiram no decorrer desta dissertação.

1. Obter a complexidade computacional, em termos de *hardware*, para os moduladores/demuladores estudados para *Clustered-OFDM*.
2. Estudar novos moduladores/demuladores para MIMO-*Clustered-OFDM* para comunicação MIMO com diferentes números de transmissores e receptores.
3. Aplicar a metodologia descrita no Capítulo 4 em um banco de dados com canais reais, ou seja, canais medidos durante uma campanha de medição.
4. Realizar o cálculo da BER teoricamente, com o intuito de agilizar a análise de BER. Deste modo, será possível realizar a análise de BER para mais canais.
5. Realizar uma análise estatística para definir, com mais exatidão, a margem introduzida no projeto se o valor mínimo é usado como medida.

## **REFERÊNCIAS**

- ACHAICHIA, P.; BOT, M. L.; SIOHAN, P. OFDM/OQAM: A solution to efficiently increase the capacity of future PLC networks. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 4, p. 2443–2455, out. 2011. ISSN 0885-8977.
- ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, out. 1998. ISSN 0733-8716.
- ANDR, G. G.; ANDZ, F. A. Green wireless communications via cognitive dimension: An overview. *Network, IEEE*, v. 25, n. 2, p. 50–56, mar. - abr. 2011. ISSN 0890-8044.
- BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *Communications Magazine, IEEE*, v. 28, n. 5, p. 5–14, maio 1990. ISSN 0163-6804.
- BOLCSKEI, H. MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges. *Wireless Communications, IEEE*, v. 13, n. 4, p. 31–37, ago. 2006. ISSN 1536-1284.
- BRIGHAM, E. O. *The Fast Fourier Transform And Its Applications*. New Jersey: Prentice Hall, 1988.
- CAMPOS, F. P. V. de et al. Clustered-COFDM for broadband PLC systems. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC 2007. Pisa, Italy*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 216–221.
- CAMPOS, F. P. V. de; RIBEIRO, M. V. Performance analysis of clustered-OFDM system with bitloading algorithm for broadband PLC. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. Jeju Island, Korea*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 345–350.
- CANOVA, A.; BENVENUTO, N.; BISAGLIA, P. Receivers for MIMO-PLC channels: Throughput comparison. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2010. ISPLC 2010. Rio de Janeiro, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 114–119.
- CHOW, J. S.; TU, J. C.; CIOFFI, J. M. A discrete multitone transceiver system for HDSL applications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 9, n. 6, p. 895–908, ago. 1991. ISSN 0733-8716.
- CIMINI L., J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 7, p. 665–675, jul. 1985. ISSN 0090-6778.
- CIMINI L., J.; DANESHRAJ, B.; SOLLENBERGER, N. R. Clustered OFDM with transmitter diversity and coding. In: *IEEE Global Telecommunications Conference, 1996. IEEE GLOBECOM 1996. London, UK*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 703–707.



CIOFFI, J. M. *Capítulo 1: Signal Processing and Detection*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.stanford.edu/group/cioffi/book/chap1.pdf>>.

CIOFFI, J. M. *Capítulo 4: Multi-channel Modulation*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.stanford.edu/group/cioffi/book/chap4.pdf>>.

CIOFFI, J. M. *A Multicarrier Primer*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www.stanford.edu/group/cioffi/documents/multicarrier.pdf>>.

CROCHIERE, R. E.; RABINER, L. R. *Multirate Digital Signal Processing*. New Jersey: Prentice Hall, 1983.

DALY, D.; HENEGHAN, C.; FAGAN, A. D. Power-and bit-loading algorithms for multitone systems. In: *International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis, 2003. ISPA 2003. Aizu, Japan*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 639 – 644 Vol.2. ISSN 1330-1012.

DONG, R.; OUZZIF, M.; SAOUDI, S. An opportunistic random access MAC protocol for indoor PLC networks with short-term fairness. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2011. ISPLC 2011. Udine, Italy*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 382–387.

DUHAMEL, P.; VETTERLI, M. Fast fourier transforms: A tutorial review and a state of the art. *Signal Process.*, Elsevier North-Holland, Inc., v. 19, n. 4, p. 259–299, abr. 1990. ISSN 0165-1684.

FERREIRA, A. L. S.; RIBEIRO, M. V. A discussion about the suitability of UWB modulation for outdoor power line communication. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2010. ISPLC 2010. Rio de Janeiro, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 102 –107.

FERREIRA, H. C. et al. *Power Line Communications: theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines*. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2010.

FIGUEIREDO, M.; PRADO, P.; KRAMER, M. Overcoming poverty through digital inclusion. *IT Professional*, v. 14, n. 3, p. 6–10, mai. - jun. 2012. ISSN 1520-9202.

GALLI, S.; LOGVINOV, O. Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE. *Communications Magazine, IEEE*, v. 46, n. 7, p. 64–71, jul. 2008. ISSN 0163-6804.

GALLI, S.; SCAGLIONE, A.; WANG, Z. For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 6, p. 998–1027, jun. 2011. ISSN 0018-9219.

GESBERT, D. et al. From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 21, n. 3, p. 281–302, abr. 2003. ISSN 0733-8716.

GOLDFISHER, S.; TANABE, S. IEEE 1901 access system: An overview of its uniqueness and motivation. *Communications Magazine, IEEE*, v. 48, n. 10, p. 150–157, out. 2010. ISSN 0163-6804.

- GRAMPIN, E. et al. Wireless network architecture for digital inclusion in rural environments. In: *International Global Information Infrastructure Symposium, 2007. GIIS 2007. Marrakech, Morocco*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 20–26.
- GUNGOR, V. C. et al. Smart grid technologies: Communication technologies and standards. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 4, p. 529–539, nov. 2011. ISSN 1551-3203.
- HANZO, L. L. et al. *MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus non-coherent and cooperative turbo transceivers*. [S.l.]: Wiley - IEEE, 2010.
- HORMIS, R.; BERENQUER, I.; WANG, X. A simple baseband transmission scheme for power line channels. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 24, n. 7, p. 1351–1363, jul. 2006. ISSN 0733-8716.
- IEEE. *IEEE P1901 standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications*. dez. 2010. 1-1586 p. [Http://grouper.ieee.org/groups/1901](http://grouper.ieee.org/groups/1901).
- JANKIRAMAN, M. *Space-time codes and MIMO systems*. London: Artech House, 2004.
- JUNG, J. et al. Superposition-based adaptive modulated space time block coding for MIMO-OFDM systems. *Communications Letters, IEEE*, v. 14, n. 1, p. 30–32, jan. 2010. ISSN 1089-7798.
- KITAYAMA, K. Highly spectrum efficient OFDM/PDM wireless networks by using optical ssb modulation. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 16, n. 6, p. 969–976, jun. 1998. ISSN 0733-8724.
- KOUTITAS, G. Green network planning of single frequency networks. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 4, p. 541–550, dez. 2010. ISSN 0018-9316.
- LI, Y. G.; STUBER, G. L. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications: Signals and communication technology*. [S.l.]: Springer, 2010.
- MUNZ, G.; PFLETSCHINGER, S.; SPEIDEL, J. An efficient waterfilling algorithm for multiple access ofdm. In: *IEEE Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM 2002. Taipei, Taiwan*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 681–685 vol.1.
- OKSMAN, V.; ZHANG, J. G.HNEM: The new ITU-T standard on narrowband PLC technology. *Communications Magazine, IEEE*, v. 49, n. 12, p. 36–44, dez. 2011. ISSN 0163-6804.
- PAULRAJ, A. J. et al. An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, v. 92, n. 2, p. 198–218, fev. 2004. ISSN 0018-9219.
- PINTO, F. da C. et al. A low cost OFDM based modulation schemes for data communication in the passband frequency. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2011. ISPLC 2011. Udine, Italy*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 424–429.
- RAO, K. R.; KIM, D. N.; HWANG, J. J. *Fast Fourier Transform: Algorithms And Applications: Signals and communication technology*. [S.l.]: Springer, 2010.

- SARI, H.; KARAM, G. Orthogonal frequency-division multiple access and its application to CATV networks. *European Transactions on Telecommunications*, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, v. 9, n. 6, p. 507–516, 1998. ISSN 1541-8251.
- SCHWAGER, A. et al. MIMO PLC: Theory, measurements and system setup. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2011. ISPLC 2011. Udine, Italy*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 48–53.
- SOUZA, J. A. M. de et al. A feasibility study of plc technology for digital inclusion. In: *International Telecommunications Symposium, 2006. ITS 2006. Fortaleza, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 410–415.
- T., K.; RAJAN, B. S. STBC-schemes with nonvanishing determinant for certain number of transmit antennas. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 8, p. 2984–2992, ago. 2005. ISSN 0018-9448.
- TAN, M.; LATINOVIC, Z.; BAR-NESS, Y. STBC MIMO-OFDM peak-to-average power ratio reduction by cross-antenna rotation and inversion. *Communications Letters, IEEE*, v. 9, n. 7, p. 592–594, jul. 2005. ISSN 1089-7798.
- VEMULAPALLI, M.; DASGUPTA, S.; PANDHARIPANDE, A. A new algorithm for optimum bit loading with a general cost. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Island of Kos, Greece*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4 pp.
- VERSOLATTO, F.; TONELLO, A. M. An MTL theory approach for the simulation of MIMO power-line communication channels. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, p. 1710–1717, jul. 2011. ISSN 0885-8977.
- VINCK, A. J. H. et al. Power line communications: an overview. In: *AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 558–563 vol.2.
- VINCK, A. J. H. et al. Power line communications: state of the art and future trends. *Communications Magazine, IEEE*, v. 41, n. 4, p. 34–40, abr. 2003. ISSN 0163-6804.
- WANG, B. et al. Green wireless communications: A time-reversal paradigm. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 29, n. 8, p. 1698–1710, set. 2011. ISSN 0733-8716.
- WEINSTEIN, S. B. The history of orthogonal frequency-division multiplexing [history of communications]. *Communications Magazine, IEEE*, v. 47, n. 11, p. 26–35, nov. 2009. ISSN 0163-6804.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 1, p. 249–258, fev. 2002. ISSN 0018-9375.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 4, p. 553–559, abr. 2002. ISSN 0090-6778.
- ZOU, H. et al. Multi-user joint subchannel and power resource-allocation for powerline relay networks. In: *IEEE International Conference on Communications, 2009. ICC 2009. Dresden, Germany*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1938-1883.

---

ZOU, H.; JAGANNATHAN, S.; CIOFFI, J. M. Multiuser OFDMA resource allocation algorithms for in-home power-line communications. In: *IEEE Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. New Orleans, USA*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5. ISSN 1930-529X.