

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

**Hugo Viveiros Schettino**

**Filtros Digitais para a Separação de Subbandas em Sistemas PLC baseados em  
*Clustered-OFDM***

Juiz de Fora

2016

**Hugo Viveiros Schettino**

**Filtros Digitais para a Separação de Subbandas em Sistemas PLC baseados em  
*Clustered-OFDM***

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

Orientador: Moisés Vidal Ribeiro

Juiz de Fora

2016

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Viveiros Schettino, Hugo.

Filtros Digitais para a Separação de Subbandas em Sistemas PLC baseados em *Clustered-OFDM* / Hugo Viveiros Schettino. – 2016.

103 f. : il.

Orientador: Moisés Vidal Ribeiro

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

1. *power line communication*. 2. sistemas elétricos de potência. 3. *clustered orthogonal frequency division multiplexing*. 4. filtro digital 5. análise de desempenho I. Vidal Ribeiro, Moisés, orient. II. Título.

**Hugo Viveiros Schettino**

**Filtros Digitais para a Separação de Subbandas em Sistemas PLC baseados em  
*Clustered-OFDM***

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

Aprovada em:

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro - Orientador  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Prof. Dr. Sergio Lima Netto  
Universidade Federal do Rio de Janeiro

---

Prof. Dr. Luciano Manhães de Andrade Filho  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Prof. Dr. Fabrício Pablo Virgínio de Campos  
Universidade Federal de Juiz de Fora

## **AGRADECIMENTOS**

À Deus, por ter me dado maravilhosas oportunidades, dons, saúde, disposição e pessoas fantásticas ao meu redor.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro, pela orientação, paciência, incentivo, conselhos e contribuição no meu crescimento profissional.

À minha família, que sempre acreditou nos meus sonhos e lutaram junto comigo para chegar até aqui.

À minha namorada Lívia Mazzeu Grizendi, pelo carinho, dedicação e amor em todos os momentos, bons ou ruins.

Aos meus amigos de laboratório, pelo compartilhamento de aprendizado, boas rizadas e belos trabalhos realizados.

Aos brasileiros que diretamente ou indiretamente financiaram esse trabalho através do CNPq, FAPEMIG, FINEP e CAPES.

“A beleza do aprendizado é que ninguém pode roubá-lo de você.”

(B.B. King)

## RESUMO

Este trabalho investiga o uso de filtros digitais de resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR) e de resposta ao impulso infinita (*infinite impulse response* - IIR) para separar os sinais dos *clusters* de esquemas de multiplexação por divisão de frequência ortogonal clusterizado (*clustered orthogonal frequency division multiplexing* - *clustered-OFDM*), aplicado à sistema de comunicação via rede elétrica (*power line communication* - PLC). Nesse contexto, introduz-se uma formulação para explicitar a influência do filtro digital no esquema *clustered-OFDM*. A partir dessa formulação, uma equação que quantifica a vazão em função do uso dos filtros digitais, a qual leva em consideração a relação sinal ruído multicanal, a especificação do filtro e, principalmente, o comprimento dele, é apresentada. Através de simulações computacionais, analisa-se o desempenho do esquema sujeito a um conjunto de filtros digitais previamente selecionados, considerando três cenários: canal corrompido pelo ruído aditivo, gaussiano e branco (*additive white Gaussian noise* - AWGN), canal PLC *indoor* corrompido ruído (medido numa residência localizada na cidade de Juiz de Fora, MG) e canal PLC *outdoor* corrompido pelo ruído (medido numa rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão na cidade de Juiz de Fora, MG). De acordo com os resultados computacionais, dentre os filtros digitais analisados, os filtros digitais Chebychev tipo II, FIR interpolado (*interpolated FIR* - IFIR) e FIR de fase mínima e *equiripple* são, de maneira geral, os filtros digitais que proporcionam os melhores benefícios (maior vazão e menor complexidade computacional). Considerando-se a influência da precisão finita nesses três filtros digitais, conclui-se que o filtro digital IIR Chebychev tipo II quantizado proporciona a menor perda de vazão e, portanto, é um filtro bastante adequado para esquemas *clustered-OFDM*.

Palavras-chave: *power line communication*, sistemas elétricos de potência, *clustered orthogonal frequency division multiplexing*, filtro digital, análise de desempenho.

## ABSTRACT

This work investigates the use of finite impulse response (FIR) and infinite impulse response (IIR) digital filters to separate the signals belonging distinct clusters in a clustered orthogonal frequency division multiplexing (clustered-OFDM) scheme, when it is applied to power line communication (PLC) system. In this context, we introduce a formulation to take into account the choice of the digital filter for the clustered-OFDM scheme. Based on this formulation, an equation that quantifies the data-rate as a function of multichannel signal noise ratio, digital filter design specification and length of the digital filter is presented. Performance analyses based on a previously selected set of digital filters over three scenarios, channel corrupted by additive white Gaussian noise (AWGN), *indoor* PLC channel corrupted by the noise (measured in a residence located in Juiz de Fora city, MG) and *outdoor* PLC corrupted by the noise (measured in a low voltage distribution network in Juiz de Fora city, MG), are presented. According to numerical results, Chebychev type II, interpolated FIR (IFIR) and equiripple minimum phase FIR digital filters offers the best benefits in terms of less data-rate loss and computer complexity reduction. Considering the influence of the finite precision in these three digital filters, simulation results shows that the quantized Chebychev type II IIR digital filter attains the smallest data-rate loss and, as a consequence, it a very appropriate digital filter for clustered-OFDM schemes.

Key-words: power line communication, electric power systems, clustered orthogonal frequency division multiplexing, digital filter, performance analysis.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de uma topologia de uma rede PLC. . . . .	17
Figura 2 – Magnitude da resposta em frequência de várias medições de canais PLC <i>indoor</i> [20]. . . . .	18
Figura 3 – Magnitude da resposta em frequência de duas medições de canais PLC <i>outdoor</i> [18]. . . . .	19
Figura 4 – Características da PSD do ruído aditivo em residências [26]. . . . .	21
Figura 5 – Ilustração do conceito <i>clustered</i> -OFDM para $P = 4$ [13]. . . . .	22
Figura 6 – <i>Cluster 1</i> : Especificações do filtro digital passa baixa. . . . .	25
Figura 7 – <i>Cluster 2, ..., P - 1</i> : Especificações do filtro digital passa faixa. . . . .	26
Figura 8 – <i>Cluster P</i> : Especificações do filtro digital passa alta. . . . .	26
Figura 9 – Esquema <i>clustered</i> HS-OFDM: Direção de <i>downlink</i> [6]. . . . .	32
Figura 10 – Diagrama de blocos de $\mathcal{T}$ [6]. . . . .	32
Figura 11 – Diagrama de blocos de $\mathcal{Q}$ [6]. . . . .	32
Figura 12 – Modelo do canal AWGN ( $h_{pq}[n] = \delta[n]$ ). . . . .	43
Figura 13 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e <i>cluster 1</i> . . . . .	47
Figura 14 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e <i>cluster 2</i> . . . . .	48
Figura 15 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e <i>cluster 3</i> . . . . .	49
Figura 16 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e <i>cluster 4</i> . . . . .	50
Figura 17 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e <i>cluster 5</i> . . . . .	51
Figura 18 – (a) Resposta em magnitude do canal PLC <i>indoor</i> e (b) PSD do ruído aditivo. . . . .	52
Figura 19 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>indoor</i> e <i>cluster 1</i> . . . . .	55
Figura 20 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>indoor</i> e <i>cluster 2</i> . . . . .	56
Figura 21 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>indoor</i> e <i>cluster 3</i> . . . . .	57
Figura 22 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>indoor</i> e <i>cluster 4</i> . . . . .	58
Figura 23 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>indoor</i> e <i>cluster 5</i> . . . . .	59
Figura 24 – (a) Resposta em magnitude do canal PLC <i>outdoor</i> e (b) PSD do ruído aditivo. . . . .	60
Figura 25 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>outdoor</i> e <i>cluster 1</i> . . . . .	63

Figura 26 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>outdoor</i> e <i>cluster 2</i> . . . . .	64
Figura 27 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>outdoor</i> e <i>cluster 3</i> . . . . .	65
Figura 28 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>outdoor</i> e <i>cluster 4</i> . . . . .	66
Figura 29 – Desempenho do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC <i>outdoor</i> e <i>cluster 5</i> . . . . .	67
Figura 30 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal AWGN. . . . .	70
Figura 31 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal PLC <i>indoor</i> . . . . .	71
Figura 32 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal PLC <i>outdoor</i> . . . . .	72
Figura 33 – Desempenho dos <i>clusters</i> do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal AWGN. . . . .	73
Figura 34 – Desempenho dos <i>clusters</i> do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal PLC <i>indoor</i> . . . . .	74
Figura 35 – Desempenho dos <i>clusters</i> do esquema <i>clustered</i> HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal PLC <i>outdoor</i> . . . . .	75

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Especificações de projeto dos filtros digitais. . . . .	41
Tabela 2	–	Filtros digitais analisados. . . . .	41
Tabela 3	–	Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos <i>clusters</i> e o canal é AWGN. . . . .	43
Tabela 4	–	Quantidade de multiplicadores necessários para implementação dos filtros digitais. . . . .	44
Tabela 5	–	Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos <i>clusters</i> e o canal é PLC <i>indoor</i> corrompido pelo ruído medido. . . . .	53
Tabela 6	–	Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos <i>clusters</i> e o canal é PLC <i>outdoor</i> corrompido pelo ruído medido. . . . .	61
Tabela 7	–	Resultados dos filtros digitais que obtiveram os melhores desempenhos, em termos de $\rho_{R_{pq}}$ . . . . .	62
Tabela 8	–	Resultados dos filtros digitais que obtiveram os melhores desempenhos, em termos de quantidade de multiplicadores. . . . .	62

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANATEL	agência nacional de telecomunicações
AM	modulação em amplitude - <i>amplitude modulation</i>
AWGN	ruído aditivo gaussiano branco - <i>additive white Gaussian noise</i>
clustered HS-OFDM	multiplexação por divisão de frequência ortogonal hermitiano simétrico clusterizado - <i>clustered Hermitian symmetric orthogonal frequency division multiplexing</i>
BER	taxa de erro de bit - <i>bit error rate</i>
CDMA	acesso múltiplo por divisão de código - <i>code division multiple access</i>
CSI	informação dos estados do canal - <i>channel state information</i>
DFT	transformada discreta de Fourier - <i>discrete Fourier transform</i>
DMT	transceptor com modulação multiportadora discreta - <i>discrete multitone transceiver</i>
FEQ	equalização no domínio da frequência - <i>frequency domain equalization</i>
FIR	resposta ao impulso finita - <i>finite impulse response</i>
FM	modulação em frequência - <i>frequency modulation</i>
FPGA	arranjo de portas programável em campo - <i>field programmable gate array</i>
IDFT	transformada discreta de Fourier inversa - <i>inverse discrete Fourier transform</i>
IFIR	FIR interpolado - <i>interpolated FIR</i>
IIR	resposta ao impulso infinita - <i>infinite impulse response</i>
IIS	interferência inter simbólica - <i>intersymbol interference</i>
IoT	internet das coisas - <i>internet of things</i>
LCom	laboratório de Comunicações
mSNR	relação entre o sinal e o ruído multicanal - <i>multichannel signal to noise ratio</i>
OFDM	multiplexação por divisão de frequência ortogonal - <i>orthogonal frequency division multiplexing</i>

OFDMA	acesso através da multiplexação por divisão de frequências ortogonais - <i>orthogonal frequency division multiplexing access</i>
PLC	comunicação via rede elétrica - <i>power line communication</i>
PAR	relação entre os valores de pico e média do sinal - <i>peak to average ratio</i>
PSD	densidade espectral de potência - <i>power spectral density</i>
QoS	qualidade de serviço - <i>quality of service</i>
SNR	relação entre o sinal e o ruído - <i>signal to noise ratio</i>
TDMA	acesso múltiplo por divisão de tempo - <i>time division multiple access</i>
TDMA-OFDM	acesso múltiplo no domínio do tempo sobre OFDM - <i>time domain multipple access OFDM</i>
UFJF	universidade federal de Juiz de Fora

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>13</b>
1.1	OBJETIVOS . . . . .	14
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO . . . . .	15
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b> . . . . .	<b>16</b>
2.1	POWER LINE COMMUNICATION . . . . .	16
2.2	ESQUEMA <i>CLUSTERED-OFDM</i> . . . . .	21
2.3	FILTROS DIGITAIS . . . . .	24
2.3.1	Especificações de Projeto de Filtros Digitais . . . . .	25
2.3.2	Filtros Digitais FIR . . . . .	26
2.3.3	Filtros Digitais IIR . . . . .	28
2.3.4	Representação em Precisão Finita . . . . .	29
<b>3</b>	<b>FORMULAÇÃO DO PROBLEMA</b> . . . . .	<b>32</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS NUMÉRICOS</b> . . . . .	<b>40</b>
4.1	DETALHAMENTO DAS SIMULAÇÕES . . . . .	40
4.2	ANÁLISE DE DESEMPENHO: PRECISÃO INFINITA . . . . .	43
4.2.1	Canal AWGN . . . . .	43
4.2.2	Canal PLC <i>Indoor</i> . . . . .	52
4.2.3	Canal PLC <i>Outdoor</i> . . . . .	60
4.3	ANÁLISE DE DESEMPENHO: PRECISÃO FINITA . . . . .	68
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b> . . . . .	<b>76</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>79</b>
	<b>APÊNDICE A – Publicações</b> . . . . .	<b>84</b>
	<b>APÊNDICE B – <i>Scripts</i> para Implementação dos Filtros Digitais</b> . . . . .	<b>85</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por vazão para atendimento de aplicações emergentes, tais como internet das coisas (*internet of things* - IoT), *machine-to-machine*, acesso banda larga, *smart grids* e *smart cities* é um grande desafio para o setor de telecomunicações [1]. De fato, o número de pessoas e equipamentos que se comunicam aumenta cada vez mais [2]. O resultado disso, é a necessidade do desenvolvimento de várias tecnologias de comunicação de dados inovadoras que utilizam e maximizam os recursos existentes em todos os meios de comunicação de dados disponíveis.

Nesse contexto, a tecnologia de comunicação via rede elétrica (*power line communication* - PLC) tem sido considerada como uma das soluções para aplicações banda estreita e banda larga [3]. O uso dos sistemas PLC tornou-se uma solução interessante, potencialmente conveniente e barata, devido ao uso da infraestrutura de transmissão e de distribuição de energia elétrica já existente [4]. Entretanto, essa infraestrutura foi projetada e construída para maximizar a transmissão e a distribuição de energia elétrica e, portanto, o uso dessa infraestrutura como meio de comunicação de dados é um desafio. De fato, como o sistema elétrico de potência é o mais complexo sistema desenvolvido pelo ser humano, é esperado que o uso do mesmo para fins de comunicação de dados não seja tão trivial quanto o uso da infraestrutura de cabeamento de telefonia para transmissão de dados. Uma vez que os cabos de energia são condutores não ideais sem blindagem eletromagnética, existem cargas de diversas naturezas e dinâmicas (conectadas ou desconectadas), há problema de casamento de impedância, dentre outros [5].

A fim de lidar com as dificuldades que esse meio oferece para a comunicação de dados, vários esquemas de comunicação digital de dados têm sido investigados, dentre os quais destacam-se os esquemas multiplexação por divisão de frequência ortogonal (*orthogonal frequency division multiplexing* - OFDM), transceptor com modulação multiportadora discreta (*discrete multitone transceiver* - DMT), acesso através da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing access* - OFDMA) e *clustered-OFDM* [6] [7]. Dentre eles, o esquema *clustered-OFDM* chama a atenção, posto que é definido pelo conjunto de  $P$  esquemas OFDM operando de forma independente e em paralelo. Cada esquema OFDM do *clustered-OFDM* é denominado de *cluster*. O principal atrativo do esquema *clustered-OFDM* em relação aos outros esquemas baseado no OFDM é a menor complexidade que o transceptor do usuário apresenta em relação ao transceptor do concentrador [8].

O uso do esquema *clustered-OFDM* para sistemas PLC é um assunto pouco explorado. Entretanto, em [6] e [9] foram introduzidas soluções de baixa complexidade para implementar esquemas *clustered-OFDM* em sistemas PLC. Para que essas soluções sejam efetivamente implementadas, as seguintes questões de investigação merecem atenção:

- Quais são os filtros digitais mais adequados para separar os *clusters* no esquema *clustered-OFDM* do ponto de vista de complexidade computacional e vazão?

- Como estimar e corrigir os erros das frequências das portadoras quando os processos de modulação e demodulação são implementados através de operações de sobreamostragem e subamostragem associados com filtragem dos sinais?;
- Qual é a melhor forma de acesso ao meio para o esquema *clustered*-OFDM?

A Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), foi contemplada em um edital FINEP / FUNTTEL / P&D ANEEL (Projeto de P&D ANEEL D420) [10] para desenvolver um sistema PLC Brasileiro capaz de operar na faixa de frequência entre 1.7 MHz e 50 MHz, atendendo a regulamentação vigente para PLC banda larga da agência nacional de telecomunicações (ANATEL) [11]. Nesse contexto, esse projeto contemplou a especificação, projeto, simulação e implementação das camadas física, de enlace, de rede e de transporte dos transceptores, além do projeto de um *software* de configuração do sistema PLC e dos protótipos do *hardware* dos transceptores do usuário e do concentrador. Uma vez que esse projeto, pela primeira vez no mundo, fez uso do esquema *clustered*-OFDM, uma série de problemas surgiram, dentre os quais destaca-se o problema de projeto de filtros digitais para separar os *clusters*. Um dos relatórios do projeto de P&D D420 [12] apresentou uma análise de filtros digitais, sugerindo que, para separação dos *clusters*, os filtros digitais de resposta ao impulso finita (*finite impulse response* - FIR) *equiripple* são os mais indicados. Entretanto, é necessário uma formulação matemática mais detalhada que contemple e analise de forma comparativa a influência de filtros digitais, usados para separar os *clusters*, no desempenho do sistema PLC baseado no esquema *clustered*-OFDM. Nesse contexto, a presente dissertação de mestrado visa preencher essa lacuna e oferecer subsídios para quantificar e identificar de que forma os filtros digitais, usados para separar os *clusters*, podem influenciar na vazão e na complexidade computacional.

## 1.1 OBJETIVOS

Baseando-se na motivação supracitada, a presente dissertação tem os seguintes objetivos:

- formular o problema relacionado à filtragem de *clusters* em esquemas *clustered*-OFDM e apresentar métricas de análise comparativa;
- Analisar o desempenho de filtros digitais FIR e de resposta ao impulso infinita (*infinite impulse response* - IIR) quando o esquema *clustered*-OFDM é aplicado ao ruído aditivo, gaussiano e branco (*additive white Gaussian noise* - AWGN), canal PLC *indoor* e PLC *outdoor* corrompidos pelo ruídos medidos;
- Analisar o efeito da quantização de filtros digitais sobre o desempenho do esquema *clustered*-OFDM e sugerir, a partir do conjunto de filtros digitais analisados, aqueles mais adequados para atender o sistema PLC Brasileiro (projeto de P&D D420).



## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Essa dissertação é organizada do seguinte modo:

- o Capítulo 2 faz uma breve revisão da literatura sobre PLC, esquemas *clustered-OFDM* e filtros digitais;
- o Capítulo 3 formula o problema pertinente à utilização dos filtros digitais para separar os *clusters* nos esquemas *clustered-OFDM*;
- o Capítulo 4 analisa os resultados numéricos obtidos, ressaltando o comportamento dos filtros digitais quando os canais AWGN, PLC *indoor* e PLC *outdoor* são considerados. Além disso, apresenta e analisa os resultados numéricos quando os coeficientes dos filtros digitais são representados em precisão finita;
- O Capítulo 5 apresenta as considerações finais e os trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

O presente capítulo apresenta uma breve revisão da literatura sobre a tecnologia PLC, esquemas *clustered*-OFDM e filtros digitais, tópicos essenciais para o entendimento dos capítulos subsequentes. Nesse contexto, a seção 2.1 discute a transmissão de dados pela rede de energia elétrica; a seção 2.2 apresenta o esquema *clustered*-OFDM, seus usos e vantagens para sistema PLC; já a seção 2.3 descreve sobre os filtros digitais considerados na presente dissertação para separar os *clusters* associados ao esquema *clustered*-OFDM.

### 2.1 POWER LINE COMMUNICATION

A demanda crescente por acesso às redes de dados para atender aplicações relacionadas com *smart cities*, *smart grid* e IoT impulsionam a introdução de novas tecnologias de comunicação de dados que explorem de forma efetiva os recursos disponíveis. Para garantir o atendimento dessas demandas, devem ser explorados não apenas novos meios de comunicação, tais como *visible light communication*, mas também meios de comunicação de dados já conhecidos que possuem uso limitado devido ao estágio atual de desenvolvimento tecnológico. Nesse contexto, a tecnologia PLC é de grande utilidade para acesso banda larga e banda estreita associado às aplicações supracitadas [3].

O uso dos sistemas PLC é uma solução interessante, potencialmente conveniente e de baixo custo, posto que faz uso da infraestrutura de distribuição de energia elétrica, já existente [4], como meio de comunicação de dados. O uso da infraestrutura de distribuição de energia elétrica como meio de comunicação de dados não é novo. De fato, a 1ª patente relacionada com a tecnologia PLC foi depositada no início do século XX. Entretanto, nessa época, por razões do nível de desenvolvimento na área de comunicação de dados, a tecnologia PLC era apenas utilizada para transmissão de sinais de voz. Nesse período, cogitou-se utilizar a rede de energia elétrica para aplicações de telecomunicações, entretanto, devido às limitações tecnológicas e ao fato de que o uso de infraestruturas distintas para atender as demandas era mais simples, a indústria de telecomunicações desconsidera os sistemas elétricos de potência como meio de comunicação de dados para aplicações de uso geral (telefonia, transmissão de dados, etc). Por outro lado, as empresas do setor de energia elétrica entenderam que a tecnologia PLC tinha grande aplicabilidade para o negócio delas e, portanto, o desenvolvimento da tecnologia PLC ocorreu baseando-se nisso.

A partir da década de 30 do século XX, tecnologias PLC que forneciam baixa taxas de transmissão foram introduzidas no mercado para atender especificamente as demandas das empresas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Com o notável desenvolvimento das tecnologias de comunicação de dados a partir da década de 80 do século XX, a tecnologia PLC tem presenciando avanços significativos [13]. Atualmente, existem no mercado tecnologias PLC que fornecem taxas de 0.0001 bps (tecnologia *turtle* para comunicação de dados em

enlaces superiores a 50 km) até até 1,5 Gbps (redes de acesso e *indoor* cujas distâncias são inferiores a 300 metros) com vários usuários simultâneos [14].

Apesar de todo esse desenvolvimento, é importante ressaltar que as redes de transmissão e distribuição de energia elétrica não foram projetadas para comunicação de dados, mas sim para distribuição de energia e, portanto, o seu comportamento é diferente daquele encontrado em cabos telefônicos, cabos coaxiais e par trançado [13]. Devido às características das redes de transmissão e distribuição de energia elétrica, o canal PLC (modelagem do meio de transmissão e distribuição de energia elétrica como meio de comunicação de dados) apresenta um comportamento semelhante e, em alguns casos, pior do que o canal sem fio. Por exemplo, os canais PLC são seletivos na frequência devido aos multipercursos; possuem desvanecimento no tempo devido ao comportamento dinâmico das cargas conectadas às redes de energia elétrica; possuem presença de ruídos impulsivos de elevada potência devido ao chaveamento das cargas (liga e desliga) e dos conversores de corrente alternada/corrente contínua ou corrente alternada/corrente alternada, etc; possuem a presença significativa de sinais interferentes, já que os cabos de energia não são blindados e, portanto, há problemas associados a compatibilidade eletromagnética [3]; finalmente, a atenuação dos mesmos aumenta com a distância e a frequência [5].

Por outro lado, o canal PLC é, diferentemente do canal sem fio, representado como um barramento com diversas derivações, vide Figura 1. Nas extremidades das derivações, aqui denominados de nós, as cargas são conectadas. Note que os cabos metálicos utilizados para conectar as diversas cargas e as fontes são, modelados como, sistemas lineares e invariantes no tempo, enquanto que as cargas podem ser ou não lineares, variantes ou invariantes no tempo [15]. Nos pontos de conexão da rede de distribuição ou de transmissão de energia elétrica com as cargas, não é possível garantir o casamento de impedância, posto que a impedância das cargas podem variar tanto no tempo quanto na frequência [16]. Consequentemente, a literatura aponta que os canais PLC são variante no tempo, ressaltando-se o fato de que o tempo de coerência deles é em torno de  $600 \mu s$ .

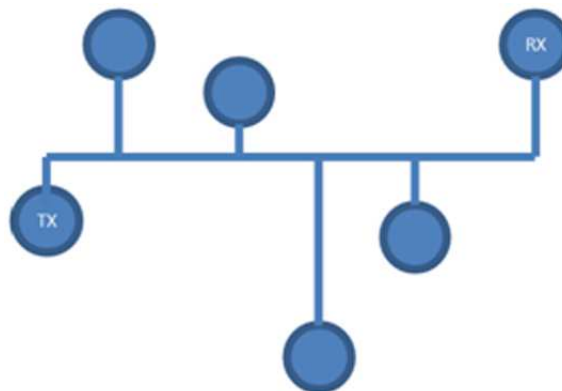


Figura 1 – Exemplo de uma topologia de uma rede PLC.

Usualmente, os canais PLC dividem-se em dois tipos: *indoor* e *outdoor*. Enquanto o

primeiro refere-se a locais fechados, tais como residências, prédios e veículos, o segundo está relacionado com a rede de transmissão e distribuição, aérea ou subterrânea, de energia elétrica. Nos canais PLC *indoor*, as fontes de interferência são, em sua maioria, pequenos equipamentos eletro-eletrônicos, pequenos motores, fontes chaveadas, dentre outros. Além disso, a topologia da rede de energia elétrica em ambientes *indoor* possui diversas ramificações, o que favorece a reflexão de sinais e, conseqüentemente, o fenômeno de multipercurso. O fenômeno multipercurso é derivado da soma de sinais atrasados, gerando uma resposta em frequência com diversos desvanecimentos em frequência [17]. Nos canais PLC *outdoor*, as principais fontes de distúrbios são as descargas atmosféricas, manobras de circuitos, entrada e saída de bancos de capacitores, grandes motores, operações de proteção, interferência eletromagnética, dentre outros [18]. Ainda em ambientes *outdoor*, observa-se menos ramificações na topologia da rede de energia elétrica e, conseqüentemente, menos reflexões de sinais. Isto posto, os canais PLC *outdoor*, geralmente, possuem menos desvanecimentos em frequência do que os canais PLC *indoor* [19].

Algumas das características dos canais PLC *indoor* e *outdoor* podem ser visualizadas através do espectro de magnitude das respostas em frequências mostradas nas Figuras 2 e 3, respectivamente. A Figura 2 ilustra a magnitude das respostas em frequência de vários canais PLC *indoor* medidos em residências da cidade de Juiz de Fora, Minas Gerais, enquanto a Figura 3 ilustra a resposta em magnitude de dois canais PLC *outdoor*, medidos na rede de energia de baixa tensão externa de um condomínio residencial (compreendida entre o secundário do transformador de distribuição de média tensão/baixa tensão e os clientes residenciais da concessionária), também localizado na cidade de Juiz de Fora, Minas Gerais.

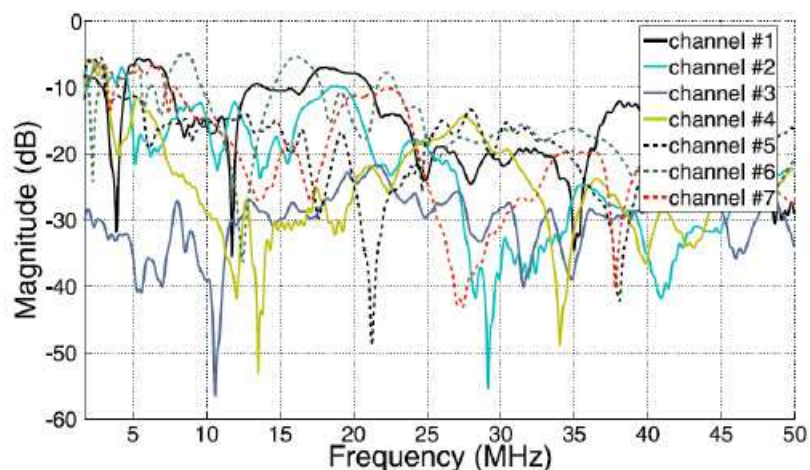


Figura 2 – Magnitude da resposta em frequência de várias medições de canais PLC *indoor* [20].

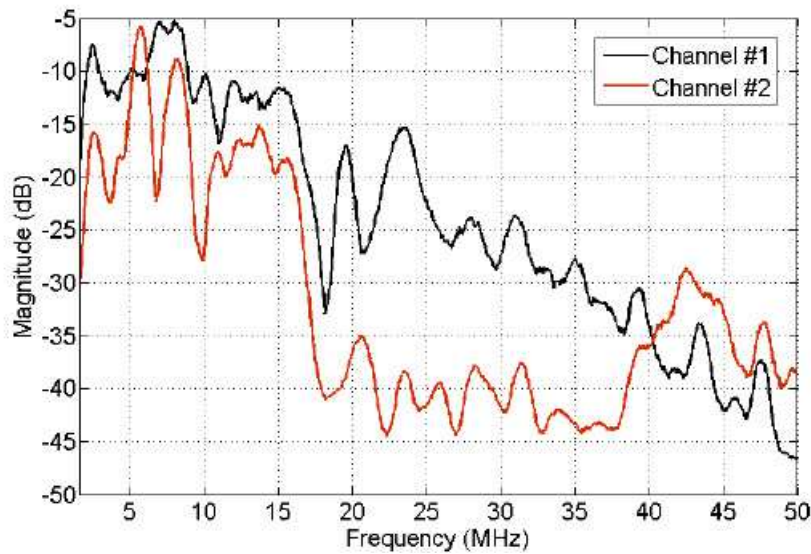


Figura 3 – Magnitude da resposta em frequência de duas medições de canais PLC *outdoor* [18].

Em relação ao ruído aditivo, existe um consenso que os ruídos presentes na rede de energia elétrica, *indoor* e *outdoor*, podem ser classificados em [21] [22]:

- Ruído colorido de fundo - é o resultado da presença de cargas conectadas à rede de energia elétrica e, conseqüentemente, da soma de vários ruídos gerados por diferentes fontes. Ele possui uma densidade espectral de potência (*power spectral density* - PSD) relativamente baixa e varia com a frequência (curva similar ao decaimento exponencial). Além disso, sua PSD varia com o tempo em termos de minutos ou até mesmo em termos de horas [23];
- Ruído banda estreita - gerado pela indução dos sinais de rádios modulação em amplitude (*amplitude modulation* - AM), modulação em frequência (*frequency modulation* - FM) e de outros sistemas operando na mesma faixa de frequência nos cabos de energia, os quais não são blindados. As características desse tipo de ruído dependem fundamentalmente da distância entre o cabo e a fonte de interferência, além da temperatura e umidade do ar [16];
- Ruído impulsivo periódico síncrono - esse ruído é síncrono com a frequência nominal da rede de energia elétrica e é originado pelos transitórios gerados pelos conversores corrente alternada/corrente contínua baseados em retificação com tiristores ou diodos nos equipamentos eletro-eletrônicos conectados à rede de energia elétrica. Para o caso das fontes retificadoras de meia onda, a taxa de repetição é o dobro da frequência nominal, enquanto que para as fontes retificadoras de onda completa, a frequência é igual a frequência nominal. São impulsos de curta duração, geralmente alguns micro segundos, e apresentam uma PSD decrescente com a frequência [24];
- Ruído impulsivo periódico assíncrono - esse ruído é assíncrono com à frequência fundamental da rede de energia elétrica e é originado pelos conversores corrente alternada/-

corrente contínua baseados em fontes chaveadas. Na dinâmica de funcionamento dessas fontes, como por exemplo, aquelas usadas em computadores de uso pessoal, os chaveamentos ocorrem à uma taxa não múltipla da frequência nominal. A PSD desse ruído é um trem de impulsos, cujo espaçamento é dado pela frequência de chaveamento da fonte [25];

- Ruído impulsivo aperiódico - esse ruído corresponde às rajadas de ruídos assíncronos devido a entrada, saída, alteração aleatória de cargas conectada a rede de energia elétrica (p.ex., manobra, entrada/saída de banco de capacitores, religamento, atuação da proteção e faltas). É o principal problema para sistemas PLC, posto que possui elevada potência (PSD pode atingir até 50 dB acima do ruído de fundo) e sua ocorrência é completamente aleatória. Sua duração é de cerca de algumas dezenas de microsegundos [15];

De acordo com [21], as propriedades do ruído colorido de fundo, ruído de banda estreita e do ruído impulsivo periódico síncrono, normalmente, permanecem estacionárias durante períodos de segundos, minutos, ou, algumas vezes, até de horas, o que permite que sejam agrupados como uma entidade única aqui denominada de ruído de fundo. No entanto, os ruídos impulsivos periódicos assíncronos e os ruídos impulsivos aperiódicos variam com o tempo em termos de microsegundos ou milissegundos, fazendo com que, durante sua ocorrência, a PSD do ruído aditivo aumente consideravelmente.

A Figura 4 ilustra a PSD máxima, mínima e média dos ruídos aditivos medidos em quatro apartamentos na cidade Juiz de Fora, Minas Gerais, considerando a faixa de frequência entre 1.7 e 100 MHz. Note que a PSD do ruído pode variar de forma significativa a medida que as cargas variam. Ainda nessas curvas, é importante ressaltar os ruídos de banda estreita gerados pelos usuários primários.

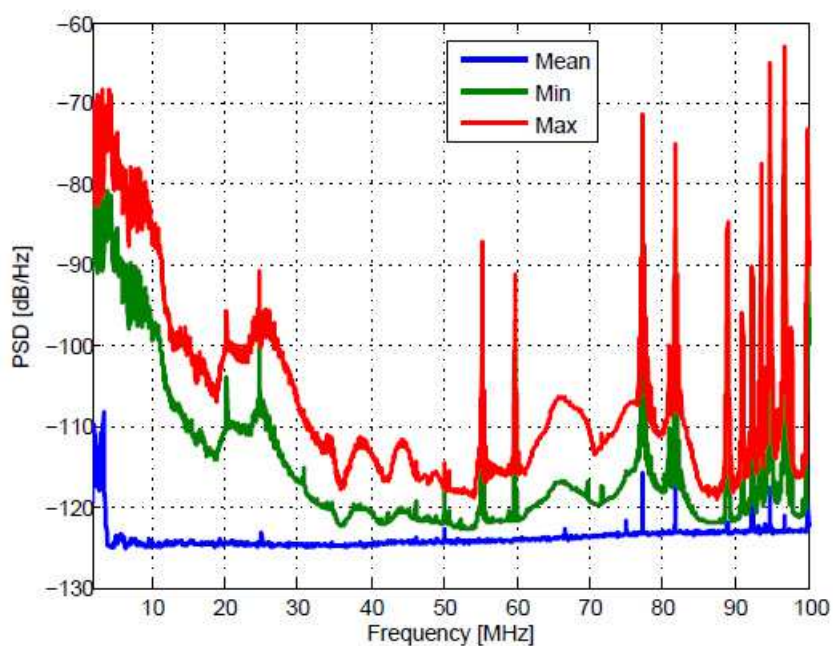


Figura 4 – Características da PSD do ruído aditivo em residências [26].

## 2.2 ESQUEMA *CLUSTERED*-OFDM

O esquema OFDM tem sido amplamente utilizado em sistemas de comunicação de dados de elevada vazão, posto que oferece uma relação custo x benefício adequada, se comparado a outros esquemas multiportadoras. Nesse esquema, as subportadoras são ortogonais e por isso admitem sobreposição na frequência [27]. O grande atrativo do esquema OFDM é seu desempenho sobre canais com múltiplos percursos, os quais resultam em canais seletivos na frequência e, conseqüentemente, causadores da interferência intersimbólica (*intersymbol interference* - IIS) [13]. O emprego do esquema OFDM em sistema PLC é uma realidade há mais de 20 anos e os resultados obtidos ocasionam na elevada eficiência espectral e desempenho, ascendendo a tecnologia PLC para um novo patamar de usabilidade para atender diversos problemas de comunicação de dados.

O emprego do tradicional esquema OFDM impõe que um único usuário utilize toda a largura de banda disponível quando tem o controle do canal. Uma vez que a largura de banda utilizada pelos sistemas PLC tem aumentado consideravelmente, o emprego de esquema OFDMA [28] [29] [30] [31] foi investigado para atender vários usuários simultaneamente. Os canais PLC apresentam atenuações que aumentam de forma significativa com a frequência e a distância e, portanto, a alocação de subbandas para os usuários em função da distância entre eles é uma forma de otimizar a alocação de recursos [8].

Dada a complexidade de implementação do esquema OFDMA, uma alternativa é o emprego do esquema *clustered*-OFDM. Esse esquema foi introduzido para comunicação sem fio [32] e [33]. Diferentemente do esquema OFDMA, o *clustered*-OFDM é, na verdade, um

conjunto de esquemas OFDM operando em paralelo e, portanto, se a vazão máxima de um único usuário pode ser atendida por apenas um dos esquemas OFDM, então a complexidade do mesmo é reduzida consideravelmente, em relação ao esquema OFDMA. Quando o esquema *clustered-OFDM* é aplicado em redes de acesso, apenas o concentrador PLC apresenta uma complexidade, no nível da camada física, equivalente à soma do número de esquemas OFDM utilizados no esquema *clustered-OFDM*. Cada esquema OFDM ocupa o que chamamos de *cluster*. Fica claro que, se um esquema *clustered-OFDM* dispõe de  $P$  *clusters* e cada esquema OFDM adotado transmite dados através de  $N$  subportadas, então o esquema OFDMA fará uso de um esquema OFDM de  $NP$  subportadoras, quer seja nos modems PLC, quer seja no concentrador PLC.

A Figura 5 ilustra a banda de transmissão  $B = f_4$  sendo dividida em  $P = 4$  *clusters*. Na figura, também é representada a porção do canal utilizada por um determinado usuário quando o mesmo opera no  $k$ -ésimo *cluster*, sendo as outras porções de bandas disponíveis para outros usuários.

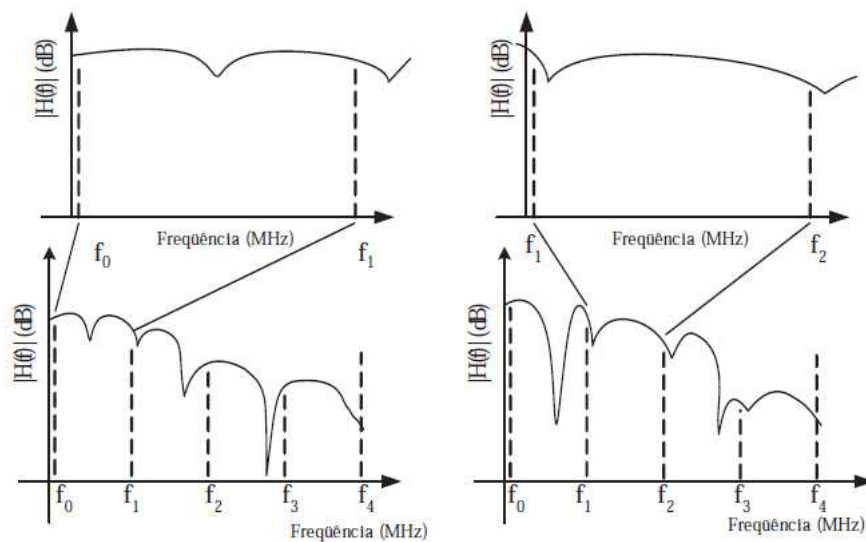


Figura 5 – Ilustração do conceito *clustered-OFDM* para  $P = 4$  [13].

A literatura reporta as seguintes vantagens relacionadas ao esquema *clustered-OFDM*:

- Alocação flexível de usuários - cada usuário pode utilizar diversos *clusters* para transmissão da mesma informação e, portanto, a diversidade da frequência pode ser explorada. O resultado é a elevada flexibilidade de vazão e garantia de qualidade de serviço (*quality of service - QoS*) [33].
- Esquema de codificação mais simples - quanto maior o número de *clusters*, maiores os ganhos de diversidade obtidos e, conseqüentemente, menor é a necessidade do emprego de um esquema de codificação de canal sofisticado e complexo [34].



- Codificação na frequência é mais efetiva - a alocação dos usuários no espectro é mais adequada pois a banda é dividida em  $P$  clusters [35] [36].
- Redução do problema de relação entre o sinal de pico e médio (*peak to average ratio* - PAR) - quanto maior o número de subportadoras de um esquema OFDM, maior é o problema de PAR. Como a banda é dividida em  $P$  clusters no esquema *clustered*-OFDM, ocorre uma redução de PAR de  $10\log(P)$  [37].
- Menor comprimento da resposta efetiva do canal - como a banda do canal de comunicação é dividido em  $P$  clusters, a faixa de frequência do sistema de comunicação é menor e, portanto, a sua resposta ao impulso é menos espalhada, posto que o efeito da seletividade da frequência é mais brando [36].
- Menor atraso fim a fim - o comprimento do símbolo do esquema *clustered*-OFDM é igual a  $1/P$  do comprimento do símbolo do esquema OFDMA ou do esquema acesso múltiplo no domínio do tempo sobre OFDM (*time domain multiple access* OFDM - TDMA-OFDM), conseqüentemente, o atraso fim a fim é menor. Além disso, como o comprimento do canal relacionado a cada *cluster* é menor, o comprimento do prefixo cíclico é menor e a taxa de transmissão de símbolos é maior [35] [36].
- Menor complexidade na estimação do canal - devido ao menor comprimento da resposta efetiva do canal, a complexidade da estimação do canal é reduzida [35] [36].
- Redução da complexidade do transceptor do usuário - a complexidade da camada física do transceptor do usuário é  $1/P$  da complexidade do transceptor concentrador (estação base), visto que a camada física do modem pode ser projetada para funcionar em um *cluster* de cada vez, enquanto a estação base deve funcionar simultaneamente em todos os *clusters*. Além disso, o processamento da camada física pode ser realizado com uma menor velocidade de *clock* [8].
- Maior robustez para lidar com ruído impulsivo - para um usuário que transmite dados através de um único *cluster*, tem-se que a influência do ruído impulsivo é mais limitada, posto que ele ocupa toda a faixa de frequência  $B$  do sistema e a sua PSD é colorida [38] [13].

Em relação à aplicabilidade do esquema *clustered*-OFDM para comunicação sem fio, [39] relata que o esquema *clustered*-OFDM, para acesso em banda larga, é superior, se comparado ao TDMA-OFDM, OFDMA e ao acesso múltiplo por divisão de código (*code division multiple access* - CDMA); [40] mostra que o esquema *clustered*-OFDM proporciona uma baixa PAR e uma taxa de erro de bit (bit error rate - BER) menor ao CDMA; [41] descreve um sistema de escalonamento de múltiplos usuário num esquema *clustered*-OFDM e mostra que o número de usuários bem sucedidos aumenta de um fator de três em relação ao esquema OFDM.

Finalmente, [42] investiga a utilidade do esquema *clustered*-OFDM com arranjos de antenas adaptativas para supressão de interferências.

A utilização do esquema *clustered*-OFDM em sistemas PLC não é um tema novo, mas pouco explorado pela comunidade, porém os resultados apresentados na literatura são bastantes interessantes: [38] mostrou que o esquema *clustered*-OFDM é bastante adequado para prover altas taxas de dados e múltiplo acesso em canais PLC; [8] mostrou o uso de algoritmos de *bitloading* para esquemas *clustered*-OFDM e os resultados indicaram que o esquema *clustered*-OFDM pode ser utilizado quando a informação dos estados do canal (*channel state information* - CSI) completa está disponível no transmissor; [9] introduziu versões de baixo custo computacional do esquema *clustered*-OFDM considerando tanto a banda base, quanto a banda passante, e demonstrou que este esquema oferece menor complexidade computacional do que outros esquemas (OFDMA, TDMA-OFDM); [6] introduziu várias implementações de esquemas *clustered*-OFDM, informando a complexidade computacional e a vazão que cada um deles oferece. Além disso, esse trabalho mostrou o quanto o esquema *clustered*-OFDM é viável, ou seja, pode ser competitivo para implementação em *hardware*; [7] apresenta uma sistema PLC brasileiro baseado no esquema *clustered*-OFDM que alcança taxa de dados de até 24 Mbps na camada de aplicação para cada *cluster*; [43] discutiu a utilização de esquemas *clustered*-OFDM para canais PLC em minas de carvão subterrâneas. De uma forma geral, os resultados apresentados nos trabalhos supracitados indicaram que o esquema *clustered*-OFDM é um candidato interessante para reduzir a complexidade de transceptores PLC.

### 2.3 FILTROS DIGITAIS

Filtros digitais são as principais ferramentas para o processamento de sinais. Eles são aplicados em diversas áreas e seu emprego busca maximizar o aproveitamento dos recursos de *hardware* e *software*, desde que as especificações de projeto sejam atendidas [44]. Usualmente, projetos de filtros digitais buscam alcançar um bom *trade-off* entre custo do *hardware* e o desempenho. Nesse contexto, a escolha do filtro digital mais adequado para a aplicação é um fator de extrema relevância a ser considerado [45].

Essa seção apresenta, de forma sucinta, os filtros digitais, previamente selecionados, para separar os *clusters* do esquema *clustered*-OFDM. Dentre os disponíveis na literatura, optou-se pelos filtros digitais FIR e IIR mais comuns, ou seja, os mais abordados na literatura [44] [45] [46] [47]. Cada um dos filtros digitais possui características únicas no domínio da frequência, logo cada filtro digital está associado a um desempenho único do esquema *clustered*-OFDM.

A presente seção esta organizada da seguinte maneira: as especificações de projeto dos filtros digitais para o esquema *clustered*-OFDM são descritas na subseção 2.3.1. Os filtros digitais FIR selecionados são descritos na subseção 2.3.2, enquanto os filtros digitais IIR estão comentados na subseção 2.3.3. Finalmente, a subseção 2.3.4, faz uma breve revisão sobre representação dos coeficientes dos filtros digitais em precisão finita.

### 2.3.1 Especificações de Projeto de Filtros Digitais

Nessa subseção, apresenta-se as especificações de projeto dos filtros para o esquema *clustered*-OFDM. Levando-se em consideração que o esquema *clustered*-OFDM divide a largura de banda de transmissão  $B$  em  $P$  *clusters*, cada *cluster* ocupa a largura de banda  $B/P$ . Todos os filtros digitais possuem largura de banda de guarda  $\Delta B_{gb}$ , para minimizar a interferência co-canal entre os *clusters* vizinhos. O *ripple* na banda de passagem e a atenuação da banda de rejeição são definidas por  $\alpha_p$  e  $\alpha_s$ , respectivamente.

Considerando o tempo discreto, frequência de amostragem  $f_s = 2,4B$ , tem-se no *cluster*  $p = 1$ , o filtro digital passa baixa com frequência de corte  $\omega_1 = \pi/(P + 1)$ , vide Figura 6. Já nos *clusters*  $p = l$ ,  $l = 2, \dots, P - 1$ , tem-se os filtros digitais passa faixa com frequências de corte  $\omega_{l,1} = \frac{\pi}{P+1}(l - 1)$  e  $\omega_{l,2} = \frac{\pi}{P+1}l$ , vide Figura 7. Considera-se a existência de um filtro analógico para resolver o problema de *aliasing*, logo, no *cluster*  $p = P$  tem-se o filtro digital passa alta com frequência de corte  $\omega_P = \frac{\pi}{P+1}(P - 1)$ , vide Figura 8.

As especificações de projeto dos filtros digitais, no domínio do tempo discreto são as seguintes:

- $\Delta B_{gb}$  é a largura de banda de guarda dos filtros digitais;
- $\omega_1$  é a frequência de corte do filtro digital do *cluster*  $p = 1$ ;
- $\omega_{l,1}$  e  $\omega_{l,2}$  são frequências de corte dos filtros digitais dos *clusters*  $p = l$ ,  $l = 2, \dots, P - 1$ ;
- $\omega_P$  é a frequência de corte do filtro digital do *cluster*  $p = P$ .
- $\alpha_p$  e  $\alpha_s$  é o *ripple* na banda de passagem e a atenuação na banda de rejeição dos filtros digitais, respectivamente.

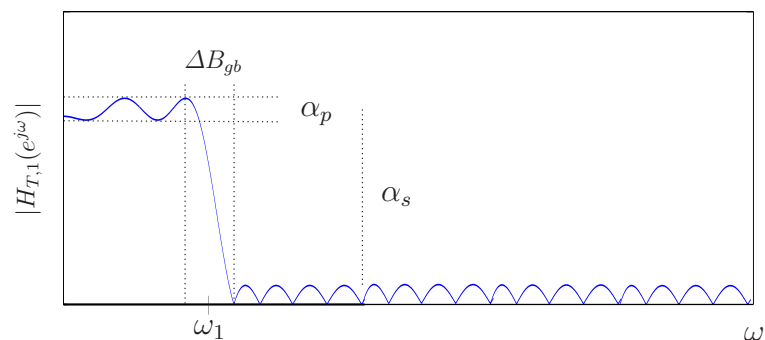


Figura 6 – *Cluster* 1: Especificações do filtro digital passa baixa.

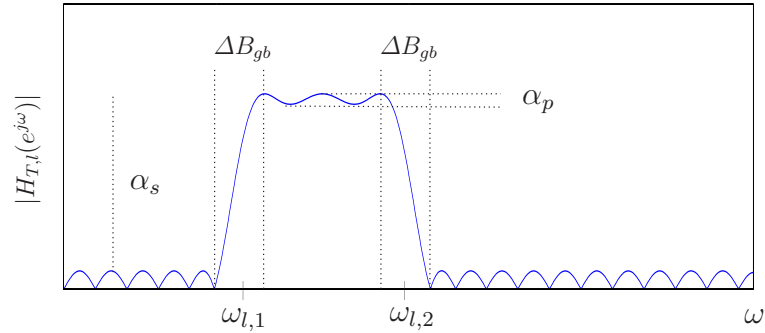


Figura 7 – Cluster 2, ..., P – 1: Especificações do filtro digital passa faixa.

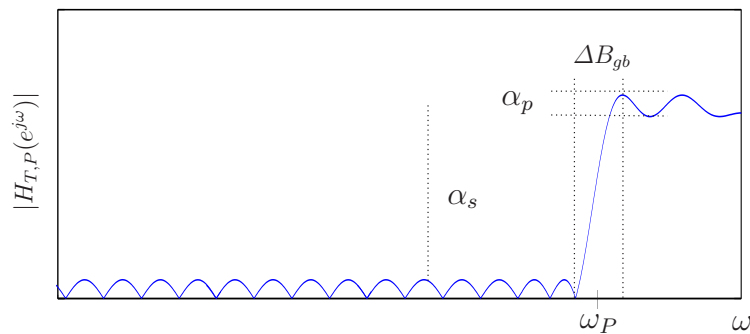


Figura 8 – Cluster P: Especificações do filtro digital passa alta.

### 2.3.2 Filtros Digitais FIR

Os filtros digitais FIR são caracterizados por possuírem resposta ao impulso finita e, por definição, são estáveis [46]. Por outro lado, filtros digitais FIR tendem a possuir ordem extremamente elevada para atender a uma especificação de projeto, quando comparado aos filtros digitais IIR [47]. Ordem elevada representa aumento da complexidade computacional, consumo de potência, ocupação de área de silício em circuitos integrados e elevado atraso total das componentes do sinal processado. A função de transferência de um filtro digital FIR de ordem  $N_{FIR}$  é expressa por

$$H_{FIR}(z) = \sum_{k=0}^{N_{FIR}} b_k z^{-k}, \quad (2.1)$$

sendo que  $b_k \in \mathbb{R}$  representa o  $k$ -ésimo coeficiente do filtro digital.

Nesse contexto, os seguintes filtros digitais FIR foram escolhidos: *equiripple*, interpolado, fase mínima *equiripple*, filtros digitais janelados Blackman, Chebyshev, Dolph Chebyshev, Hamming, Hanning e retangular. O filtro digital FIR fase linear *equiripple* foi selecionado devido a estabilidade do *ripple* na banda de passagem e de rejeição [45], além de ser o filtro digital recomendado no projeto P&D D420, já o filtro digital fase linear FIR interpolado (*interpolated* FIR - IFIR) foi avaliado devido a reduzida quantidade de operações (somadas e multiplicações) em comparação com um filtro digital FIR tradicional [48]. Além disso, o filtro digital fase

mínima *equiripple* foi escolhido devido à menor variação de fase na banda de passagem [45]. Já o filtro digital FIR baseado no método da janela foi considerado devido a sua facilidade de projeto [49]. Todos os filtros digitais FIR são do tipo 1 e possuem fase linear, com exceção do filtro digital FIR fase mínima *equiripple*.

Filtros digitais FIR *equiripple* possuem uma resposta em frequência que oscila uniformemente na banda de passagem e rejeição. Existem diversos métodos para projetar os filtros digitais FIR *equiripple*, dentre os quais destaca-se o método de otimização minimax. Esse método aproxima o espectro de amplitude da resposta em frequência do filtro digital FIR  $H(\omega)$  à uma resposta em frequência desejada  $H_d(\omega)$  de fase zero. O erro entre ambos é expresso por

$$E(\omega) = W(\omega)[H_d(\omega) - H(\omega)], \quad (2.2)$$

sendo  $W(\omega)$  uma função que pondera o erro ao longo da frequência. Assumindo que a ordem e as especificações do filtro digital são conhecidas, projetar o filtro digital FIR *equiripple* é obter os coeficientes que minimizem  $E(\omega)$ . Existem algoritmos famosos para isso, como o Remez e o Parks-McClellan [50].

Em aplicações que utilizam filtros digitais FIR com reduzida banda de guarda e elevada atenuação na banda de rejeição, a ordem se torna muito grande [51]. Uma solução alternativa para lidar com esse problema é projetar filtros digitais FIR conhecidos como IFIR, o qual faz o uso de dois filtros digitais em cascata, ou seja

$$H(z) = G(z^L)I(z), \quad (2.3)$$

em que a resposta temporal de  $G(z^L)$  é definida por

$$g_L[m] = \begin{cases} g[Ln] & , m = Ln \\ 0 & , \text{ caso contrário.} \end{cases} \quad (2.4)$$

$G(z^L)$  é composta por réplicas reduzidas em um fator  $L$  de  $G(z)$ , geradas pelo efeito *aliasing*, graças a inserção de  $L - 1$  zeros. O filtro digital  $I(z)$  é responsável por eliminar as réplicas, permanecendo somente a réplica de interesse. A partir dessa abordagem, é possível reduzir a complexidade computacional de  $G(z)$  por um fator de  $L$ . Ainda há um custo computacional adicional relacionado ao filtro digital  $I(z)$ , mas em geral ele possui um pequeno número de coeficientes [48].

O atraso causada por um filtro digital pode ser prejudicial em muitos sistemas de tempo real. Filtros digitais FIR fase mínima são conhecidos por possuírem certas vantagens práticas como atraso de grupo mínimo, ordem reduzida e baixa sensibilidade de coeficiente, se comparado aos filtros digitais de fase linear. Geralmente, nos filtros digitais FIR de fase mínima, a maior parte da energia da resposta ao impulso está concentrada nos primeiros coeficientes e, portanto o seu comprimento é curto [52]. Os filtros FIR fase mínima são projetados a partir de um filtro FIR fase linear  $H(z) = H_{mp}(z)H_{ap}(z)$ , em que  $H_{mp}(z)$  é a parte que contém a fase

mínima de  $H(z)$ , ou seja, a parte que contém todos os zeros inseridos no círculo unitário, e  $H_{ap}(z)$  é um filtro passa tudo. Os zeros pertencentes a  $H_{ap}(z)$  são eliminados restando apenas zeros dentro do círculo unitário pertencentes a  $H_{mp}(z)$  [53].

Filtros digitais FIR janelados são os filtros digitais de mais fácil implementação. Os mesmos são assim chamados por serem projetados a partir da convolução da resposta em frequência de um filtro com a resposta em frequência de uma janela. O filtro digital FIR janelado é definido por  $h[n] = h_d[n]w[n]$ , no qual  $h_d[n]$  é a resposta ao impulso do filtro ideal e  $\{w[n]\}_{n=0}^{L_{h_{FIR}}-1}$  é uma sequência de truncamento de comprimento finito  $L_{h_{FIR}}$  [49]. Note que  $\{w[n]\}_{n=0}^{L_{h_{FIR}}-1}$  assume funções especiais para truncar a resposta ao impulso  $\{h_d[n]\}_{n=-\infty}^{\infty}$ , sendo que cada função possui um espectro de frequência com características diferentes, gerando filtros digitais únicos [54].

### 2.3.3 Filtros Digitais IIR

Filtros digitais IIR são caracterizados por possuírem resposta ao impulso infinita. Os mesmos apresentam realimentação de saída, o que os tornam muito vantajosos por permitirem a obtenção de respostas em frequência mais seletivas com um menor número de coeficientes, quando comparados aos filtros digitais FIR. Entretanto, os filtros digitais IIR apresentam uma sensibilidade quanto a variações dos coeficientes do polinômio [55]. Os filtros digitais IIR são representados pela função de transferência expressa por

$$\begin{aligned} H_{IIR}(z) &= \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{N_{IIR}}z^{-N_{IIR}}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{M_{IIR}}z^{-M_{IIR}}} \\ &= \frac{\sum_{k=0}^{N_{IIR}} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{M_{IIR}} a_k z^{-k}}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

em que  $N_{IIR}$  e  $M_{IIR}$  são a ordem dos polinômios do numerador e denominador, respectivamente,  $b_k \in \mathbb{R}$  e  $a_k \in \mathbb{R}$  são os  $k$ -ésimos coeficientes do numerador e denominador do filtro digital, respectivamente [45].

Baseando-se nas motivações para a escolha dos filtros digitais IIR, os seguintes filtros digitais IIR foram escolhidos: Chebyshev tipo I, Chebyshev tipo II, Butterworth e elíptico. O filtro digital de Chebyshev tipo I possui *ripple* somente na banda de passagem e um fator de *roll-off* curto, ou seja, banda de transição estreita. Enquanto isso, o Chebyshev tipo II oferece um *roll-off* rápido e *ripple* somente na banda de rejeição. O filtro digital de Butterworth possui a resposta em frequência *flat* nas faixas de frequência de passagem e rejeição e o filtro digital elíptico possui o melhor fator de *roll-off*, se comparado aos outros filtros digitais IIR pesquisados [45]. Esses filtros digitais foram escolhidos por serem os principais filtros digitais IIR considerados na maioria das aplicações, portanto, avaliar o desempenho deles com o esquema *clustered*-OFDM PLC é de grande importância. Todos os filtros digitais IIR são projetados como cascatas de seções de segunda ordem na forma direta II para reduzir a sensibilidade frente a quantização dos coeficientes [46].

Para representação dos filtros digitais IIR em cascatas de seções de segunda ordem, tem-se que a Equação [2.5] é reescrita como

$$H_{IIR}(z) = \prod_{k=1}^{N_1} \frac{b_{0k} + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 + a_{1k}z^{-1} + d_{2k}z^{-2}}, \quad (2.6)$$

em que  $N_1 = (N_{IIR} + 1)/2$  [56].

O projeto de filtros digitais IIR são baseado em soluções bem conhecidas de filtros analógicos. Através de técnicas matemáticas como a transformada bilinear, invariância do impulso ou método de correspondência de polo-zero, projeta-se filtros digitais IIR [46].

O filtro de Butterworth, tanto digital quanto analógico, é um dos mais utilizados em aplicações práticas. Sua principal característica é a monotonicidade do ganho, tanto na banda de passagem, quanto na banda de rejeição. Porém, o mesmo possui o pior *roll-off*, se comparado aos outros filtros IIR elencados. A única maneira de aumentar o fator de *roll-off* é aumentando o número de pólos do filtro, o que implica no aumento da ordem do filtro [45].

Os filtros de Chebyshev se diferem do Butterworth por possuírem ganho monotônico em apenas uma das faixas. O tipo I possui a banda de rejeição monotônica, enquanto o tipo II possui a banda de passagem monotônica. A perda de monotonicidade implica no *ripple*, que pode ser diminuído com o aumento da ordem, ou na diminuição do fator de *roll-off*. Quando o *ripple* tende a zero, os filtros de Chebyshev se transformam no filtro de Butterworth. A capacidade de manipular o *ripple* e o *roll-off* sem alterar a ordem, tornam os filtros de Chebyshev muito mais flexíveis do que o filtro de Butterworth. Entretanto, não é possível especificar todos os parâmetros ao mesmo tempo e, portanto, o projetista deve escolher entre fixar o *ripple* ou fixar a ordem do filtro [47].

Os filtros elípticos são os que possuem o melhor fator de *roll-off*, obtendo as mais rápidas transições entre as bandas de passagem e rejeição. O custo disso é a ocorrência de *ripple* em toda a resposta em frequência do filtro, tanto na banda de rejeição, quanto na banda de passagem. No filtro elíptico, não é possível especificar simultaneamente a ordem do filtro e a largura de banda de guarda. Além disto, este tipo de filtro apresenta resposta em fase fortemente não linear, o que dificulta no processo de equalização para aplicações que necessitam de fases lineares [46].

#### 2.3.4 Representação em Precisão Finita

Em implementações práticas, quando lidamos com sistemas temporais discretos caracterizados por equações à diferença lineares, os coeficientes e as variáveis de sinais podem assumir apenas valores discretos em um intervalo específico, uma vez que os registradores das máquinas digitais são de tamanho finito. O processo de discretização resulta em equações à diferença não lineares caracterizando os sistemas temporais discretos [56].

A representação binária é empregada para representar números e variáveis de sinais na maioria dos computadores digitais e processadores de sinais digitais usados para implementação de algoritmos de filtragem digital. O número é representado usando os símbolos 0 e 1, chamados de bits, com um ponto binário separando a parte inteira da parte fracionária [45]. A equivalência binária do decimal  $\eta$  constituída de  $N_i$  bits inteiros e  $N_f$  bits fracionários é definida por

$$\begin{aligned}\eta_b &= a_{N_i-1}a_{N_i-2}\dots a_1a_0\Delta a_{-1}a_{-2}\dots a_{-N_f} \\ &= \sum_{i=-N_f}^{N_i-1} a_i 2^i,\end{aligned}\tag{2.7}$$

sendo  $\Delta$  a representação do ponto binário.

A análise do efeito de quantização no desempenho de um filtro digital depende do tipo de aritmética, do tipo de representação para lidar com números negativos, do método para lidar com resultados que excedam a representação binária, do método de quantização para quantificar os dados, e da estrutura do filtro digital [51]. Uma vez que o número de todas possíveis combinações de configurações é muito grande, a presente dissertação considera as seguintes configurações de representação em precisão finita:

- Aritmética de ponto fixo: o ponto binário é fixado em um local específico, a quantidade de bits inteiros e fracionários para representar os dados é fixa;
- Formato complemento de dois para representação de números negativos: utiliza-se um bit para representar o sinal do número. Consequentemente, a quantidade total de bits da palavra binária é definida por  $N_b = N_i + N_f + 1$ . Se o número for positivo, a magnitude é representada na forma binária direta e o dígito do sinal vale 0. Se o número for negativo, a magnitude é representada na forma de complemento de 2, ou seja, inverte-se os bits e soma-se 1. Consequentemente, o dígito do sinal vale 1;
- Método de saturação para lidar com resultados que excedem a representação binária: quando o resultado da operação aritmética ultrapassa o comprimento dos registradores das máquinas digitais, o máximo valor do registrador é adotado.
- Método de arredondamento para quantização dos dados: quando discretizados, os dados são arredondados para os valores discretos permitidos.

O principal efeito da quantização dos coeficientes é a mudança da localização dos pólos e zeros em relação às localizações desejadas originalmente. Como consequência, a resposta em frequência do filtro digital quantizado  $\hat{H}(e^{j\omega})$  é diferente da resposta em frequência desejada  $H(e^{j\omega})$ , o que pode não ser aceitável para a aplicação. Além disso, os pólos podem se mover para fora do círculo unitário tornando o filtro digital implementado instável [47].



Nessa dissertação o efeito da quantização é analisado através de uma equação, apresentada no Capítulo 3, que quantifica a vazão do esquema *clustered*-OFDM em função do uso dos filtros digitais. Essa equação leva em consideração a relação sinal ruído multicanal, a especificação do filtro e o comprimento dele. A perturbação inserida na resposta em frequência do filtro digital devido ao efeito da quantização alterara a interferência co-canal entre os *clusters* e, conseqüentemente, a relação sinal ruído multicanal e a vazão do esquema *clustered*-OFDM.

### 3 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

No presente capítulo é formulado o problema pertinente à utilização dos filtros digitais para separar os sinais relacionados a cada um dos esquemas OFDM que constituem o esquema multiplexação por divisão de frequência ortogonal hermitiano simétrico clusterizado (*clustered Hermitian symmetric orthogonal frequency division multiplexing - clustered HS-OFDM*), uma variação do esquema *clustered-OFDM* para transmissão de sinais em banda base.

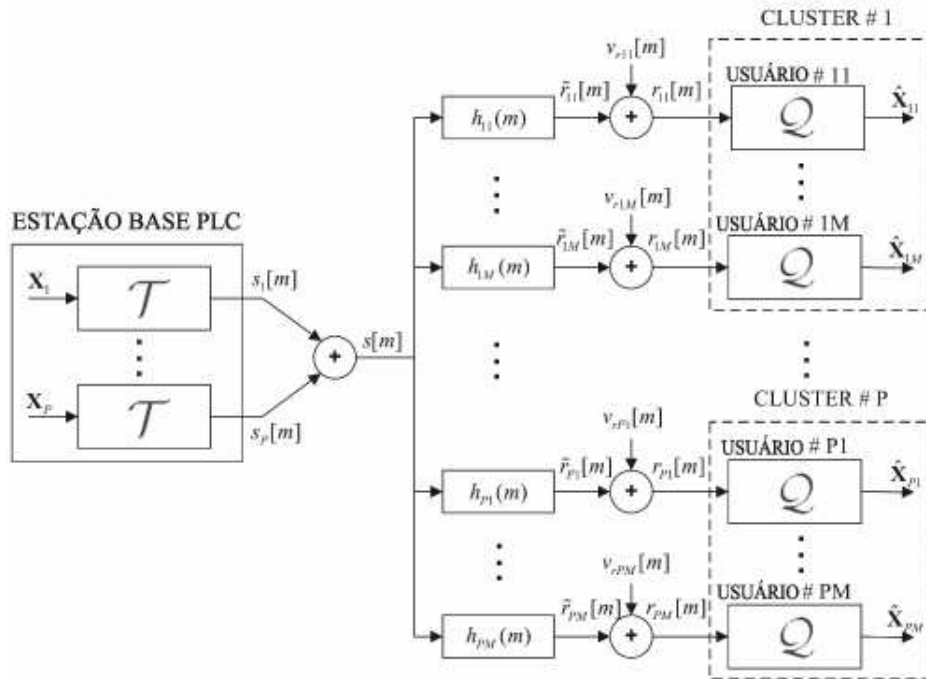


Figura 9 – Esquema *clustered HS-OFDM*: Direção de *downlink* [6].

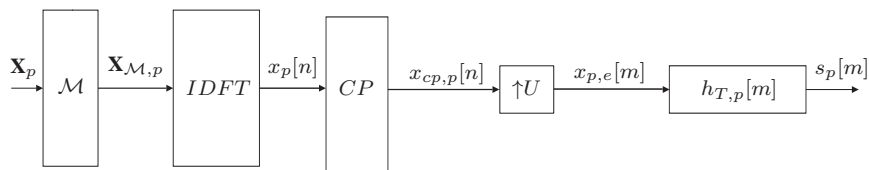


Figura 10 – Diagrama de blocos de  $\mathcal{T}$  [6].

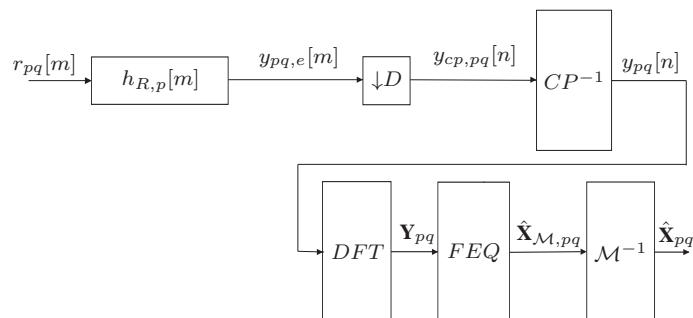


Figura 11 – Diagrama de blocos de  $\mathcal{Q}$  [6].

Seja o esquema *clustered* HS-OFDM e a direção de transmissão de dados *downlink*, tal como mostrado na Figura 9 [6]. Considere ainda que o canal PLC, associado a cada um dos usuários, seja linear e invariante no tempo e o ruído aditivo seja um processo aleatório estacionário.

De acordo com a Figura 9,  $s_p[m]$ ,  $p = 1, \dots, P$ , é o sinal gerado pelo  $i$ -ésimo esquema HS-OFDM na estação base PLC;  $\{h_{pq}[m]\}$  é a resposta ao impulso do canal PLC entre a estação base PLC ( $p$ -ésimo *cluster*) e o  $q$ -ésimo usuário;  $\{\tilde{r}_{pq}[m]\}$  é o sinal na saída do canal PLC associado ao  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*;  $\{v_{r,pq}[m]\}$  é o ruído aditivo na saída do canal PLC associado ao  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*.

Como discutido em [6], a estação base PLC faz uso de  $P$  *clusters* (bandas de frequência distintas) para comunicar com  $P \times M$  usuários. Um conjunto de  $M$  usuários são alocados em cada *cluster* e um *cluster* ocupa uma banda de frequência igual a  $B/P$  posto que  $B$  é a largura de banda total disponível para a comunicação de dados. Conforme [6], o transmissor  $\mathcal{T}$  e o receptor  $\mathcal{Q}$  para cada *cluster* podem ser representados pelos diagramas de blocos nas Figuras 10 e 11, respectivamente.

No transmissor, a saída do bloco de modulação digital de dados é um símbolo HS-OFDM  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , no qual  $p$  denota o  $p$ -ésimo *cluster*, e  $N \in \mathbb{Z}_+$  é o número de subportadoras do esquema HS-OFDM operando no  $p$ -ésimo *cluster*.  $\mathbf{X}_p$  é mapeado pelo bloco  $\mathcal{M}$  de forma que  $\mathbf{X}_{\mathcal{M},p} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  [57]. Este mapeamento é necessário para garantir que o símbolo HS-OFDM seja um vetor real no domínio do tempo [57], daí o nome hermitiano simétrico. Logo depois, ele é transformado pela inversa da transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform* - DFT) normalizada. O prefixo cíclico é adicionado ao vetor na saída da IDFT,  $\mathbf{x}_p \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$ . Note que  $\mathbf{x}_p = \frac{1}{\sqrt{2N}} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}_{\mathcal{M},p}$ , em que  $\mathbf{W}$  é a matriz de DFT de dimensão  $2N \times 2N$  e  $\dagger$  é o operador conjugado transposto. O sinal resultante é re-amostrado por um fator de *up-sampling*  $U \in \mathbb{Z} | U \geq 2$  e filtrado por um filtro digital passa faixa, passa baixa ou passa alta ( $\mathbf{h}_{T,p} \in \mathbb{R}^{L_{h_{T,p}} \times 1}$ , no qual  $L_{h_{T,p}}$  é o comprimento do filtro digital do transmissor) que define a escolha de um dos *clusters* para a comunicação de dados. Finalmente, o sinal  $\mathbf{s}_p \in \mathbb{R}^{(2N+L_{cp}) \times U + L_{h_{T,p}} - 1 \times 1}$ , no qual  $L_{cp}$  é o comprimento do prefixo cíclico, é enviado para o conversor digital - analógico.

No domínio do tempo discreto, o sinal gerado pelo  $p$ -ésimo esquema HS-OFDM da estação PLC base é dado por

$$\begin{aligned} s_p[m] &= h_{T,p}[m] \star x_{p,e}[m] \\ &= \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} h_{T,p}[l] x_{p,e}[m-l], \end{aligned} \quad (3.1)$$

no qual  $\star$  representa o operador de convolução,  $\{h_{T,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{T,p}}-1}$  é a resposta ao impulso do

filtro digital de transmissão cujos coeficientes são obtidos a partir de  $\mathbf{h}_{T,p}$ ;

$$x_{p,e}[m] = \begin{cases} x_{cp,p}[Un] & , m = Un \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.2)$$

sabendo que

$$x_{cp,p}[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,p,i}[j] \delta[n - i(2N + L_{cp}) - j], \quad (3.3)$$

é o sinal transmitido, sendo que  $\delta[l]$  é a sequência delta de Kronecker;  $x_{cp,p,i}[j]$  é o  $j$ -ésimo elemento do vetor  $\mathbf{x}_{cp,p,i}$ . Note que  $\mathbf{x}_{cp,p,i} = [x_i[2N - L_{cp}], x_i[2N - L_{cp} + 1], \dots, x_i[2N - 1], \mathbf{x}_{p,i}^T]^T$  e  $\mathbf{x}_{p,i}$  são representações vetoriais no domínio do tempo discreto do  $i$ -ésimo símbolo, gerado pelo  $p$ -ésimo esquema HS-OFDM, e sua versão com a inclusão do prefixo cíclico. Note que no domínio do tempo discreto, o sinal na saída da DFT (vide Figura 10) é dado por

$$x_p[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{p,i}[j] \delta[n - 2iN - j], \quad (3.4)$$

no qual  $x_{p,i}[j]$  é o  $j$ -ésimo elemento do vetor  $\mathbf{x}_{p,i}$ . Finalmente, a  $m$ -ésima amostra do sinal transmitido pela estação base PLC é dada por

$$\begin{aligned} s[m] &= \sum_{p=0}^{P-1} s_p[m], \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,p,i}[j] \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} h_{T,p}[l] \delta[m - l - i(2N + L_{cp})U - jU], \end{aligned} \quad (3.5)$$

uma vez que

$$x_{p,e}[m] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,p,i}[j] \delta[m - i(2N + L_{cp})U - jU]. \quad (3.6)$$

Assumindo sincronização perfeita, tem-se que, de acordo com a Figura 9, o sinal do  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster* é transmitido através de um canal PLC cuja resposta ao impulso é representada por  $\mathbf{h}_{pq} \in \mathbb{R}^{L_{h_{pq}} \times 1}$ , ou seja,  $\mathbf{r}_{pq} = \mathbf{h}_{pq} \star \mathbf{s}_{p,i} + \mathbf{v}_{r,pq} = \tilde{\mathbf{r}}_{pq} + \mathbf{v}_{r,pq}$ , em que  $\mathbf{s}_{p,i} \in \mathbb{R}^{[(2N+L_{cp})U + L_{h_{T,p}} - 1] \times 1}$  é o  $i$ -ésimo símbolo gerado pelo esquema HS-OFDM, cujos elementos são obtidos a partir de  $\{s_p[m]\}$ ;  $\tilde{\mathbf{r}}_{pq,i} \in \mathbb{R}^{[(2N+L_{cp})U + L_{h_{T,p}} + L_{h_{pq}} - 2] \times 1}$  é o vetor constituído por amostras de  $\{\tilde{r}_{pq}[m]\}$ ,  $\mathbf{v}_{r,pq} \in \mathbb{R}^{[(2N+L_{cp})U + L_{h_{T,p}} + L_{h_{pq}} - 2] \times 1}$  é o vetor constituído por elementos de  $\{v_{r,pq}[m]\}$  e  $\mathbf{r}_{pq,i}$  é o vetor do sinal na saída do canal corrompido pelo ruído aditivo. O sinal na saída do canal é filtrado pelo filtro digital de recepção  $\{h_{R,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{R,p}}-1}$  e, logo a seguir, ele é subamostrado com fator de *down-sampling*  $D = U$ .

Na continuação, o prefixo cíclico é removido. Após isto, a DFT normalizada é aplicada. Do ponto de vista vectorial, na saída do bloco  $h_{R,p}[m]$ , vide Figura 11, tem-se o vetor  $\mathbf{y}_{pq,i} \in \mathbb{R}^{[(2N+L_{cp})U + L_{h_{T,p}} + L_{h_{pq}} + L_{h_{R,p}} - 3] \times 1}$ , já na saída do bloco  $\downarrow D$ , tem-se o vetor  $\mathbf{y}_{cp,pq,i}$

$\in \mathbb{R}^{((2N+L_{cp})U+L_{h_{T,p}}+L_{h_{pq}}+L_{h_{R,p}}-3)/D \times 1}$  e, finalmente,  $\mathbf{Y}_{pq,i} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  é o vetor na saída do bloco  $CP^{-1}$  (bloco remove prefixo cíclico). Finalmente, o vetor  $\hat{\mathbf{X}}_{pq} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , estimativa de  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , é obtido após a aplicação das técnicas de equalização no domínio da frequência (*frequency domain equalization* - FEQ) e demapeamento [57], ou seja,  $\mathcal{M}^{-1}$ .

A  $m$ -ésima amostra do sinal na saída do canal PLC associado ao  $q$ -ésimo usuário alocado ao  $p$ -ésimo *cluster* é dada por

$$\begin{aligned}
r_{pq}[m] &= \tilde{r}_{pq}[m] + v_{rpq}[m], \\
&= s[m] \star h_{pq}[m] + v_{rpq}[m] \\
&= \sum_{p=0}^{P-1} s_p[m] \star h_{pq}[m] + v_{rpq}[m] \\
&= s_p[m] \star h_{pq}[m] + \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} s_t[m] \star h_{tu}[m] + v_{rpq}[m] \tag{3.7} \\
&= \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} s_p[a] h_{pq}[m-a] + \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} s_t[a] h_{tu}[m-a] + v_{rpq}[m]. \\
&= \tilde{r}_{pq}[m] + \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \tilde{r}_{tu}[m] + v_{rpq}[m]
\end{aligned}$$

em que  $\tilde{r}_{pq}[m]$  refere-se à saída do canal sem a interferência do ruído, o sinal desejado;  $\tilde{r}_{tu}[m]$  refere-se ao sinal interferente devido ao  $u$ -ésimo usuário ( $u \neq q$ ) no  $t$ -ésimo ( $t \neq p$ ) *cluster*, posto que o filtro digital de transmissão usado pelo  $u$ -ésimo usuário no  $t$ -ésimo *cluster* não é ideal. Note que não existe operador somatório para o índice  $u$ , posto que assume-se a existência de apenas um usuário por *cluster*. Isso deve-se ao fato de que estamos adotando acesso múltiplo por divisão de tempo (*time division multiple access* - TDMA) como forma de acesso ao meio. Noutras palavras, estamos adotando o TDMA *clustered* HS-OFDM como esquema.

A  $m$ -ésima amostra na saída do filtro digital de recepção pode ser expressa por:

$$\begin{aligned}
y_{pq,e}[m] &= r_{pq}[m] \star h_{R,p}[m] \\
&= \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} r_{pq}[k] h_{R,p}[m-k] \\
&= \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} s_p[a] h_{pq}[k-a] h_{R,p}[m-k] + \\
&\quad \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} s_t[a] h_{tu}[k-a] h_{R,p}[m-k] + \\
&\quad \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} v_{rpq}[k] h_{R,p}[m-k] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,p,i}[j] h_{pq}[k-a] h_{R,p}[m-k] h_{T,p}[j] \times \\
&\quad \delta[a-l-i(2N+L_{cp})U-jU] + \\
&\quad \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{a=0}^{L_{h_{p,q}}-1} \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,t,i}[j] h_{tu}[k-a] h_{R,p}[m-k] h_{T,t}[j] \times \\
&\quad \delta[a-l-i(2N+L_{cp})U-jU] + \\
&\quad \sum_{k=0}^{L_{h_{R,p}}-1} v_{rpq}[k] h_{R,p}[m-k].
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Assumindo que  $D = U$ , conforme discutido em [6], tem-se

$$\begin{aligned}
y_{cp,pq}[n] &= y_{pq,e}[nU] \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\tilde{k}=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{\tilde{a}=0}^{L_{h_{p,q}}-1} \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,p,i}[j] h_{pq}[\tilde{k}-\tilde{a}] h_{R,p}[n-\tilde{k}] h_{T,p}[j] \times \\
&\quad \delta[\tilde{a}-l-i(2N+L_{cp})-j] + \\
&\quad \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\tilde{k}=0}^{L_{h_{R,p}}-1} \sum_{\tilde{a}=0}^{L_{h_{p,q}}-1} \sum_{l=0}^{L_{h_{T,p}}-1} \sum_{j=0}^{2N+L_{cp}-1} x_{cp,t,i}[j] h_{tu}[\tilde{k}-\tilde{a}] h_{R,p}[n-\tilde{k}] h_{T,t}[j] \times \\
&\quad \delta[\tilde{a}-l-i(2N+L_{cp})-j] + \\
&\quad \sum_{\tilde{k}=0}^{L_{h_{R,p}}-1} v_{rpq}[\tilde{k}] h_{R,p}[n-\tilde{k}].
\end{aligned} \tag{3.9}$$

na qual  $\tilde{k} = kU$  e  $\tilde{a} = aU$ .

Finalmente, a representação vetorial do  $i$ -ésimo símbolo recebido, na entrada do bloco

DFT (vide Figura 11), pelo  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster* é dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{pq,i} &= \tilde{\mathbf{y}}_{pq,i} + \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \tilde{\mathbf{y}}_{tu,i} + \mathbf{C}_{h_{R,p}} \mathbf{v}_{rpq,i} \\ &= \mathbf{C}_{h_{eq,pq}} \mathbf{x}_{p,i} + \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \mathbf{C}_{h_{eq,tu}} \mathbf{x}_{t,i} + \mathbf{C}_{h_{R,p}} \mathbf{v}_{rpq,i}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

no qual  $\mathbf{y}_{pq,i} \in \mathbb{R}^{2N \times 1}$  refere ao  $i$ -ésimo símbolo recebido após a remoção do prefixo cíclico.  $\mathbf{y}_{pq,i}$  é constituído por elementos da sequência  $\{y_{pq}[n]\}$ ;  $\tilde{\mathbf{y}}_{pq,i}$ ,  $\tilde{\mathbf{y}}_{tu,i}$  e  $\mathbf{v}_{rpq,i}$  representam o sinal recebido pelo  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*, o sinal interferente que pertencem ao  $u$ -ésimo usuário no  $t$ -ésimo *cluster* e o ruído aditivo, respectivamente;  $\mathbf{C}_{h_{eq,pq}} = \mathbf{C}_{h_{R,p}} \mathbf{C}_{h_{pq}} \mathbf{C}_{h_{T,p}}$  é a matriz convolucional circulante da resposta ao impulso do canal equivalente  $\mathbf{h}_{eq,pq} = [h_{eq,pq}[0], h_{eq,pq}[1], \dots, h_{eq,pq}[L_{h_{eq,pq}} - 1]]^T$ , sendo que  $\mathbf{C}_{h_{R,p}}$ ,  $\mathbf{C}_{h_{pq}}$  e  $\mathbf{C}_{h_{T,p}}$  são as matrizes convolucionais circulantes associadas a  $\mathbf{h}_{R,p}$ ,  $\mathbf{h}_{pq}$  e  $\mathbf{h}_{T,p}$ . Além disso,  $\mathbf{C}_{h_{eq,tu}} = \mathbf{C}_{h_{R,p}} \mathbf{C}_{h_{tu}} \mathbf{C}_{h_{T,t}}$ . As matrizes convolucionais são obtidas posto que  $L_{cp} \geq \max_{p,q} L_{h_{T,p}} + L_{h_{pq}} + L_{h_{R,p}} - 3$ .

Por questão de clareza, vale lembrar que  $\mathbf{x}_{p,i}$  é a representação vetorial no domínio do tempo do  $i$ -ésimo símbolo HS-OFDM transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster*;  $\mathbf{h}_{R,p} = [h_{R,p}[0], h_{R,p}[1], \dots, h_{R,p}[L_{h_{R,p}} - 1]]^T$ ,  $\mathbf{h}_{pq} = [h_{pq}[0], h_{pq}[1], \dots, h_{pq}[L_{h_{pq}} - 1]]^T$ , e  $\mathbf{h}_{T,p} = [h_{T,p}[0], h_{T,p}[1], \dots, h_{T,p}[L_{h_{T,p}} - 1]]^T$  são representações vetoriais de  $\{h_{R,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{R,p}}-1}$ ,  $\{h_{pq}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{pq}}-1}$ , e  $\{h_{T,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{T,p}}-1}$ . Note ainda que  $\{h_{R,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{R,p}}-1}$ ,  $\{h_{pq}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{pq}}-1}$  e  $\{h_{T,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{T,p}}-1}$  são as respostas ao impulso do filtro digital de recepção no  $p$ -ésimo *cluster*, canal PLC para o  $q$ -ésimo usuário alocado no  $p$ -ésimo *cluster*, e o filtro digital de transmissão para o  $p$ -ésimo *cluster*, respectivamente.

Aplicando a DFT normalizada em  $\mathbf{y}_{pq,i}$ , tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{pq,i} &= \mathcal{F} \mathbf{y}_{pq,i} \\ &= \tilde{\mathbf{Y}}_{pq,i} + \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{tu,i} + \mathcal{H}_{R,p} \mathbf{V}_{pq,i} \\ &= \mathcal{H}_{T,p} \mathcal{H}_{pq} \mathcal{H}_{R,p} \Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}} \mathbf{X}_{p,i} + \\ &\quad \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \mathcal{H}_{T,t} \mathcal{H}_{tu} \mathcal{H}_{R,p} \Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_t}} \mathbf{X}_{t,i} + \mathcal{H}_{R,p} \mathbf{V}_{pq,i} \\ &= \mathcal{H}_{eq,pq} \Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}} \mathbf{X}_{p,i} + \\ &\quad \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \mathcal{H}_{eq,tu} \Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_t}} \mathbf{X}_{t,i} + \mathcal{H}_{R,p} \mathbf{V}_{pq,i}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

sendo que  $\mathcal{F} = (1/\sqrt{2N}) \mathbf{W}$ ,  $\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}} = \mathbf{diag}\{\sqrt{\mathcal{P}_p[0]}, \sqrt{\mathcal{P}_p[1]}, \dots, \sqrt{\mathcal{P}_p[2N-1]}\}$ , enquanto  $\mathcal{P}_p[k]$  é a potência do sinal alocado na  $k$ -ésima portadora do  $p$ -ésimo *cluster*,  $\mathbf{tr}(\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}} \Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}}) = \mathcal{P}_p$  é a potência alocada no transmissor para o  $p$ -ésimo *cluster*,  $\mathbf{tr}(\cdot)$  é o operador traço de uma

matriz,  $\mathcal{H}_{T,p} = \mathbf{diag}\{H_{T,p}[0], H_{T,p}[1], \dots, H_{T,p}[2N-1]\}$ ,  $\mathcal{H}_{R,p} = \mathbf{diag}\{H_{R,p}[0], H_{R,p}[1], \dots, H_{R,p}[2N-1]\}$ ,  $\mathcal{H}_{pq} = \mathbf{diag}\{H_{pq}[0], H_{pq}[1], \dots, H_{pq}[2N-1]\}$  e  $\mathcal{H}_{eq,pq} = \mathbf{diag}\{H_{eq,pq}[0], H_{eq,pq}[1], \dots, H_{eq,pq}[2N-1]\}$ . Note que  $H_{T,p}[k]$ ,  $H_{R,p}[k]$ ,  $H_{pq}[k]$  e  $H_{eq,pq}[k]$  representam os  $k$ -ésimos elementos de  $\mathbf{H}_{T,p} = (1/\sqrt{2N})\mathcal{F}[\mathbf{h}_{T,p}^T, \mathbf{0}_{2N-L_{h_{T,p}}}^T]^T$ ,  $\mathbf{H}_{R,p} = (1/\sqrt{2N})\mathcal{F}[\mathbf{h}_{R,p}^T, \mathbf{0}_{2N-L_{h_{R,p}}}^T]^T$ ,  $\mathbf{H}_{pq} = (1/\sqrt{2N})\mathcal{F}[\mathbf{h}_{pq}^T, \mathbf{0}_{2N-L_{h_{pq}}}^T]^T$ , e  $\mathbf{H}_{eq,pq} = (1/\sqrt{2N})\mathcal{F}[\mathbf{h}_{eq,pq}^T, \mathbf{0}_{2N-L_{h_{eq,pq}}}^T]^T$ , respectivamente;  $\mathbf{X}_{p,i} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  e  $\mathbf{V}_{pq,i} \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$  são a representação vetorial no domínio da frequência do  $i$ -ésimo símbolo OFDM que é transmitido através do  $p$ -ésimo *cluster* e o ruído aditivo do  $i$ -ésimo símbolo OFDM do  $q$ -ésimo usuário do  $p$ -ésimo *cluster*, respectivamente.

Sendo  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  o operador esperança, assume-se que  $\mathbf{X}_{p,i}$  e  $\mathbf{V}_{pq,i}$  são vetores aleatórios, tais que  $\mathbb{E}\{\mathbf{X}_{p,i}\} = 0$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{X}_{p,i} \odot \mathbf{X}_{t,i}^\dagger\} = \mathbb{E}\{\mathbf{X}_{p,i}\} \odot \mathbb{E}\{\mathbf{X}_{t,i}^\dagger\}$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{X}_{p,i}, \mathbf{X}_{p,i}^\dagger\} = \Lambda_{\sigma_{X_p}^2} = \mathbf{diag}\{\sigma_{X_p}^2(0), \sigma_{X_p}^2(1), \dots, \sigma_{X_p}^2(2N-1)\}$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i}\} = 0$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i} \odot \mathbf{V}_{tu,i}^\dagger\} = \mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i}\} \odot \mathbb{E}\{\mathbf{V}_{tu,i}^\dagger\}$ ,  $\mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i}, \mathbf{V}_{pq,i}^\dagger\} = \Lambda_{\sigma_{V_{pq}}^2} = \mathbf{diag}\{\sigma_{V_{pq}}^2(0), \sigma_{V_{pq}}^2(1), \dots, \sigma_{V_{pq}}^2(2N-1)\}$ , e  $\mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i} \odot \mathbf{X}_{t,i}^\dagger\} = \mathbb{E}\{\mathbf{V}_{pq,i}\} \odot \mathbb{E}\{\mathbf{X}_{t,i}^\dagger\}$ , sendo que  $\odot$  representa o produto de Handamard. Então,

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}\{(\mathcal{H}_{eq,pq}\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}}\mathbf{X}_{p,i})(\mathcal{H}_{eq,pq}\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_p}}\mathbf{X}_{p,i})^\dagger\} \\ &= \Lambda_{|\mathcal{H}_{eq,pq}|^2}\Lambda_{\mathcal{P}_p}\Lambda_{\sigma_{X_p}^2}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

sendo que  $\Lambda_{\mathcal{P}_p} = \mathbf{diag}\{\mathcal{P}_p[0], \mathcal{P}_p[1], \dots, \mathcal{P}_p[2N-1]\}$ ,  $\mathbf{tr}(\Lambda_{\mathcal{P}_p}) = \mathcal{P}_p$ , e

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}\left\{\left(\sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \mathcal{H}_{eq,tu}\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_t}}\mathbf{X}_{t,i} + \mathcal{H}_{R,p}\mathbf{V}_{pq,i}\right) \times \right. \\ & \left. \left(\sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \mathcal{H}_{eq,tu}\Lambda_{\sqrt{\mathcal{P}_t}}\mathbf{X}_{t,i} + \mathcal{H}_{R,p}\mathbf{V}_{pq,i}\right)^\dagger\right\} \\ &= \sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \Lambda_{|\mathcal{H}_{eq,tu}|^2}\Lambda_{\mathcal{P}_t}\Lambda_{\sigma_{X_t}^2} + \Lambda_{|\mathcal{H}_{R,p}|^2}\Lambda_{\sigma_{V_{rpq}}^2}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Devido ao uso do esquema HS-OFDM e o fato de as matrizes serem diagonais, então, a matriz de relação entre o sinal e o ruído (*signal to noise ratio* - SNR) é dada por

$$\Lambda_{\gamma_{pq}} = \frac{\Lambda_{|\mathcal{H}_{eq,pq}|^2}\Lambda_{\mathcal{P}_p}\Lambda_{\sigma_{X_p}^2}}{\sum_{t=0, t \neq p, u \neq q}^{P-1} \Lambda_{|\mathcal{H}_{eq,tu}|^2}\Lambda_{\mathcal{P}_t}\Lambda_{\sigma_{X_t}^2} + \Lambda_{|\mathcal{H}_{R,p}|^2}\Lambda_{\sigma_{V_{rpq}}^2}}. \quad (3.14)$$

Conseqüentemente, a relação entre o sinal e o ruído multicanal (*multichannel signal to noise ratio* - mSNR) é dada por [58]

$$\gamma_{pq} = \det(\mathbf{I}_N + \Lambda_{\gamma_{pq}})^N - 1, \quad (3.15)$$

no qual  $\det(\cdot)$  é o operador determinante e  $\mathbf{I}_N$  é a matriz identidade de tamanho  $N$ . Sendo assim, pode-se expressar a vazão de dados alcançável (capacidade do canal) por

$$R_{pq} = \max_{\Lambda_{\mathcal{P}_p}} \frac{2B}{2N + L_{cp}} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2[1 + \Lambda_{\gamma_{pq}}(k, k)] \quad (3.16)$$



sujeito a  $\text{tr}(\Lambda_{\mathcal{P}_p}) \leq \mathcal{P}_p$ , em que  $\Lambda_{\gamma_{pq}}(k, k)$  é um elemento na diagonal da matriz  $\Lambda_{\gamma_{pq}}$ . Assume-se que o ruído aditivo seja gaussiano colorido e descorrelacionado.

A Equação (3.16) é resolvida com algoritmo de *bitloading* [58], posto que a CSI é conhecida pelo transmissor e receptor. Entretanto, em esquemas *clustered* HS-OFDM a escolha dos filtros digitais  $\{h_{T,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{T,p}}-1}$  e  $\{h_{R,p}[m]\}_{m=0}^{L_{h_{R,p}}-1}$  exercem grande influência na Equação (3.16) devido às seguintes razões:

- Os comprimentos  $L_{h_{T,p}}$  e  $L_{h_{R,p}}$  influenciam a escolha de  $L_{cp}$  e
- As especificações de projeto dos filtros digitais  $\{h_{T,p}[m]\}$  e  $\{h_{R,p}[m]\}$  podem resultar em maior ou menor interferência de sinais operando em *clusters* vizinhos.

Consequentemente, a escolha do tipo de filtro digital levando-se em consideração a resposta ao impulso (finita ou infinita), precisão finita, especificações de projeto e tipo são fatores a serem considerados para maximizar a vazão.

Assumindo que  $\{h_{T,p}[m]\}$  e  $\{h_{R,p}[m]\}$  pertencem a um conjunto enumerável de filtros digitais, então podemos assumir que

$$R_{pq} = \max_{\Lambda_{\mathcal{P}_p}, \{h_{T,p}[m]\}, \{h_{R,p}[m]\}} \frac{2B}{2N + L_{cp}} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2[1 + \Lambda_{\gamma_{pq}}(k, k)] \quad (3.17)$$

sujeito a  $\text{tr}(\Lambda_{\mathcal{P}_p}) = \mathcal{P}_p$  e  $\{h_{T,p}[m]\}$  e  $\{h_{R,p}[m]\} \in \mathcal{G}$ , em que  $\mathcal{G}$  é o conjunto enumerável de filtros digitais.

## 4 RESULTADOS NUMÉRICOS

O presente capítulo apresenta os resultados obtidos com os filtros digitais selecionados para separar os *clusters* em um sistema de comunicação PLC baseado no esquema *clustered* HS-OFDM. Conseqüentemente, o capítulo indica, dentre os filtros digitais selecionados, quais oferecem melhor desempenho.

A avaliação de desempenho contempla três canais: canal AWGN, canal PLC *indoor* (medido numa residência localizada na cidade de Juiz de Fora, MG) [26] e canal PLC *outdoor* (medido numa rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão na cidade de Juiz de Fora, MG) [59] [20]. O canal AWGN sujeita o esquema *clustered* HS-OFDM a situação na qual todos os *clusters* sofrem atenuação de 0 dB e estão sujeitos a um mesmo nível de ruído e, portanto, representa uma condição ideal para se quantificar os ganhos oferecidos pelos filtros digitais. O canal PLC *indoor* é caracterizado por uma resposta em frequência com uma elevada quantidade de desvanecimentos seletivos e uma branda atenuação proporcional ao aumento da frequência, diferentemente do canal PLC *outdoor* que possui poucos desvanecimentos seletivos em frequência porém uma severa atenuação proporcional ao aumento da frequência. Noutras palavras, esses canais por serem representativos de ambientes *indoor* e *outdoor*, permitem avaliar quais dos filtros analisados são mais adequados para sistemas PLC. Finalmente, uma comparação de desempenho relacionando os canais PLC (*indoor* e *outdoor*) e AWGN quantifica a influência da resposta em frequência do canal PLC no desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM.

O detalhamento das simulações computacionais, especificações de projeto, tipos de filtros digitais e parâmetros de análise de desempenho relacionadas ao esquema *clustered* HS-OFDM são apresentados na seção 4.1. A seguir, o desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM submetido ao uso dos filtros digitais quando seus coeficientes possuem precisão infinita e finita é discutido nas Seções 4.2 e 4.3, respectivamente.

### 4.1 DETALHAMENTO DAS SIMULAÇÕES

Conforme apresentado no capítulo introdutório, a motivação inicial da presente dissertação foi resolver problemas e/ou melhorar os resultados associados ao uso de filtros digitais no projeto de P&D D420 [10], executado no laboratório de Comunicações (LCom) da UFJF. Esse projeto trata do desenvolvimento de um sistema PLC, concebido a partir do esquema *clustered* HS-OFDM, para aplicações de telecomunicações e *smart grids* em redes de distribuição de energia elétrica de baixa tensão. Assim sendo, todas as considerações, escolhas e restrições adotadas nas simulações computacionais estão de acordo com o referido projeto de P&D D420. Isso posto, considera-se: largura de banda  $B = 50$  MHz; frequência de amostragem  $f_s = 2,4B = 120$  MHz; fator de *up-sampling* e *down-sampling*  $U = 5$  e  $D = 5$ , respectivamente; por definição, comprimento do prefixo cíclico  $L_{cp} \geq L_{h_{eq,pq}} - 1$ ; número de clusters

Tabela 1 – Especificações de projeto dos filtros digitais.

$Cluster\ l =$	1	2	3	4	5
$\alpha_s$ (dB)	60	60	60	60	60
$\alpha_p$ (dB)	1	1	1	1	1
$\Delta f_{gb}$ (MHz)	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
$f_l$ (MHz)	10	-	-	-	40
$f_l^1$ (MHz)	-	10	20	30	-
$f_l^2$ (MHz)	-	20	30	40	-

$P = 5$ ;  $2N = 1024$ , no qual  $N$  é o número de subportadoras; potência de transmissão nos *clusters* igual a  $\mathcal{P}_p = \mathcal{P}_t = 20$  dBm, a qual é um valor de potência típico utilizado pelos modems de um sistema PLC; quantidade de usuários por *cluster*  $M = 1$ , a qual é suficiente para análise dos filtros digitais.

O projeto P&D D420 apresenta um relatório referente à filtragem digital para separação dos *clusters* [12] sugerindo o emprego de filtros digitais FIR *equiripple* com as seguintes especificações de projeto, vide Tabela 1 e Figuras 6, 7 e 8: *ripple* na banda de passagem  $\alpha_p = 1$  dB; atenuação da banda de rejeição  $\alpha_s = 60$  dB; filtro digital do transmissor igual ao do receptor e, conseqüentemente,  $L_{h_{T,p}} = L_{h_{R,p}}$ ; largura da banda de guarda  $\Delta B_{gb} = 1/120\pi$ ; frequências de corte dos *clusters* 1 a 5 iguais a  $\omega_1 = 1/6\pi$ ,  $\omega_{2,1} = 1/6\pi$ ,  $\omega_{2,2} = 2/6\pi$ ,  $\omega_{3,1} = 2/6\pi$ ,  $\omega_{3,2} = 3/6\pi$ ,  $\omega_{4,1} = 3/6\pi$ ,  $\omega_{4,2} = 4/6\pi$  e  $\omega_5 = 4/6\pi$ ; Considerando  $f_s = 120$  MHz, tem-se no domínio do tempo contínuo as seguintes especificações:  $\Delta f_{gb} = 0,5$  MHz,  $f_1 = 10$  MHz,  $f_{2,1} = 10$  MHz,  $f_{2,2} = 20$  MHz,  $f_{3,1} = 20$  MHz,  $f_{3,2} = 30$  MHz,  $f_{4,1} = 30$  MHz,  $f_{4,2} = 40$  MHz e  $f_5 = 40$  MHz.

Os filtros digitais utilizados e suas correspondentes siglas (abreviações) são listados na Tabela 2. A partir daqui os resultados serão apresentados apenas utilizando essas abreviações.

Tabela 2 – Filtros digitais analisados.

Abreviação	Nome	Classificação
CHI	Chebyshev Tipo I	IIR
CHII	Chebyshev Tipo II	IIR
ELP	IIR - Elíptico	IIR
BTR	Butterworth	IIR
FME	Fase Mínima <i>Equiripple</i>	FIR - Fase mínima
EQUI	<i>Equiripple</i>	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JBK	Janela de Blackman	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JCH	Janela de Chebyshev	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JDCH	Janela de Dolph Chebyshev	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JHMM	Janela de Hamming	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JHNN	Janela de Hanning	FIR - Tipo 1 - Fase linear
JRET	Janela Retangular	FIR - Tipo 1 - Fase linear
IFIR	FIR Interpolado	FIR - Tipo 1 - Fase linear

Todas as simulações computacionais e os projetos de filtros digitais foram realizados utilizando o *software* MATLAB, versão 2012a. Seguem na seção de anexo os *scripts* utilizados para implementação dos filtros digitais. Para os filtros digitais FIR fase linear janelados, a atenuação da banda de rejeição  $\alpha_s$  é um parâmetro de projeto livre, enquanto a ordem do filtro digital deve ser informada. Para comparação com os demais filtros digitais, utilizou-se de uma rotina que busca o comprimento necessário para atender a atenuação da banda de rejeição especificada  $\alpha_s = 60$  dB. Um limite máximo da ordem do filtro digital igual a 1000 foi imposto, caso o filtro digital não consiga atender as especificações de atenuação da banda de rejeição.

Vale lembrar que, para obtenção de  $\{h_{T,p}[n]\}_{n=0}^{L_{h_{T,p}}-1}$  e  $\{h_{R,p}[n]\}_{n=0}^{L_{h_{R,p}}-1}$ , no caso dos filtros digitais IIR, a resposta ao impulso é truncada de forma que a energia da sequência truncada corresponda à 99% da energia da resposta ao impulso.

Para verificar o desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM, sujeito ao uso dos filtros digitais considerados, usa-se o parâmetro

$$\rho_{R_{pq}} \triangleq \frac{R_{pq}}{R_{pq_{perf}}}, \quad (4.1)$$

no qual  $R_{pq}$  e  $R_{pq_{perf}}$  são definidos pela Equação (3.17), sendo  $R_{pq_{perf}}$  sujeito ao uso de filtros digitais perfeitos no transmissor e receptor. Define-se filtro digital perfeito como um filtro digital de comprimento unitário ( $L_h = 1$ ) e resposta em frequência igual ao do filtro ideal ou seja, plana na faixa de frequência do *cluster* e nula em qualquer outra frequência. Portanto, denomina-se situação perfeita aquela em que se associa o esquema *clustered* HS-OFDM ao filtro digital perfeito. Logo, o parâmetro  $0 \leq \rho_{R_{pq}} \leq 1$  permite quantificar a perda de vazão observada quando um dos filtros digitais é empregado. A medida que  $\rho_{R_{pq}} \rightarrow 1$ , melhor é o desempenho do ponto de vista de vazão obtido com o filtro digital.

Além disso, considerou-se o parâmetro

$$\rho_{\gamma_{pq}} \triangleq \frac{\gamma_{pq}}{\gamma_{pq_{perf}}}, \quad (4.2)$$

no qual  $\gamma_{pq}$  e  $\gamma_{pq_{perf}}$  são definidos pela Equação (3.15), sendo  $\gamma_{pq_{perf}}$  sujeito ao uso de filtros digitais perfeitos no transmissor e receptor. Logo, o parâmetro  $0 \leq \rho_{\gamma_{pq}} \leq 1$  permite quantificar a perda de mSNR observada quando um dos filtros digitais é empregado.

Outro parâmetro utilizado para análise é o comprimento do canal equivalente  $L_{h_{eq,pq}}$ , posto que, a análise conjunta dos parâmetros  $\rho_{\gamma_{pq}}$  e  $L_{h_{eq,pq}}$  permite verificar que a vazão do sistema é dependente de ambos. Note que, quanto maior a mSNR, maior a vazão, quanto maior o comprimento do prefixo cíclico  $L_{cp}$  e, conseqüentemente  $L_{h_{eq,pq}}$ , menor a vazão. Bons filtros digitais devem gerar, para o esquema *clustered* HS-OFDM, uma boa relação entre mSNR e comprimento do prefixo cíclico, ou seja, devem ter resposta ao impulso curta e uma mSNR elevada.

Finalmente, para um dado filtro digital, a sua complexidade computacional é quantificada pelo número de operações realizadas (a saber, soma e multiplicação). Entretanto, multi-

plicadores são normalmente os recursos mais escassos e custosos em dispositivos de arranjo de portas programável em campo (*field programmable gate array* - FPGA), tecnologia utilizada no projeto de P&D D420. Assim sendo, apenas a complexidade computacional em termos do número de multiplicadores será levada em consideração em nossas análises.

## 4.2 ANÁLISE DE DESEMPENHO: PRECISÃO INFINITA

Nessa seção, considera-se que os coeficientes dos filtros digitais são representados com precisão infinita, ou seja, não existe erro de quantização devido ao uso de palavras constituídas por número finito de bits para representar os coeficientes dos filtros digitais. Para análise de desempenho, são considerando três cenários, a saber: canal AWGN, canal PLC *indoor* corrompido pelo ruído aditivo medido e canal PLC *outdoor* corrompido pelo ruído aditivo medido.

### 4.2.1 Canal AWGN

Nessa subseção, analisa-se o comportamento dos filtros digitais quando o esquema *clustered* HS-OFDM transmite dados através dos *clusters*, e o meio de comunicação de dados é modelado como um canal AWGN, conforme mostrado na Figura 12. Nesse modelo,  $v_{rpq}[m] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{v_{rpq}}^2)$ ,  $\mathbb{E}\{v_{rpq}[m]\} = 0$ ,  $\mathbb{E}\{v_{rpq}[m]v_{rpq}[m]\} = \sigma_{v_{rpq}}^2$ , a PSD é igual a  $-130$  dB/Hz.

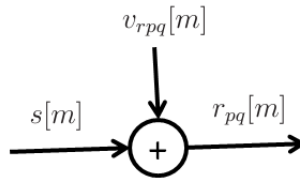


Figura 12 – Modelo do canal AWGN ( $h_{pq}[n] = \delta[n]$ ).

Considerando o filtro digital perfeito de comprimento unitário, a Tabela 3 lista as vazões ( $R_{pq_{perf}}$ ) e as mSNRs ( $\gamma_{pq_{perf}}$ ) dos *clusters*, obtidas com as equações (3.17) e (3.14), respectivamente. Note que, como o canal é AWGN, todos os *clusters* estão sujeito a uma atenuação unitária e ruído AWGN, logo possuem o mesmo valor de vazão e mSNR. Os valores listados na Tabela 3 são utilizados como referência na presente seção.

Tabela 3 – Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos *clusters* e o canal é AWGN.

	Cluster 1	Cluster 2	Cluster 3	Cluster 4	Cluster 5
$R_{pq_{perf}}$	154,35	154,35	154,35	154,35	154,35
$\gamma_{pq_{perf}}$	92,90	92,90	92,90	92,90	92,90

Na Tabela 4, pode-se observar a quantidade de multiplicadores necessários para implementação de cada um dos filtros digitais, conforme as especificações de projeto listadas na

Tabela 1. Todos os filtros digitais FIR de fase linear possuem sua quantidade de multiplicadores reduzida pela metade devido à simetria dos coeficientes e, portanto, a Tabela 4 já leva isto em consideração. Todos os resultados do Capítulo 4 levam em consideração a Tabela 4.

Os filtros digitais IIR, com exceção do BTR, atendem as especificações de projeto com uma pequena quantidade de multiplicadores. Note que, para esses filtros digitais, os *clusters* que necessitam de filtro passa faixa exigem maior número de multiplicadores (coeficientes), algo que não é observado nos filtros digitais FIR. O único filtro digital FIR que atende as especificações com uma quantidade de multiplicadores comparável aos filtros digitais IIR é o filtro digital IFIR. Os outros filtros digitais FIR consomem uma quantidade bem maior de multiplicadores para atender as especificações de projeto, especialmente os filtros digitais FIR janelados. Note que o filtro digital JRET não atendeu a especificação de atenuação de banda de rejeição dada a restrição no comprimento de resposta ao impulso ( $L_{h_{T,p}} = L_{h_{R,p}} \leq 1001$ , ou seja, a sua ordem é 1000). Considerando o comprimento da resposta ao impulso igual a 1001, consequentemente, a quantidade de multiplicadores é igual a 501.

Tabela 4 – Quantidade de multiplicadores necessários para implementação dos filtros digitais.

	<i>Cluster 1</i>	<i>Cluster 2</i>	<i>Cluster 3</i>	<i>Cluster 4</i>	<i>Cluster 5</i>
ELP	16	27	27	27	16
IFIR	49	43	43	43	51
CHI	37	43	43	43	37
CHII	36	56	56	56	36
EQUI	101	107	107	107	109
BTR	142	129	129	129	142
FME	175	179	179	179	175
JDCH	215	215	215	215	215
JBK	251	251	251	251	251
JCH	301	301	301	301	301
JHNN	335	335	335	335	335
JHMM	475	477	477	477	473
JRET	501	501	501	501	501

As Figuras de 13 até 17 mostram o desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM com a utilização dos filtros digitais nos *clusters* de 1 à 5, em função dos parâmetros  $\rho_{R_{pq}}$ ,  $\rho_{\gamma_{pq}}$  e  $L_{h_{eq,pq}}$ . Através da Tabela 3 e das Figuras 13 até 17, é possível chegar aos valores de  $R_{pq}$  e  $\gamma_{pq}$  de cada filtro digital em cada um dos *clusters* e, mais importante, apontar os filtros digitais que oferecem os melhores resultados.

Para facilitar a discussão e a compreensão desses gráficos, a atenção é voltada para a Figura 13. De acordo com essa figura, os quatro filtros digitais que proporcionaram as maiores vazões para o esquema *clustered* HS-OFDM foram CHII, IFIR, FME e CHI. Note que, apesar desses filtros digitais resultarem nas maiores vazões, não são os que propiciam os melhores resultados em termos de mSNR. De fato, os filtros digitais JCH, BTR, JBK e JHNN oferecem

os maiores valores de mSNR, mas, por outro lado, têm comprimento elevado e, portanto, os comprimentos de canal equivalente  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionados aos mesmos são grandes, o que reduz a vazão. De fato, o comprimento do prefixo cíclico (redundância) é tão grande, que elimina o ganho oferecido pela maior mSNR. O valor de mSNR elevado é, por definição, algo desejável, porém, com um filtro digital de comprimento muito grande e, conseqüentemente, um símbolo HS-OFDM muito longo, é necessário um tempo maior para transmissão de dados, logo a vazão do esquema *clustered* HS-OFDM associado a esse filtro digital diminui. Nesse caso, o comprimento do prefixo cíclico introduz perdas consideráveis na vazão.

A relação entre vazão, mSNR e comprimento do prefixo cíclico está representada pela Equação (3.16). Logo, em uma análise minimista, pensando apenas no primeiro *cluster*, observa-se dentre os quatro filtros digitais que proporcionam as maiores vazões, que os filtros digitais IFIR e CHII são os melhores candidatos por demandarem menores quantidades de multiplicadores, vide Tabela 4.

Outro fato interessante que também pode ser observado na Figura 13 é que todos os filtros digitais investigados possibilitam uma mSNR próxima ao caso perfeito, porém uma pequena queda de aproximadamente 5% ocorre devida à banda de guarda dos filtros digitais, inexistente no esquema *clustered* HS-OFDM que faz o uso dos filtros digitais perfeitos. Os filtros digitais que proporcionam uma mSNR mais próxima ao caso perfeito são aqueles que melhor atenuam os sinais provenientes de outros *clusters*.

O comprimento do canal equivalente  $L_{h_{eq,pq}}$  provém da convolução da resposta ao impulso do filtro digital de transmissão, recepção e canal de comunicação. Logo, filtros digitais de grande comprimento, ou seja, resposta ao impulso longa, gerarão num grande comprimento do canal equivalente associado. O comprimento do canal equivalente, relacionado aos filtros digitais, exerce maior influência na vazão do que na mSNR, isso pode ser notado ao observar que os quatro filtros digitais que proporcionam maiores vazões são os mesmos que possuem menores  $L_{h_{eq,pq}}$ . A grande diferença de mais de 30% de vazão do esquema *clustered* HS-OFDM associado ao caso perfeito e aos filtros digitais testados provém do fato que, no caso dos filtros digitais perfeitos, assume-se que o comprimento dos filtros de transmissão e recepção é unitário e que a banda de guarda é inexistente.

Estendendo a análise feita no *cluster* 1 para os outros *clusters*, vide as Figuras 14 até 17, as seguintes observações são consideradas: os quatro filtros digitais que oferecem os melhores desempenhos em relação a vazão no *cluster* 2 são FME, IFIR, CHII e EQUI; no *cluster* 3 são FME, CHII, IFIR e EQUI; já no *cluster* 4 são FME, IFIR, CHII e EQUI; enquanto no *cluster* 5 são CHII, FME, CHI e IFIR. Os *clusters* 2 à 5 apresentaram resultados semelhantes ao *cluster* 1, todos os filtros digitais propiciam uma mSNR próxima ao caso perfeito e, os que proporcionaram maior vazão, são os que possuem menor comprimento do canal equivalente. Nota-se também que os filtros digitais passa faixa, *clusters* 2 até 4, geram uma queda na mSNR (relacionada as duas banda de guarda) de 10%, o que corresponde o dobro do que os *clusters* 1

e 5 apresentam. Consequentemente, os *clusters* 2 à 4 possuem uma queda na vazão de mais de 8% em comparação ao *clusters* 1 e 5.

Finalmente, considerando o canal AWGN, o filtro digital FIR *equiripple* não é o mais adequado para essa aplicação.



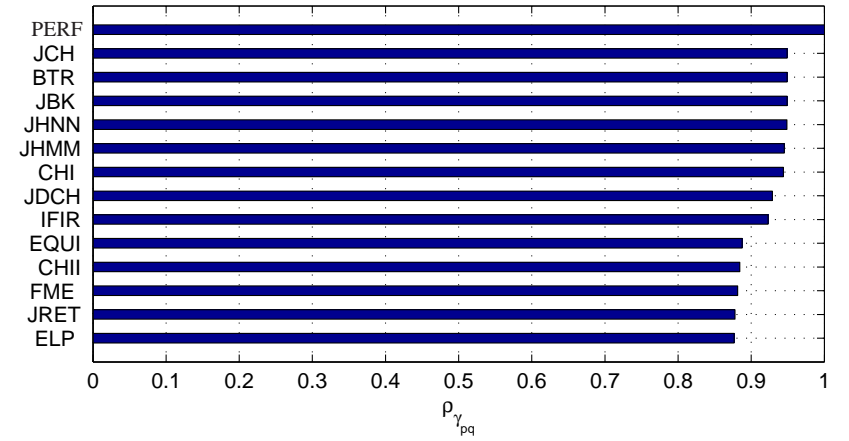
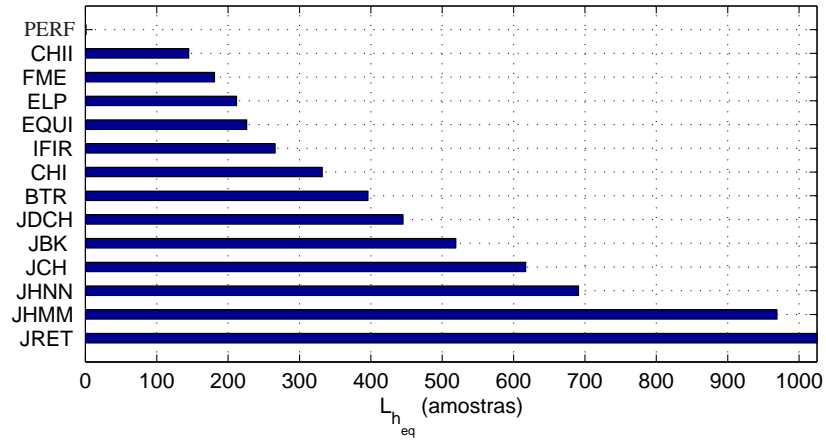
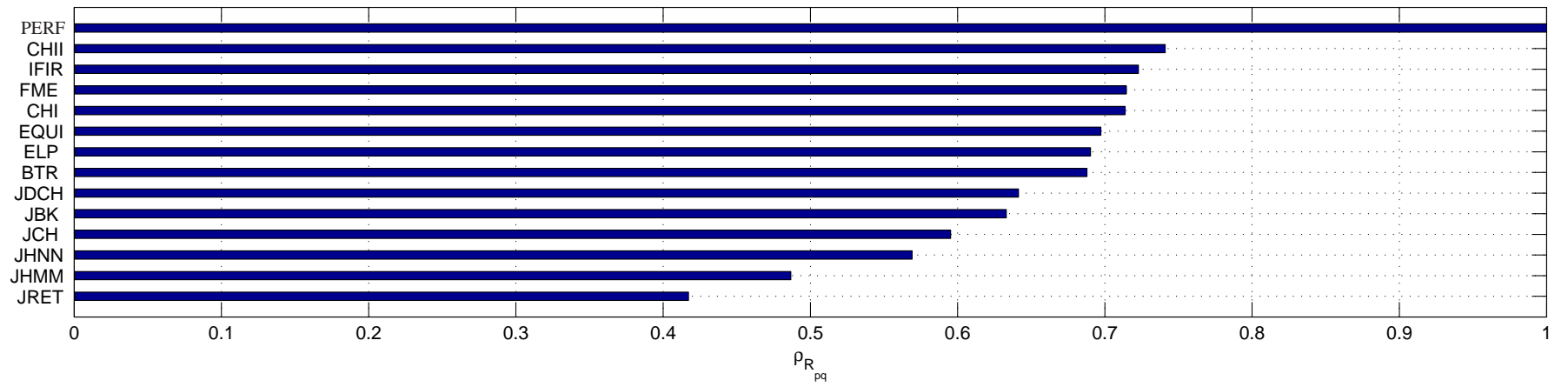


Figura 13 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e *cluster* 1.

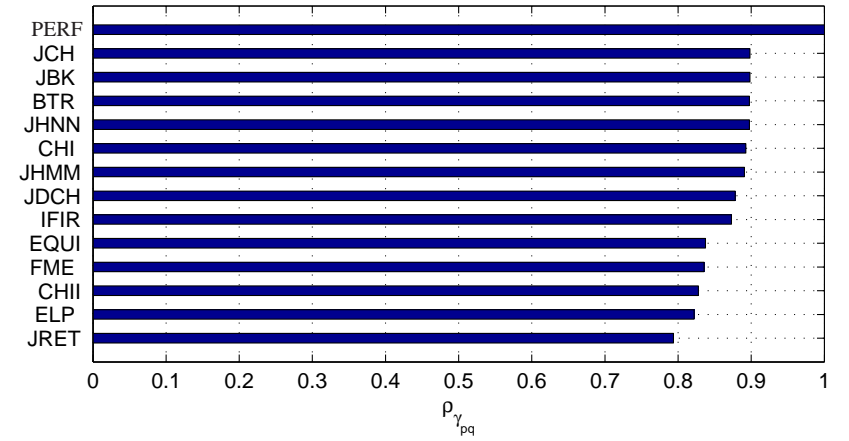
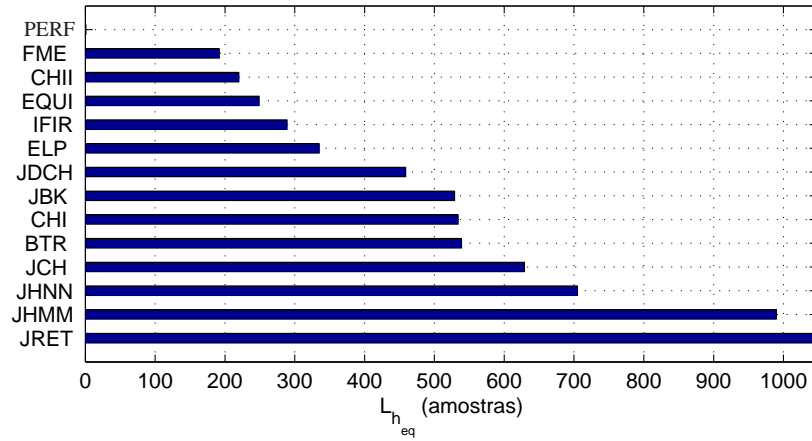
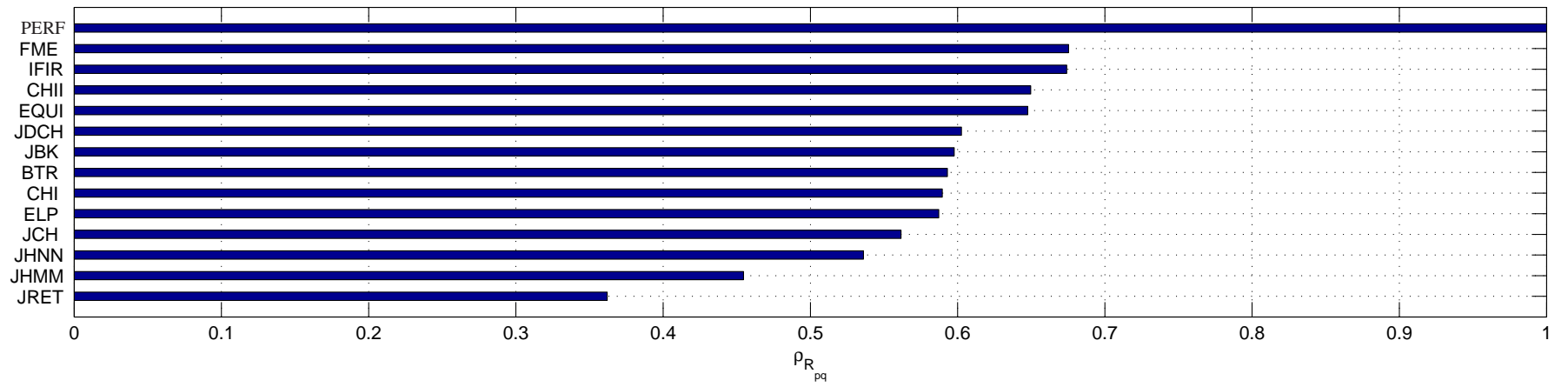


Figura 14 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e *cluster* 2.

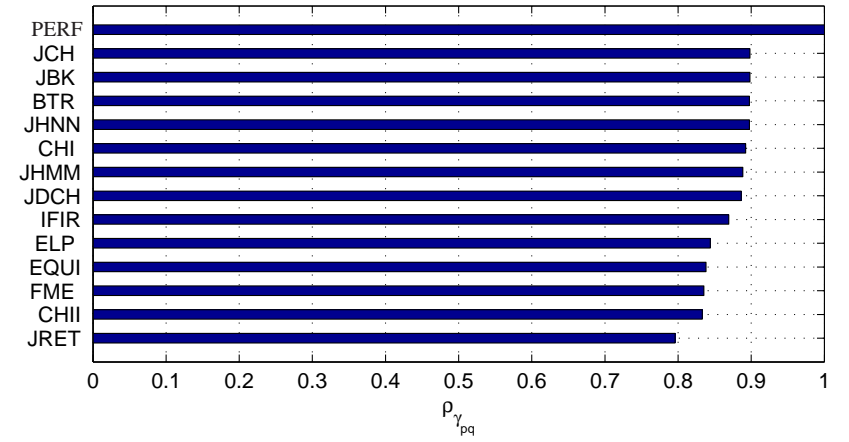
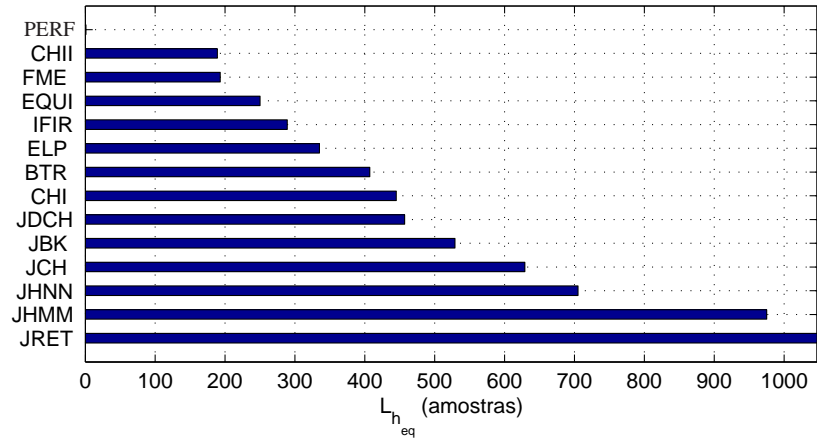
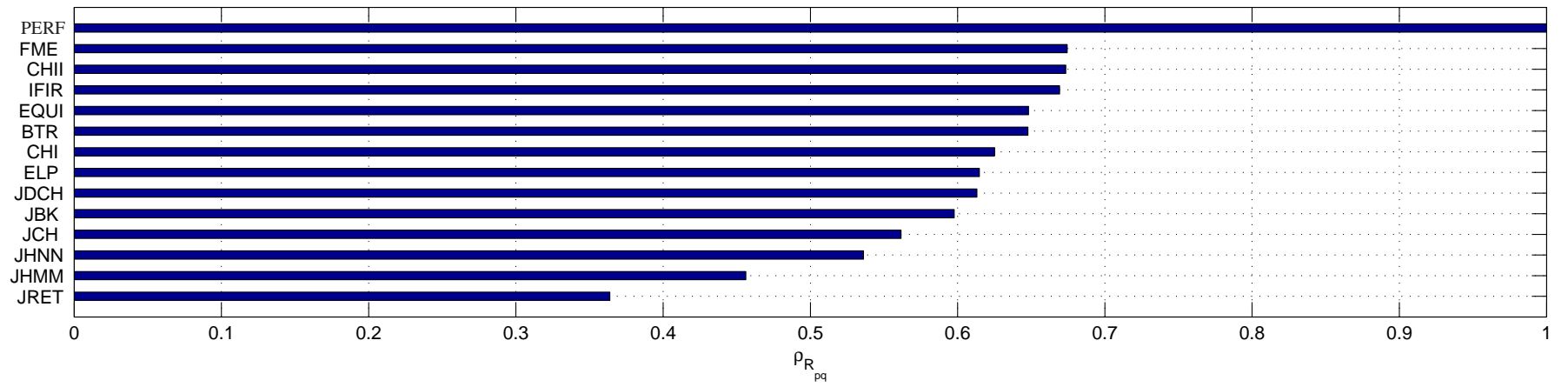


Figura 15 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e *cluster* 3.

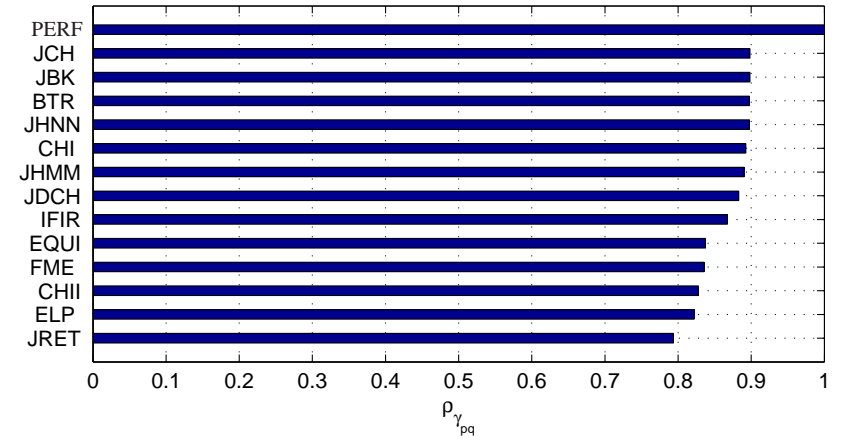
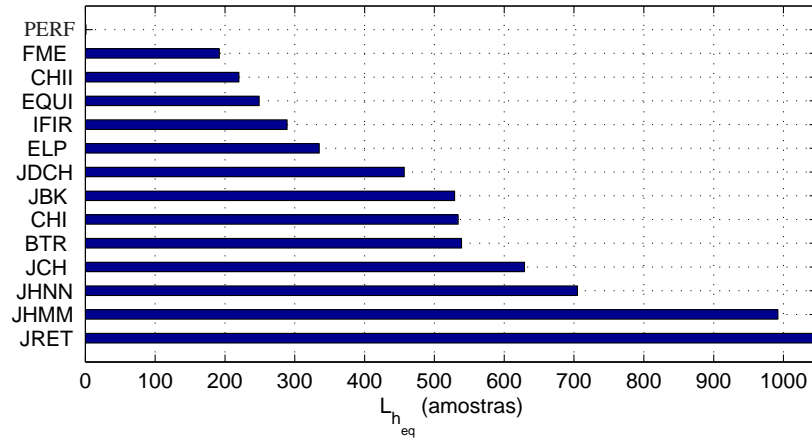
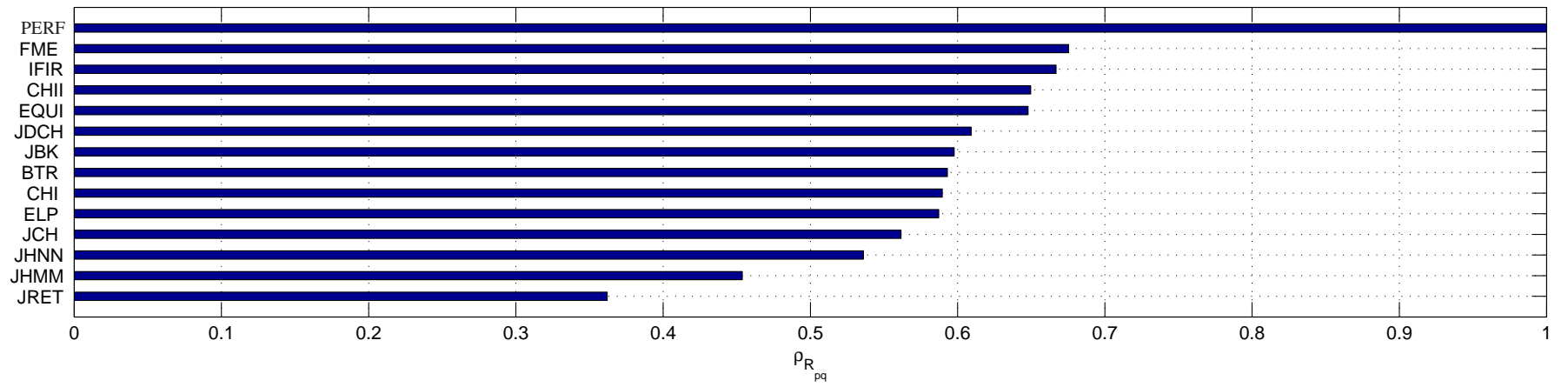


Figura 16 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e *cluster* 4.

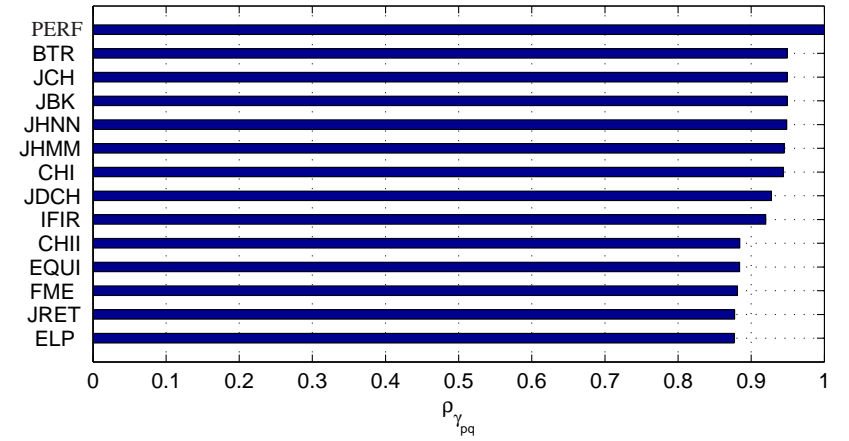
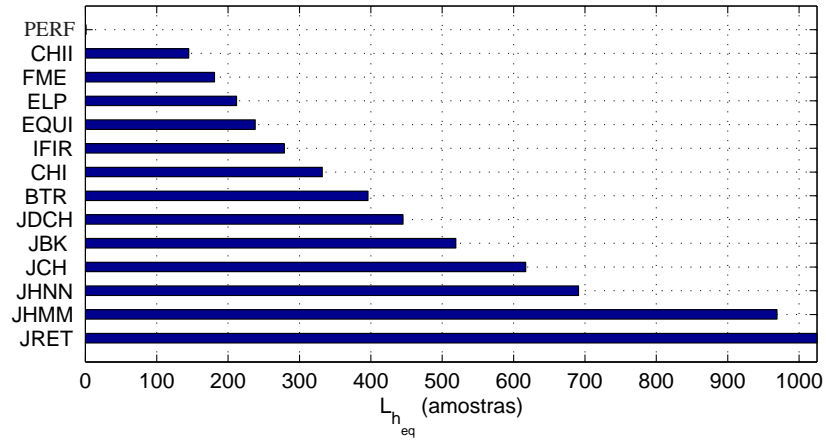
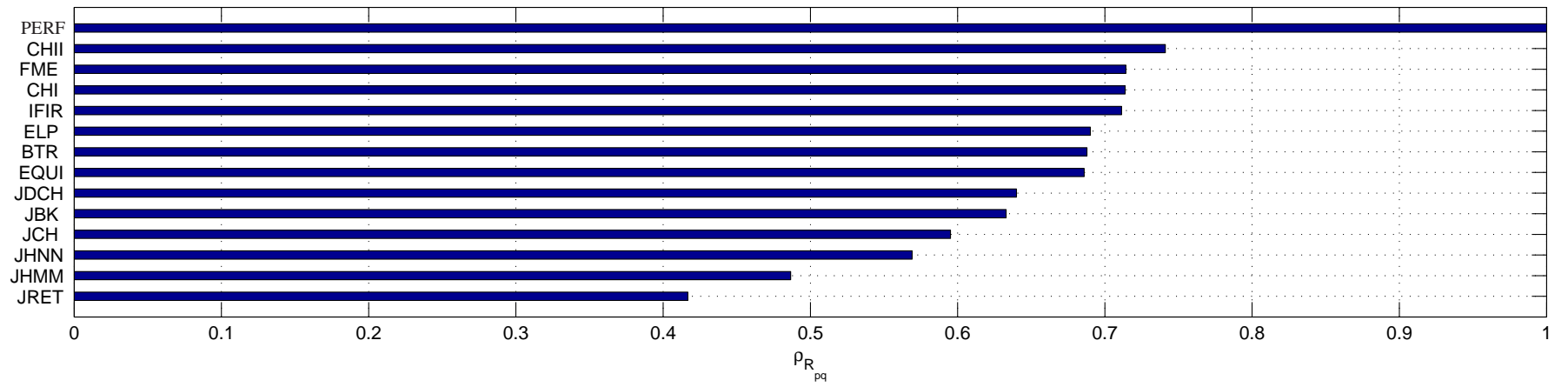


Figura 17 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal AWGN e *cluster* 5.

#### 4.2.2 Canal PLC Indoor

Nessa subseção, utiliza-se um canal PLC *indoor* invariante no tempo, linear e com ruído aditivo associado ao mesmo [26], os quais foram medidos em uma residência localizada na cidade de Juiz de Fora, estado de Minas Gerais, para analisar o desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM associado aos filtros digitais selecionados. A resposta em magnitude desse canal PLC *indoor* e a PSD do ruído aditivo são mostradas nas Figuras 18-(a) e 18-(b), respectivamente. Note na resposta em magnitude deste canal que o mesmo possui uma quantidade elevada de desvanecimentos seletivos em frequência, característica de canais com multipercursos e *indoor*. Isso ocorre devido ao descasamento de impedância existente numa rede de energia elétrica e nos pontos de conexão dos modems PLC na rede de energia elétrica. O canal também possui uma atenuação que aumenta proporcionalmente ao aumento da frequência, as frequências altas possuem atenuações maiores do que as baixas, atributo de canais PLC. Em relação ao aumento da atenuação quando a frequência aumenta, é importante ressaltar que, devido as curtas distâncias envolvidas, o aumento da atenuação é muito menor nos canais PLC *indoor* em relação ao canais PLC *outdoor*. A PSD do ruído possui valores elevados nas frequências baixas devido ao sinal fundamental da rede de energia elétrica em conjunto a seus harmônicos e interferências derivadas de equipamentos conectados na rede de energia elétrica [21].

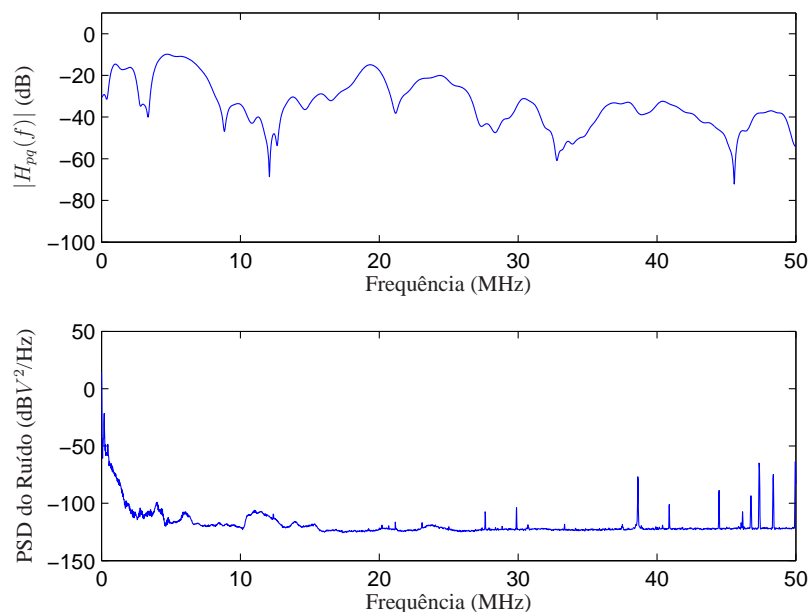


Figura 18 – (a) Resposta em magnitude do canal PLC *indoor* e (b) PSD do ruído aditivo.

Levando-se em consideração que o esquema *clustered* HS-OFDM transmite dados através do canal PLC *indoor* e utiliza filtros digitais perfeitos, a Tabela 5 lista as vazões  $R_{pq_{perf}}$  e as mSNRs  $\gamma_{pq_{perf}}$  dos *clusters*. Diferentemente do reportado em relação ao canal AWGN na subseção 4.2.1, os *clusters* que ocupam as bandas de frequência mais elevadas possuem menor

mSNR e, conseqüentemente, menores vazões. Isso ocorre devido ao aumento da atenuação a medida que a frequência aumenta. Os valores listados na Tabela 5 são utilizados como os de referência na presente seção.

Tabela 5 – Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos *clusters* e o canal é PLC *indoor* corrompido pelo ruído medido.

	Cluster 1	Cluster 2	Cluster 3	Cluster 4	Cluster 5
$R_{pq_{perf}}$	60,57	46,47	48,45	25	10,18
$\gamma_{pq_{perf}}$	61,38	56,06	57,34	45,58	43,15

As Figuras 19 até 23 ilustram o desempenho dos esquemas *clustered* HS-OFDM nos *clusters* 1 a 5 em função dos filtros digitais considerados. Estendendo a análise da subseção 4.2.1, os quatro filtros digitais que proporcionam melhor desempenho em relação a vazão no *cluster* 1 são CHII, ELP, CHI e FME; no *cluster* 2 são FME, CHII, EQUI e IFIR; no *cluster* 3 são FME, CHII, EQUI e ELP; já no *cluster* 4 são FME, CHII, EQUI e IFIR; enquanto no *cluster* 5 são FME, CHII, EQUI e IFIR.

Comparando o esquema *clustered* HS-OFDM submetido ao canal PLC *indoor* e ao canal AWGN, nota-se, em todos os *clusters*, que a vazão ( $\rho_{R_{pq}}$ ) proporcionada pelos filtros digitais no canal PLC *indoor* é mais próxima ao caso perfeito do que no canal AWGN. Esse comportamento deve-se ao menor comprimento do canal equivalente, e a menor perda de mSNR.

O canal equivalente provém da convolução da resposta ao impulso do filtro digital de transmissão, recepção e canal de comunicação. Comparando o canal PLC *indoor* ao canal AWGN, em todos os *clusters*,  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado a qualquer filtro digital é mais próximo ao  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado ao filtro digital perfeito. A proximidade é maior no *cluster* 1, principalmente nos filtros digitais ELP e CHII que possuem o comprimento de canal equivalente pouco maior que o do filtro digital perfeito.

Comparando o canal PLC *indoor* ao canal AWGN, observa-se em todos os *clusters* uma menor perda de mSNR. Esse comportamento está relacionado com o perfil da resposta em magnitude do canal PLC *indoor*, que atenua os sinais da banda de rejeição dos filtros digitais em todos os *clusters*. Em outras palavras, para o  $p$ -ésimo *cluster*, as atenuações geradas pelo canal PLC *indoor* nos *clusters*  $t = 1, 2, \dots, 5 \mid t \neq p$  atuam como se fossem filtros que eliminam os sinais interferentes, principalmente quando são proveniente de frequências altas.

No canal PLC *indoor*, em todos os *clusters* do esquema *clustered* HS-OFDM, observa-se que a redução da mSNR não é significativa, vide gráficos de  $\rho_{\gamma_{pq}}$  nas Figuras 19 até 23. A redução da mSNR observada está relacionada com a banda de guarda dos filtros. Conseqüentemente, a redução da vazão está totalmente associada ao comprimento do prefixo cíclico e, portanto, o comprimento do canal equivalente ( $L_{h_{eq,pq}}$ ). Logo, o *cluster* 1, se comparado aos demais *clusters*, é o que possui menor perda de vazão, pois  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado a qualquer filtro digital é mais próximo ao  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado ao filtro digital perfeito. Os resultados apresenta-

dos nas Figuras 19 à 23 indicam que a especificação de projeto dos filtros digitais é adequada para o canal PLC *indoor*.

Finalmente, diferentemente do representado no relatório do Projeto de P&D D420 [10], o filtro digital FIR *equiripple* não é aquele que apresenta o melhor desempenho.



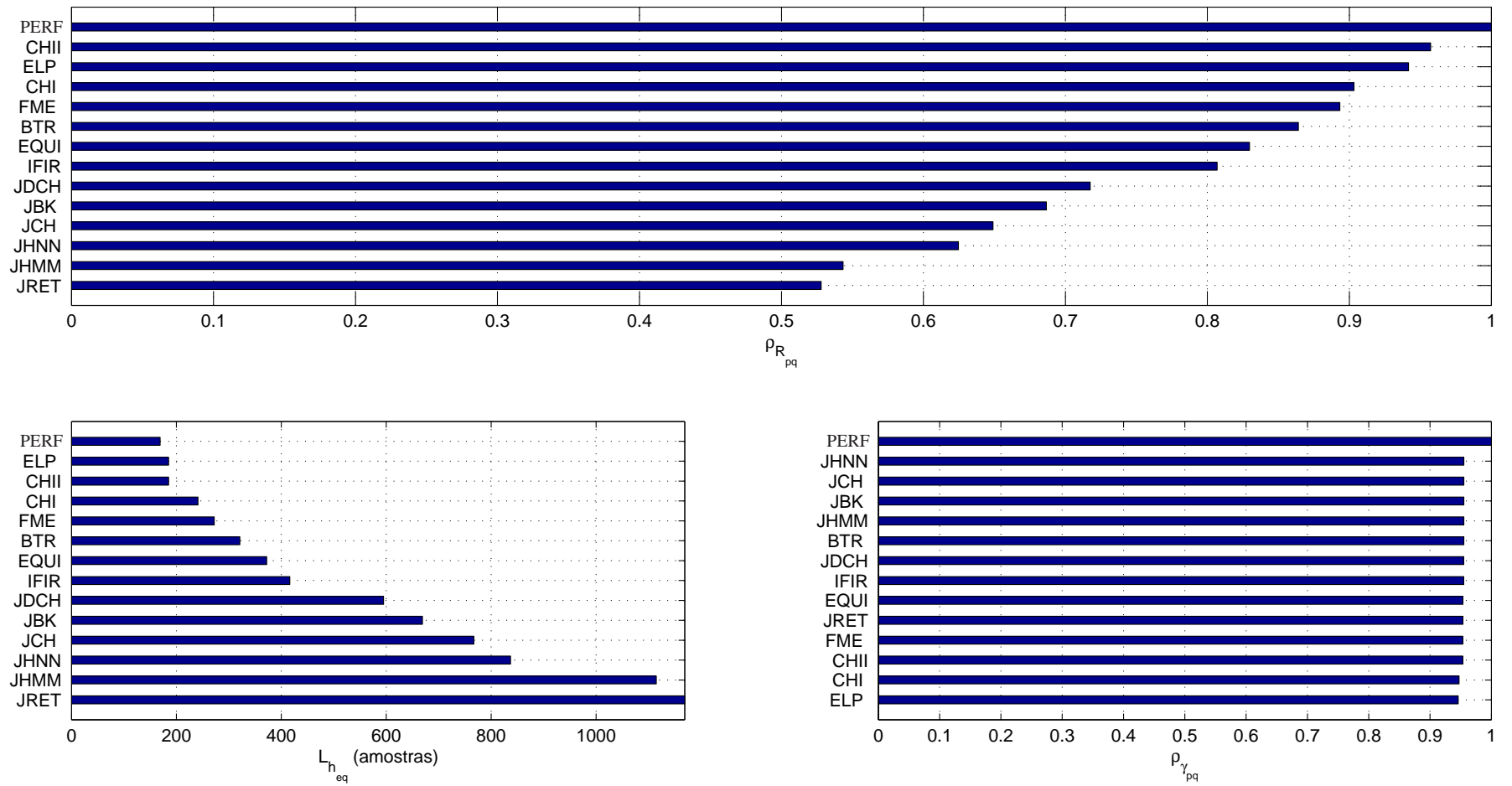


Figura 19 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *indoor* e *cluster* 1.

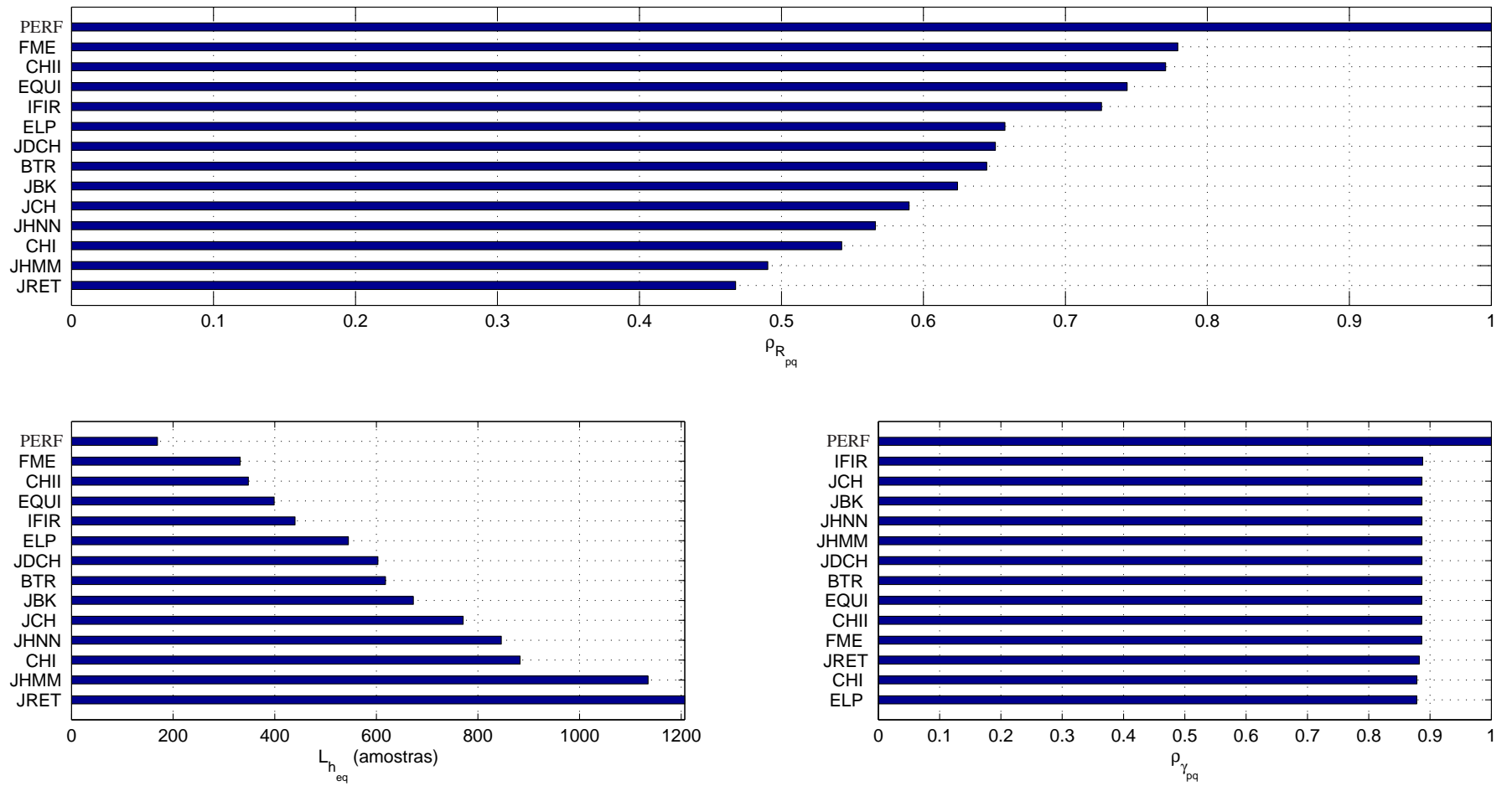


Figura 20 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *indoor* e *cluster* 2.

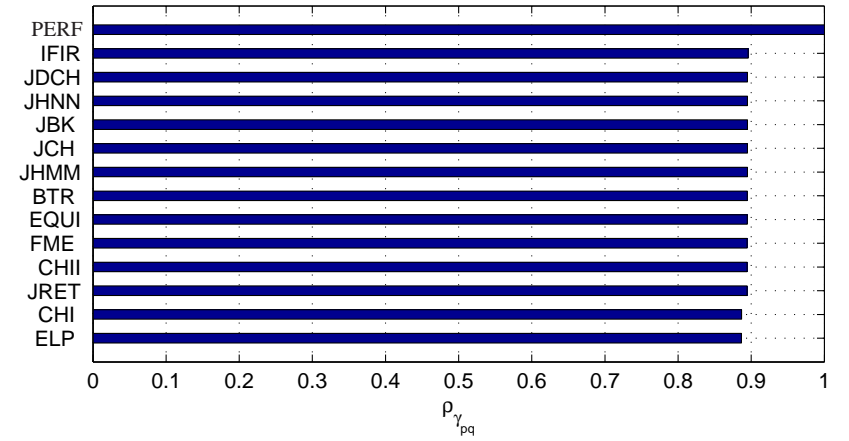
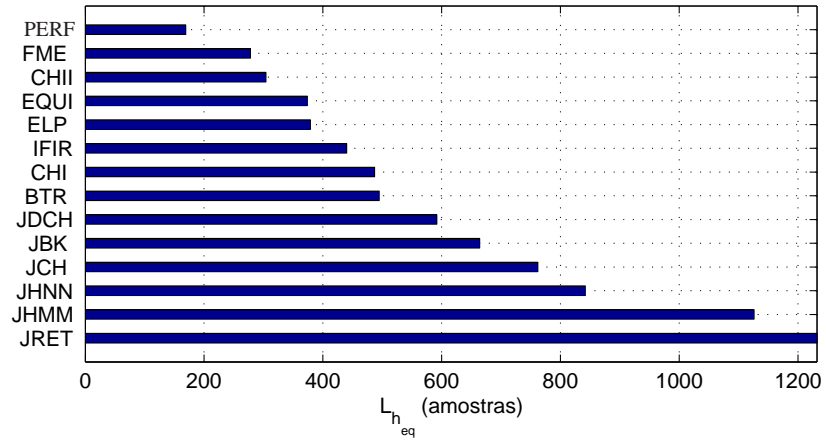
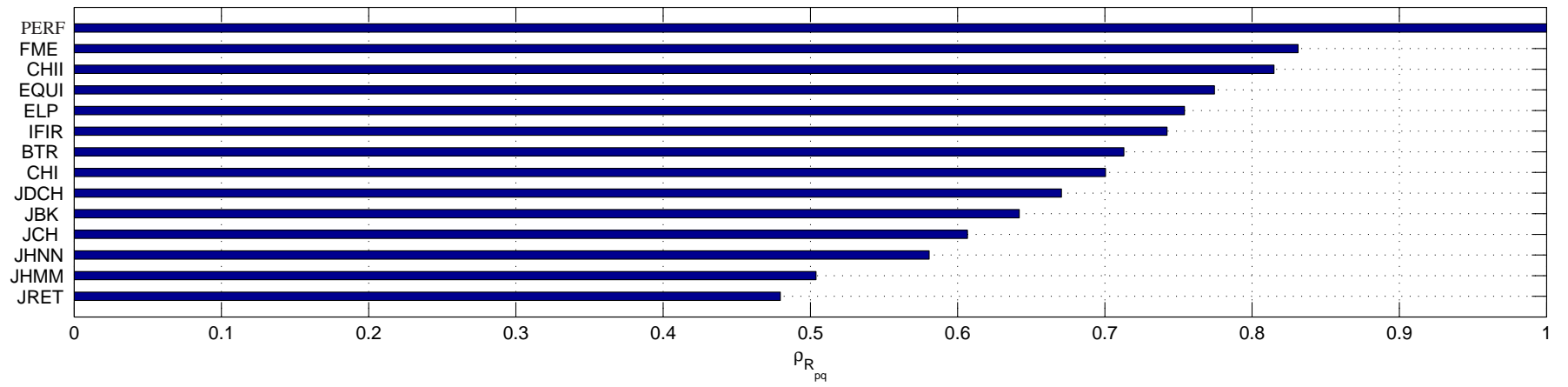


Figura 21 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *indoor* e *cluster* 3.

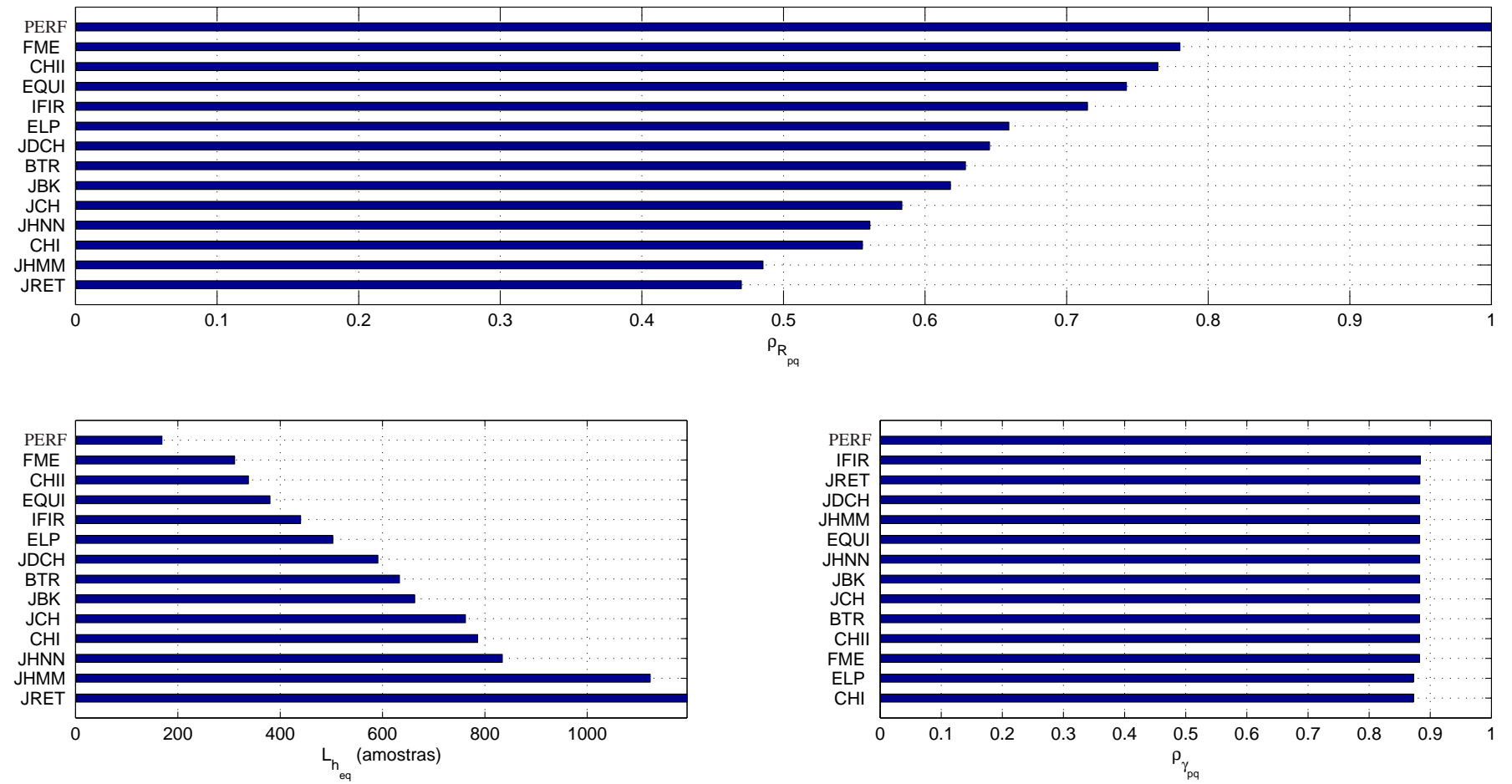


Figura 22 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *indoor* e *cluster* 4.

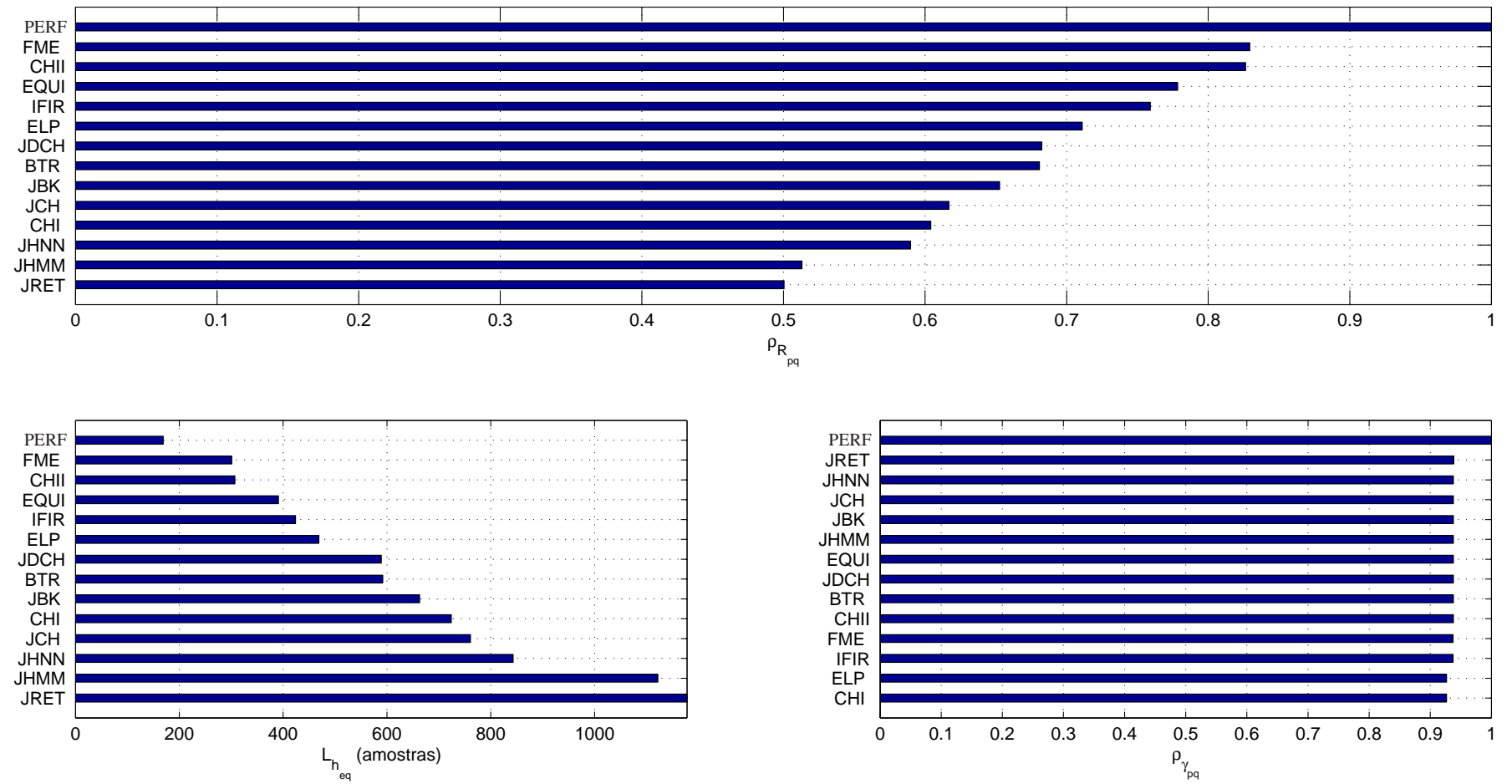


Figura 23 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *indoor* e *cluster* 5.

### 4.2.3 Canal PLC *Outdoor*

Nessa subseção, utiliza-se um canal PLC *outdoor* (rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão) invariante no tempo, linear e ruído colorido aditivo, os quais foram medidos em um condomínio residencial na cidade de Juiz de Fora, estado de Minas Gerais [59] [20], para analisar o emprego dos filtros digitais escolhidos no desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM. A escolha desse canal PLC *outdoor* deve-se ao fato de que ele representa o perfil de atenuação esperado numa rede de energia de baixa tensão externa (compreendida entre o secundário do transformador de distribuição de média/baixa tensão e os clientes residenciais da concessionária).

A resposta em magnitude deste canal PLC e a PSD do ruído são mostradas nas Figuras 24-(a) e 24-(b), respectivamente. Note que a resposta em magnitude deste canal possui uma quantidade de desvanecimentos seletivos em frequência menor do que o canal PLC *indoor* apresentado na subseção 4.2.2. De fato, o canal PLC *outdoor* é menos severo em relação aos desvanecimentos seletivos em frequência do que o canal PLC *indoor* devido a menor quantidade de terminais e de equipamentos conectados à rede de distribuição de energia elétrica. Por outro lado, o canal PLC *outdoor* possui maiores atenuações do que o canal PLC *indoor*, posto que as distâncias envolvidas são maiores e, de acordo com a teoria, a atenuação em cabos de energia aumenta exponencialmente com a distância. A PSD do ruído é similar ao do canal PLC *indoor*, possuindo valores elevados nas frequências baixas devido aos distúrbios gerados pelas cargas conectadas a rede elétrica. A presença de alguns picos na faixa de frequência acima de 10 MHz derivam da presença de usuários primários.

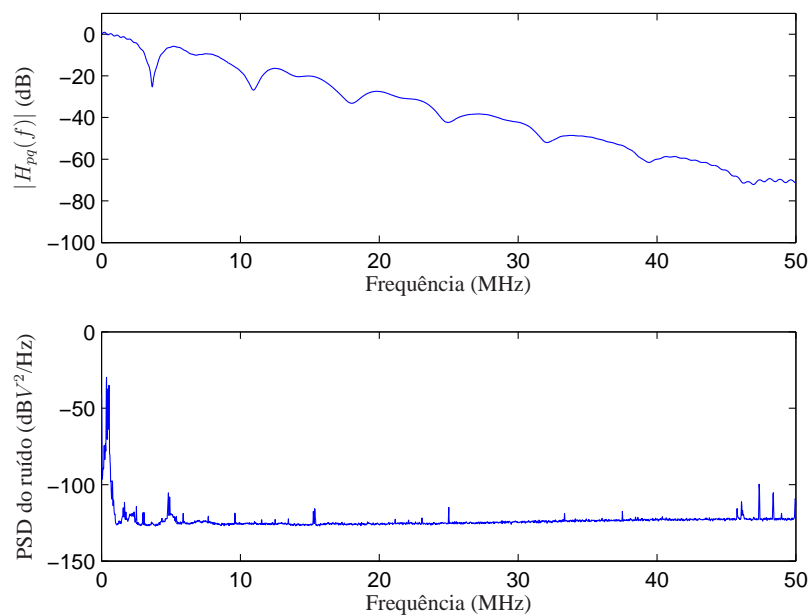


Figura 24 – (a) Resposta em magnitude do canal PLC *outdoor* e (b) PSD do ruído aditivo.

Considerando que o esquema *clustered* HS-OFDM transmite dados através do canal PLC *outdoor* e utiliza filtros digitais perfeitos de comprimento unitário, a Tabela 6 lista as vazões,  $R_{pq_{perf}}$ , e as mSNRs,  $\gamma_{pq_{perf}}$ , dos *clusters*. Comparando os resultados do canal PLC *outdoor* com o canal PLC *indoor* apresentado na subseção 4.2.2, os *clusters* 1 e 2 possuem maiores valores de  $\gamma_{pq_{perf}}$  e, conseqüentemente, maiores  $R_{pq_{perf}}$ , enquanto nos *clusters* 3, 4 e 5 ocorre exatamente o contrário. Isso decorre do fato de que o canal PLC *outdoor* apresenta considerável atenuação à medida que a frequência aumenta.

Tabela 6 – Vazão, em Mbps, e mSNR, em dB, obtidas quando filtros digitais perfeitos são utilizados nos *clusters* e o canal é PLC *outdoor* corrompido pelo ruído medido.

	Cluster 1	Cluster 2	Cluster 3	Cluster 4	Cluster 5
$R_{pq_{perf}}$	91,34	66,72	35,34	7,68	0,78
$\gamma_{pq_{perf}}$	74,54	65,06	51,65	35,05	19,68

As Figuras 25 até 29 ilustram o desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM associado aos filtros digitais no *cluster* 1 à 5 através do canal PLC *outdoor*. Estendendo a análise das subseções 4.2.1 e 4.2.2, os quatro filtros digitais que proporcionam melhores desempenhos em relação a vazão no *cluster* 1 são CHII, ELP, CHI e FME; no *cluster* 2 são FME, CHII, EQUI e ELP; no *cluster* 3 são FME, CHII, EQUI e IFIR; já no *cluster* 4 são FME, CHII, EQUI e IFIR; enquanto no *cluster* 5 são FME, CHII, EQUI e IFIR.

Comparando o esquema *clustered* HS-OFDM submetido ao canal PLC *indoor* e ao canal PLC *outdoor*, nota-se que o desempenho do esquema em função da escolha do filtro digital é bem similar para os dois canais, até os filtros digitais que proporcionam melhores desempenhos são praticamente os mesmos. Novamente, em todos os *clusters* do esquema *clustered* HS-OFDM, a redução da mSNR não é significativa, vide gráficos de  $\rho_{\gamma_{pq}}$  nas Figuras 25 até 29. O bom desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM junto aos filtros digitais, em relação a mSNR, está relacionado com o perfil da resposta em magnitude do canal PLC *outdoor*, que também atenua os sinais da banda de rejeição dos filtros digitais em todos os *clusters*.

Mais uma vez nota-se que a redução da vazão está mais associada ao comprimento do prefixo cíclico e, conseqüentemente, ao comprimento do canal equivalente ( $L_{h_{eq,pq}}$ ). Novamente o *cluster* 1, se comparado aos demais *clusters*, é o que possui menor perda de vazão, pois  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado a qualquer filtro digital é mais próximo ao  $L_{h_{eq,pq}}$  relacionado ao filtro digital perfeito. Esse comportamento é notado principalmente nos filtros digitais ELP e CHII que possuem o comprimento de canal equivalente pouco maior que o do filtro digital perfeito. Em relação ao esquema associado ao uso dos filtros digitais, o aumento de atenuação proporcional a frequência do canal PLC *outdoor* não altera  $\rho_{R_{pq}}$  e  $\rho_{\gamma_{pq}}$  em relação ao canal PLC *indoor*, logo os dois ambientes poderão utilizar o mesmo filtro digital.

Nota-se que, para o canal AWGN, canal PLC *indoor* e canal PLC *outdoor*, os filtros digitais CHII, IFIR e FME estão, frequentemente, presentes entre os quatro filtros digitais que

Tabela 7 – Resultados dos filtros digitais que obtiveram os melhores desempenhos, em termos de  $\rho_{R_{pq}}$ .

Tipo de canal	Filtros digitais	Clusters				
		1	2	3	4	5
AWGN	CHII	0,74	0,65	0,68	0,65	0,74
	IFIR	0,72	0,68	0,67	0,65	0,72
	FME	0,71	0,68	0,68	0,68	0,71
PLC <i>indoor</i>	CHII	0,95	0,77	0,78	0,77	0,82
	IFIR	0,72	0,73	0,75	0,72	0,71
	FME	0,89	0,78	0,83	0,78	0,82
PLC <i>outdoor</i>	CHII	0,91	0,80	0,79	0,75	0,86
	IFIR	0,84	0,75	0,75	0,72	0,81
	FME	0,79	0,81	0,80	0,76	0,87

Tabela 8 – Resultados dos filtros digitais que obtiveram os melhores desempenhos, em termos de quantidade de multiplicadores.

Filtros digitais	Clusters				
	1	2	3	4	5
CHII	36	56	56	56	36
IFIR	49	43	43	43	51
FME	175	179	179	179	175

proporcionam os melhores desempenhos. As Tabelas 7 e 8 centralizam os resultados obtidos com esses filtros digitais, em termos de  $\rho_{R_{pq}}$  e quantidade de multiplicadores, respectivamente. O filtro digital IFIR é o que demanda a menor quantidade de multiplicadores, porém o que apresenta o menor desempenho de vazão (devido ao longo comprimento do filtro). Já o filtro digital FME proporciona o maior desempenho de vazão, apesar de demandar uma grande quantidade de multiplicadores. O filtro digital CHII apresenta o melhor *trade-off* entre vazão e demanda de multiplicadores.



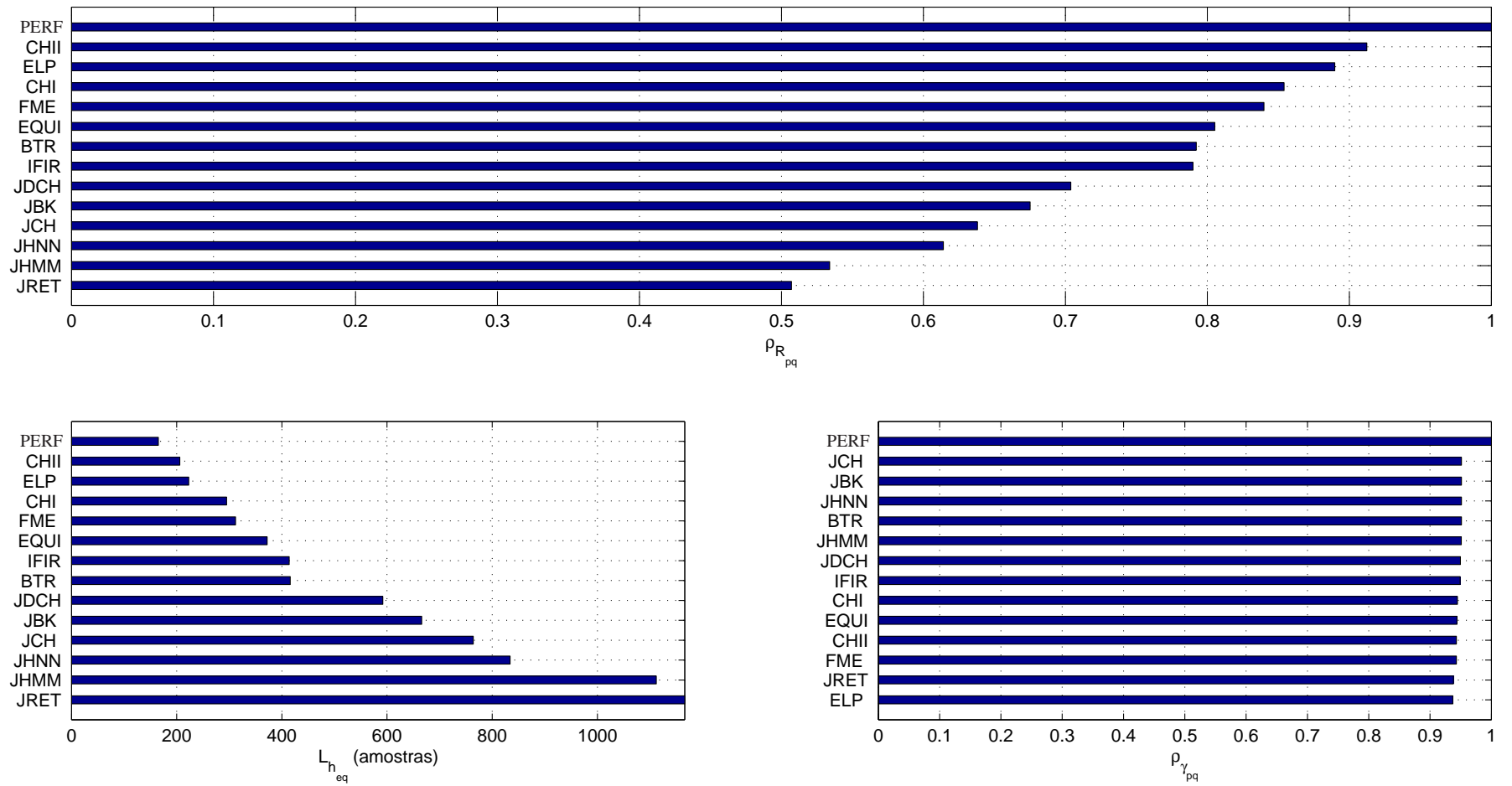


Figura 25 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *outdoor* e *cluster* 1.

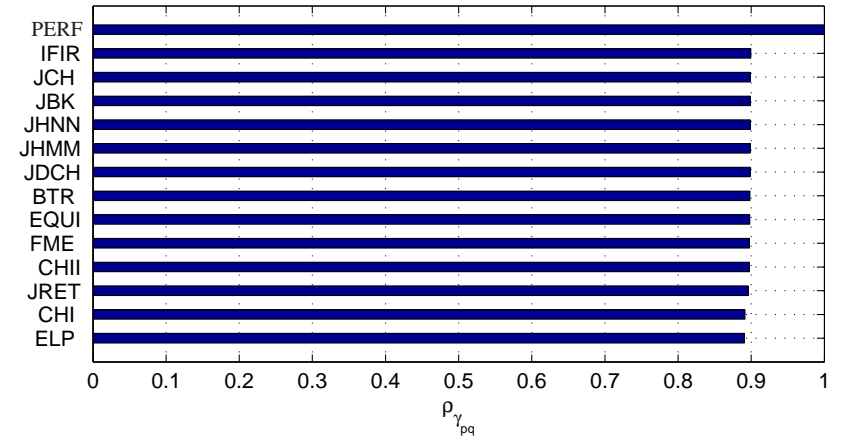
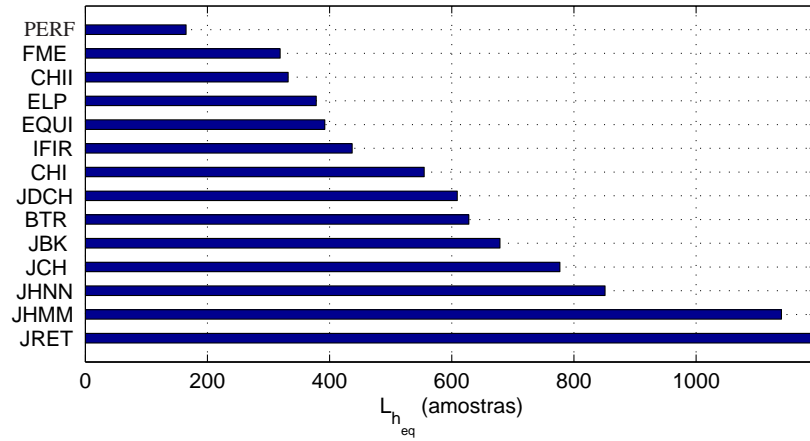
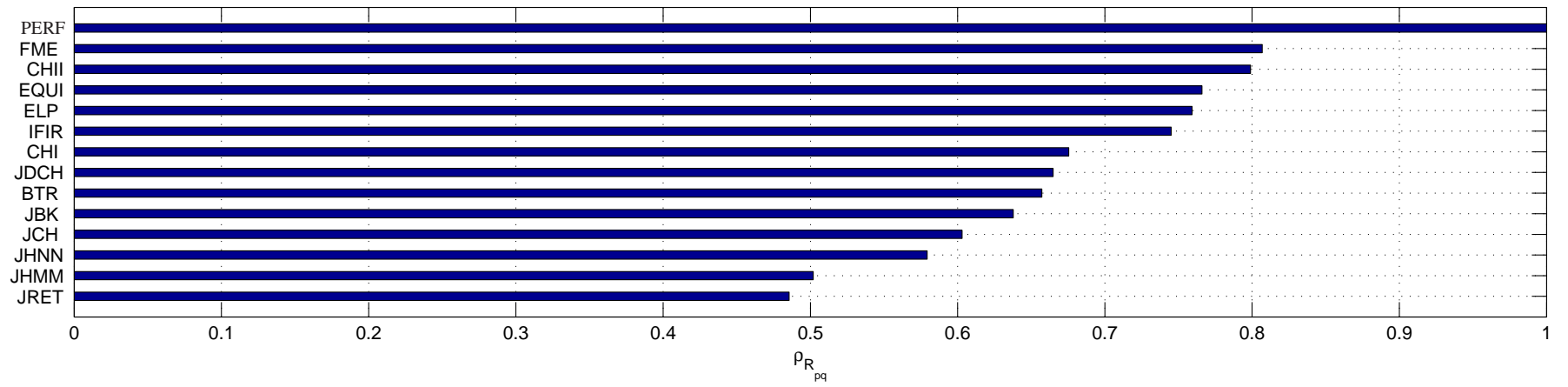


Figura 26 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *outdoor* e *cluster* 2.

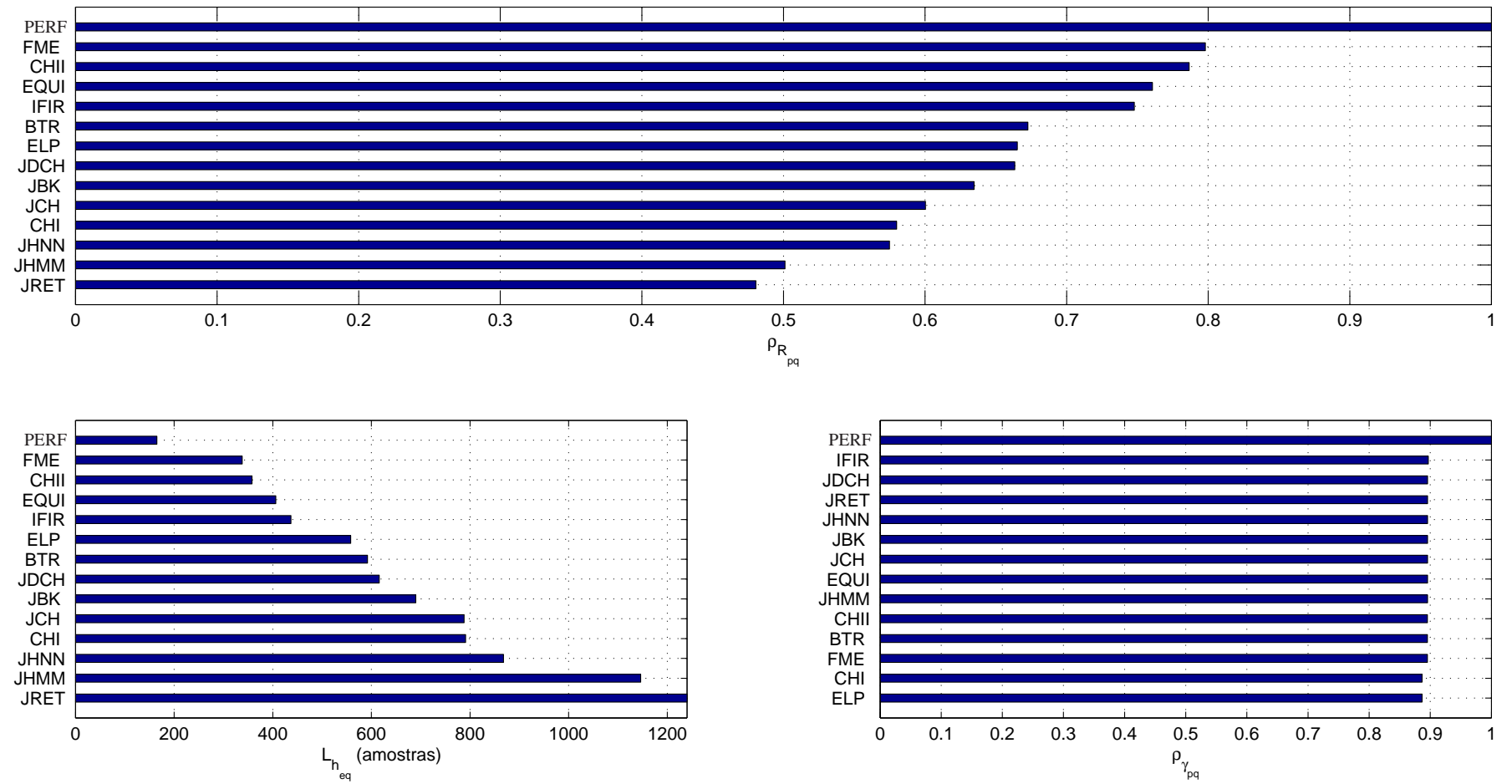


Figura 27 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *outdoor* e *cluster* 3.

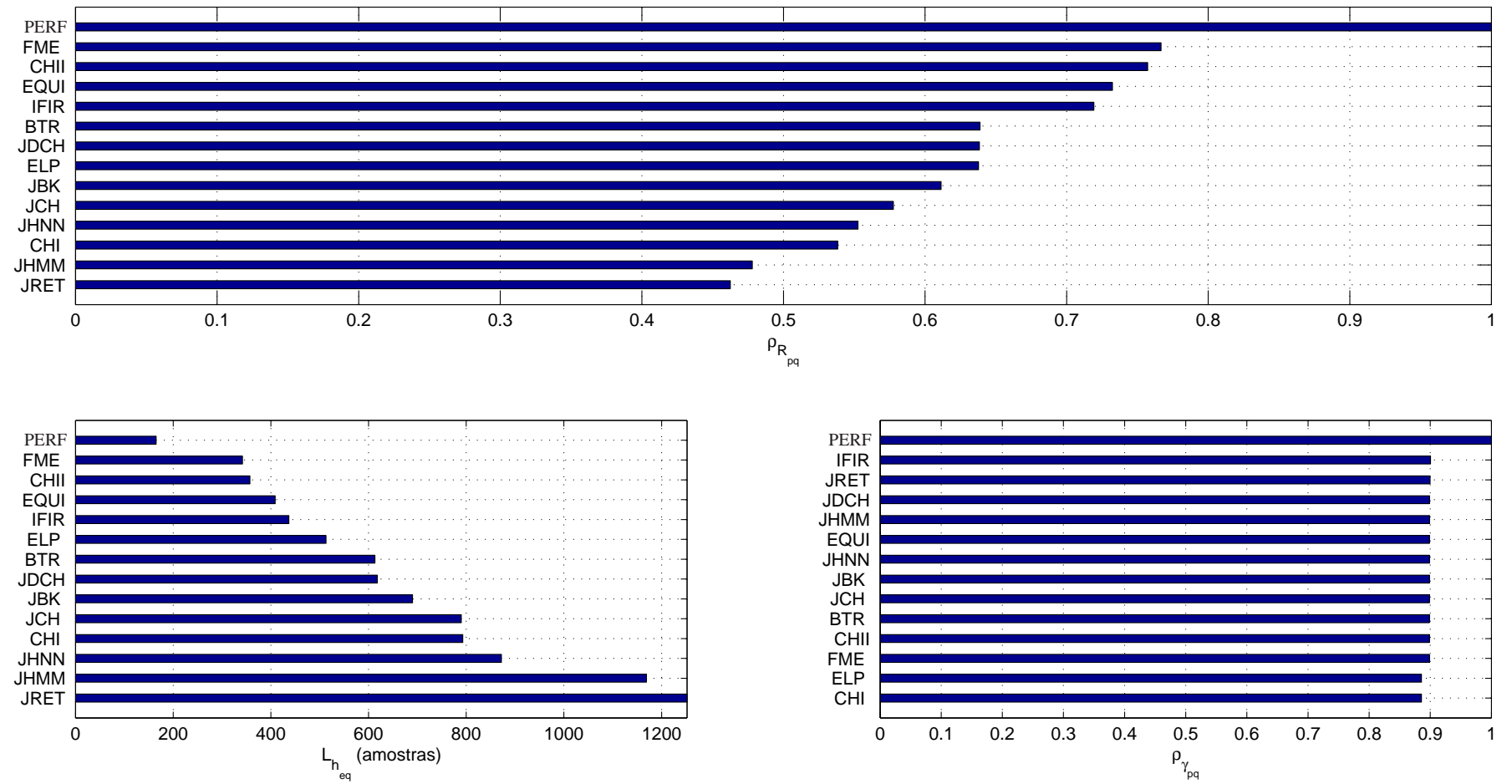


Figura 28 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *outdoor* e *cluster* 4.

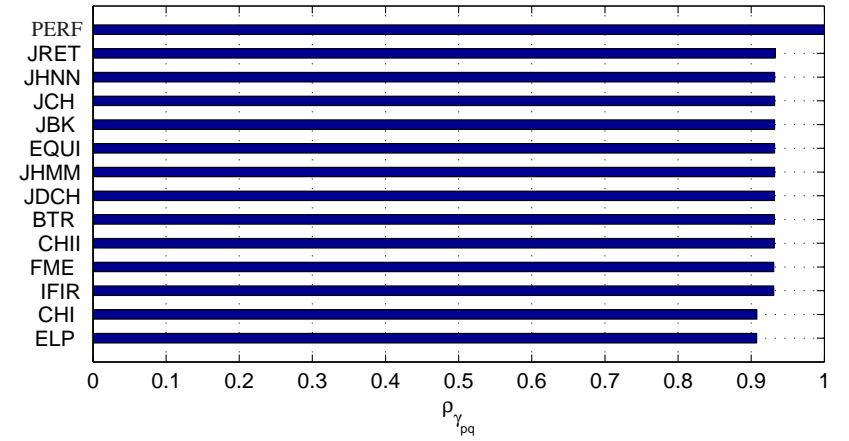
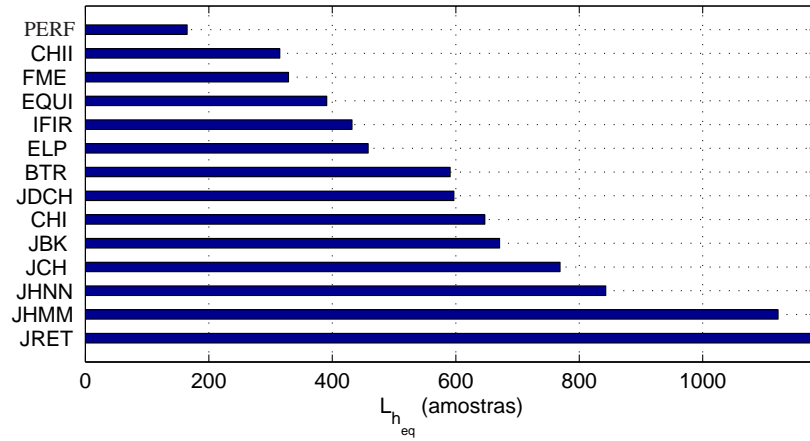
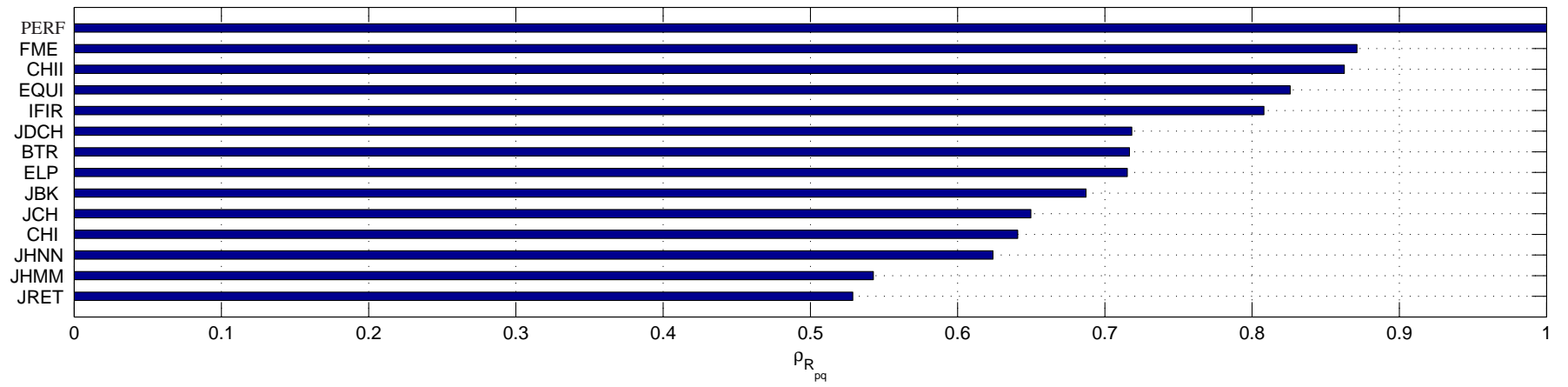


Figura 29 – Desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital: canal PLC *outdoor* e *cluster* 5.

### 4.3 ANÁLISE DE DESEMPENHO: PRECISÃO FINITA

Nessa seção considera-se que os coeficientes dos filtros digitais são representados com precisão finita, ou seja, há a ocorrência de erros de quantização devido ao uso de palavras constituídas por um número finito de bits para representar os coeficientes dos filtros digitais. Como descrito na subseção 2.3.4, utiliza-se as seguintes configurações de representação em precisão finita: aritmética de ponto fixo; formato complemento de dois para representação de números negativos; método de saturação para lidar com resultados que excedem a representação binária; método de arredondamento para quantização dos dados. As quantidades de bits selecionadas para as palavras são  $N_b = 9$ ,  $N_b = 18$  e  $N_b = 27$  bits, sendo a quantidade de bits inteiros e fracionários  $N_i = 1$  e  $N_f = N_b - (1 + N_i)$ , respectivamente. O desempenho do esquema *clustered* HS-OFDM submetido aos filtros digitais CHII, FME e IFIR quantizados é verificado, posto que estes três filtros apresentaram os melhores desempenhos (vide seção 4.2). Os canais utilizados para análise são: canal AWGN, canal PLC *indoor* e canal PLC *outdoor*. Vale a pena frisar que apenas os coeficientes dos filtros foram quantizados.

As Figuras 30, 31 e 32 ilustram a resposta em magnitude do canal equivalente ( $h_{eq,pq}[n]$ ) associado aos filtros digitais quantizados para o canal AWGN, canal PLC *indoor* e canal PLC *outdoor*, respectivamente. Para os filtros digitais FME e IFIR, se observarmos a diferença das respostas em magnitude do canal equivalente quando  $N_b = 27$  bits e  $N_b = 9$  bits, fica claro que o efeito da quantização é mais evidente quando o canal é AWGN, vide Figura 30, se comparado ao canal PLC *outdoor*, vide Figura 31, e ao canal PLC *indoor*, vide Figura 32.

O canal PLC *indoor* e o canal PLC *outdoor* mascaram as imperfeições na resposta em frequência dos filtros digitais relacionadas ao efeito de quantização, logo, os *clusters* que são menos atenuados são os que mais sofrem interferências, ainda assim, menores do que no canal AWGN. No canal AWGN o efeito da quantização não é mascarado pelo canal.

Conseqüentemente, a perda de vazão no esquema *clustered* HS-OFDM relacionada ao efeito da quantização dos filtros digitais é mais evidente no canal AWGN, vide Figura 33, do que no canal PLC *indoor*, vide Figura 34, e no canal PLC *outdoor*, vide Figura 35. Quando o canal é AWGN, o efeito da quantização é bastante pronunciado nos filtros digitais FIR, enquanto que no filtro digital CHII, o efeito de quantização é mais ameno. Comparando os filtros digitais quando as palavras possuem comprimento  $N_b = 27$  bits e  $N_b = 9$  bits e o canal é AWGN, os filtros digitais IFIR e FME apresentam uma perda de vazão entre 20% e 28%, enquanto o filtro digital CHII apresenta uma perda de vazão de no máximo 0,5%.

No canal PLC *indoor*, comparando o filtro digital FME com  $N_b = 27$  bits e  $N_b = 9$  bits, a perda de vazão do esquema *clustered* HS-OFDM (vide Figura 34) é significativa nos três primeiros *clusters*, 14 %, 3 % e 4 %, respectivamente. As perdas de vazão são consequência da interferência entre os *clusters*. Na Figura 31, o canal equivalente associado ao filtro digital FME com  $N_b = 9$  bits possui, nos três primeiros *clusters*, interferência de outros *clusters* inerentes

ao efeito da quantização.

Quanto maior é a interferência, maior é a perda de vazão do esquema *clustered* HS-OFDM. Se estendermos essa comparação para o canal PLC *outdoor*, verifica-se que o canal equivalente associado ao filtro FME com  $N_b = 9$  possui grande interferência no primeiro *cluster*, vide Figura 32, e, conseqüentemente, o esquema *clustered* HS-OFDM possui uma perda de vazão de 20 %, comparando o o filtro digital FME com  $N_b = 27$  bits e  $N_b = 9$  bits, vide Figura 35.

No canal PLC *indoor* e canal PLC *outdoor*, o filtro digital CHII quantizado proporciona a menor perda de vazão para esquema *clustered* HS-OFDM, pois é o mais robusto em relação aos efeitos da quantização. Como as perdas de vazão em relação aos canais PLC *outdoor* e *indoor* são, de fato, as mais relevantes para sistemas PLC, observa-se que, diferentemente do que foi sugerido no relatório técnico [12] do projeto P&D D420, o melhor filtro digital é o filtro digital IIR Chebyshev do tipo 2.

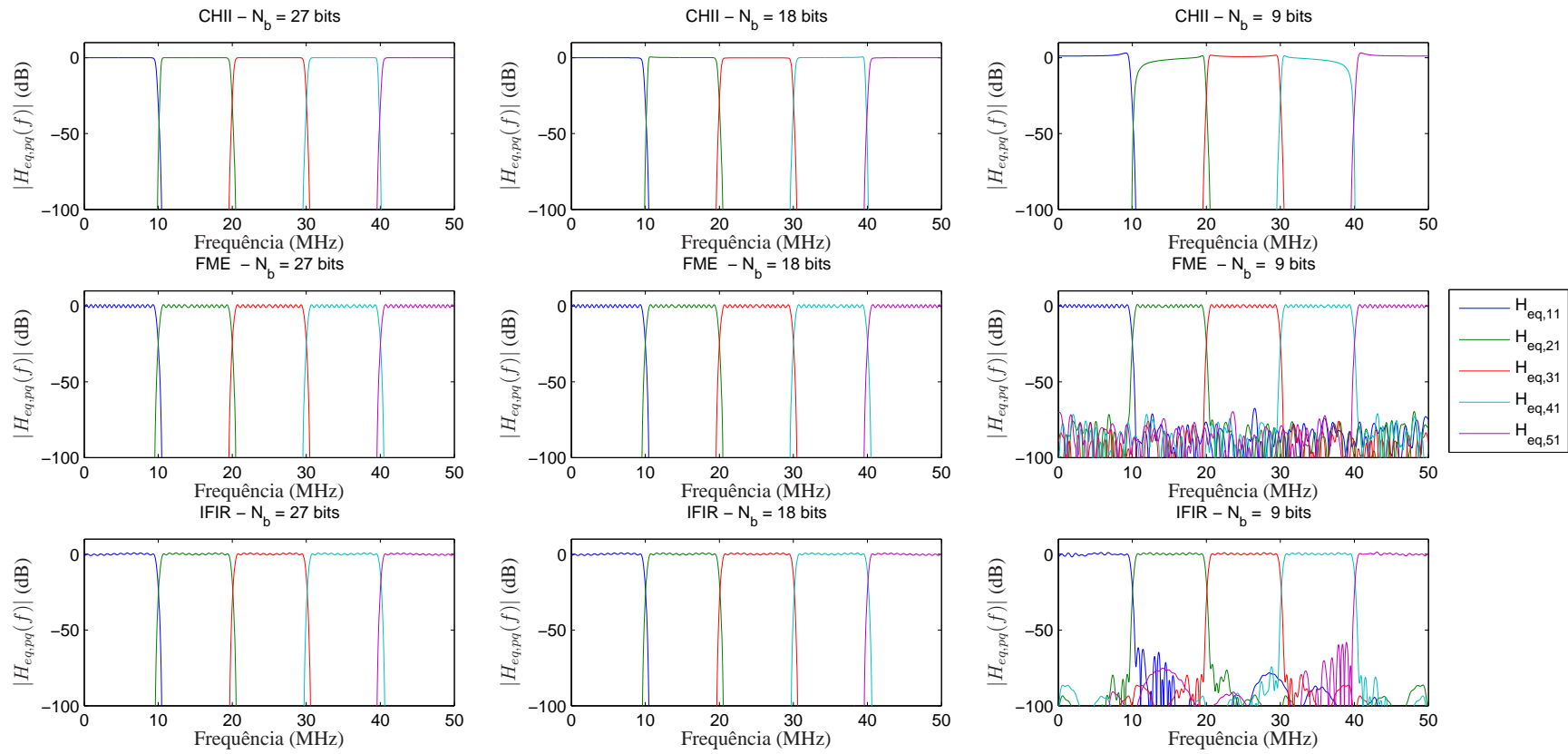


Figura 30 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal AWGN.



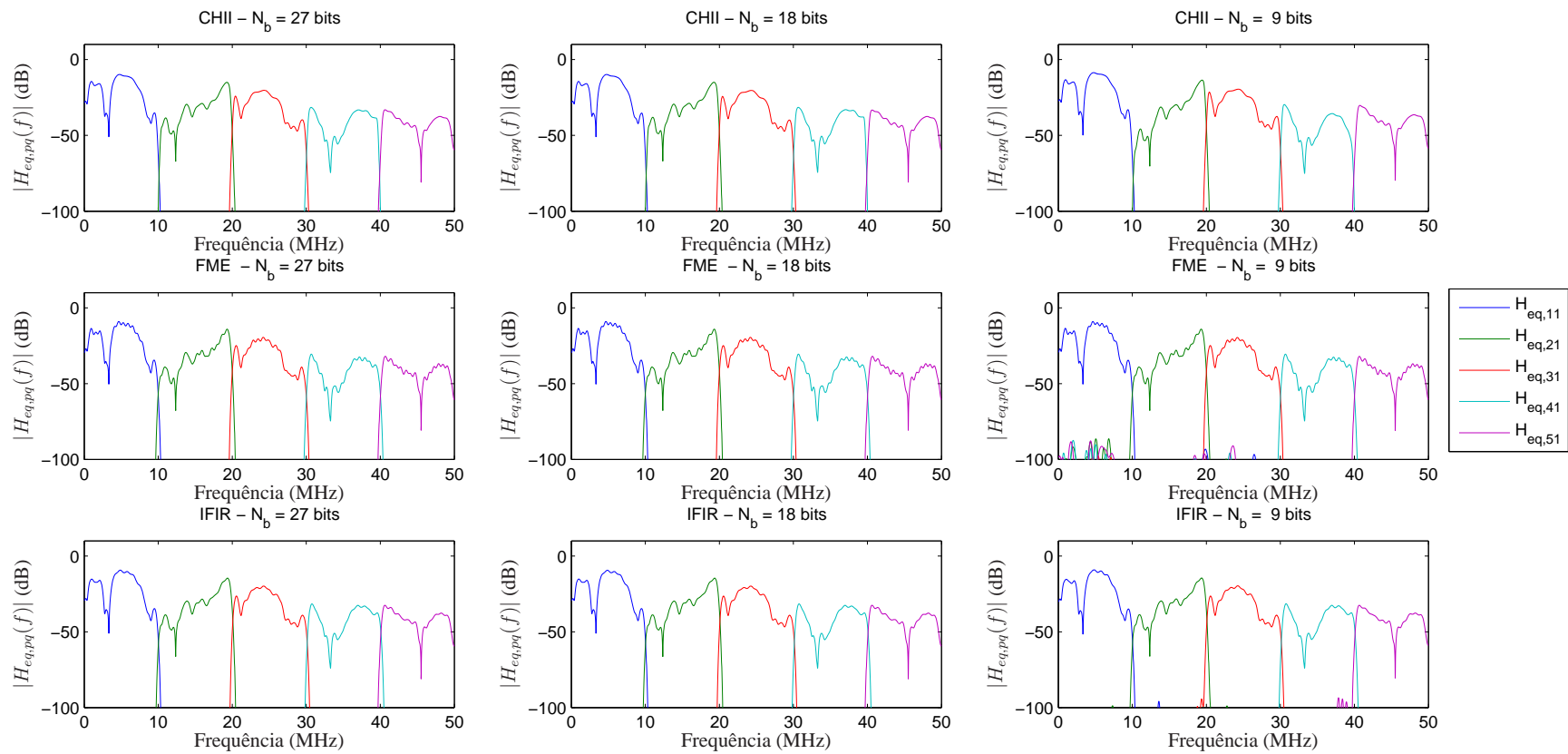


Figura 31 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal PLC *indoor*.

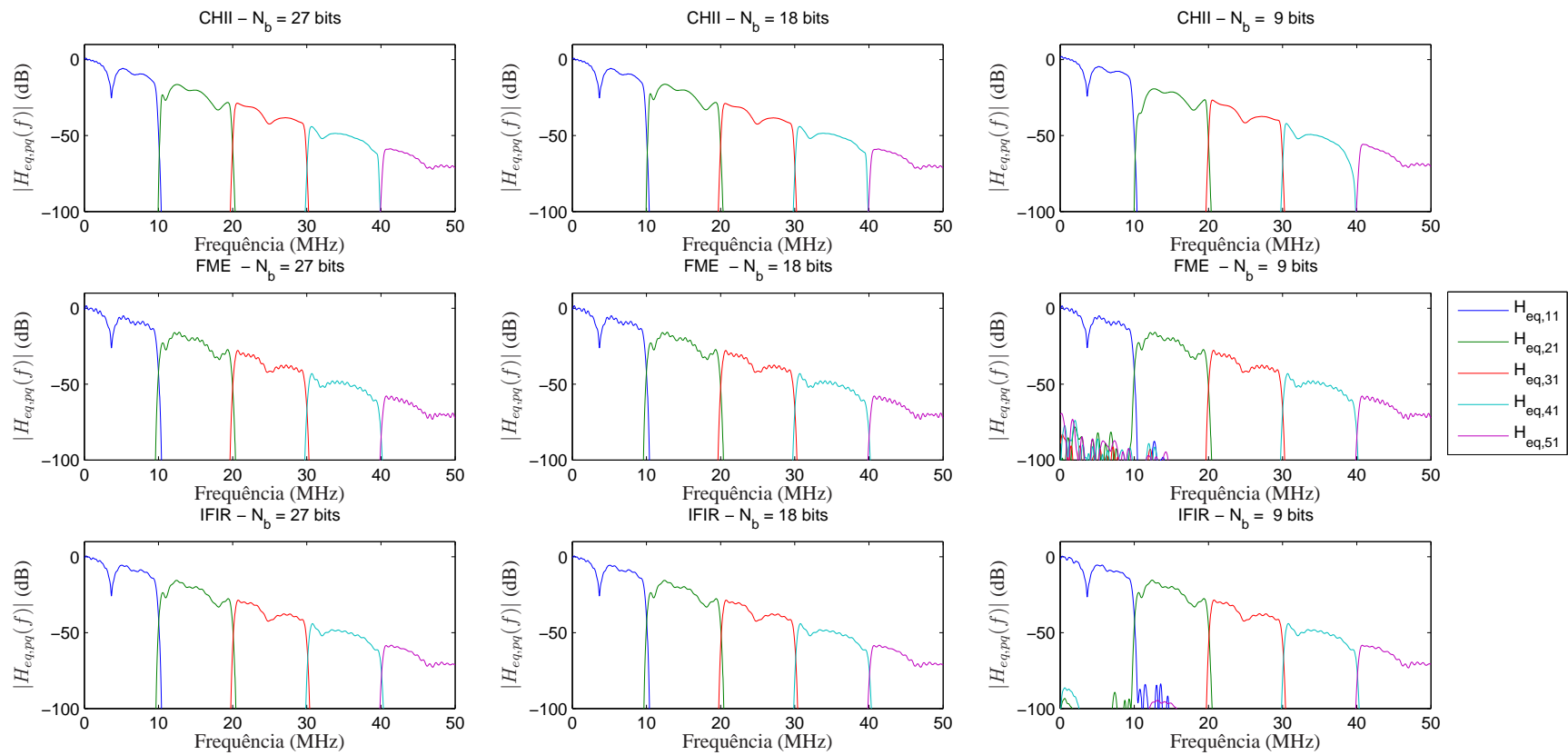


Figura 32 – Resposta em magnitude do canal equivalente associado aos filtros digitais quantizados junto ao canal PLC *outdoor*.

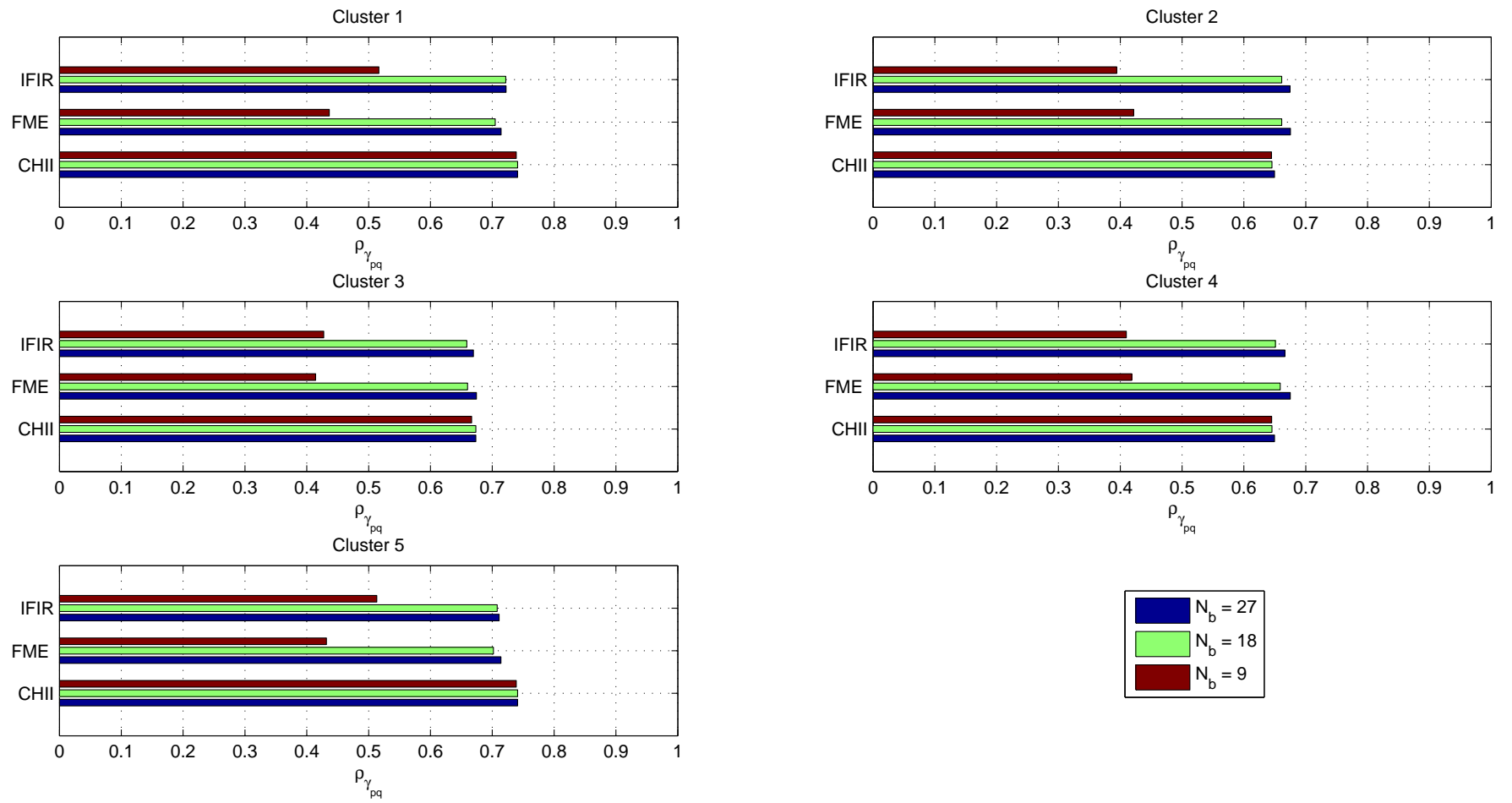


Figura 33 – Desempenho dos *clusters* do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal AWGN.

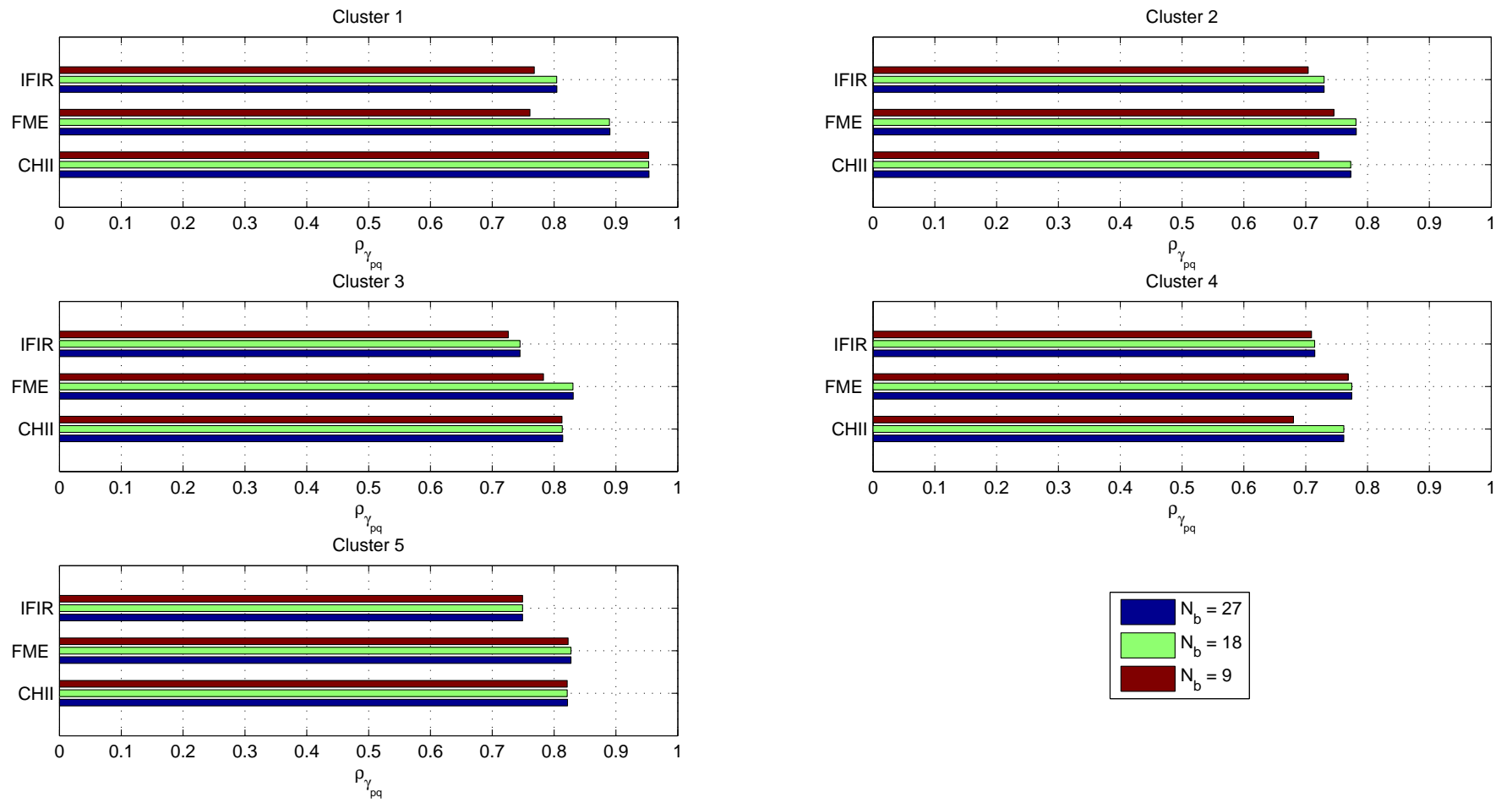


Figura 34 – Desempenho dos *clusters* do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal PLC *indoor*.

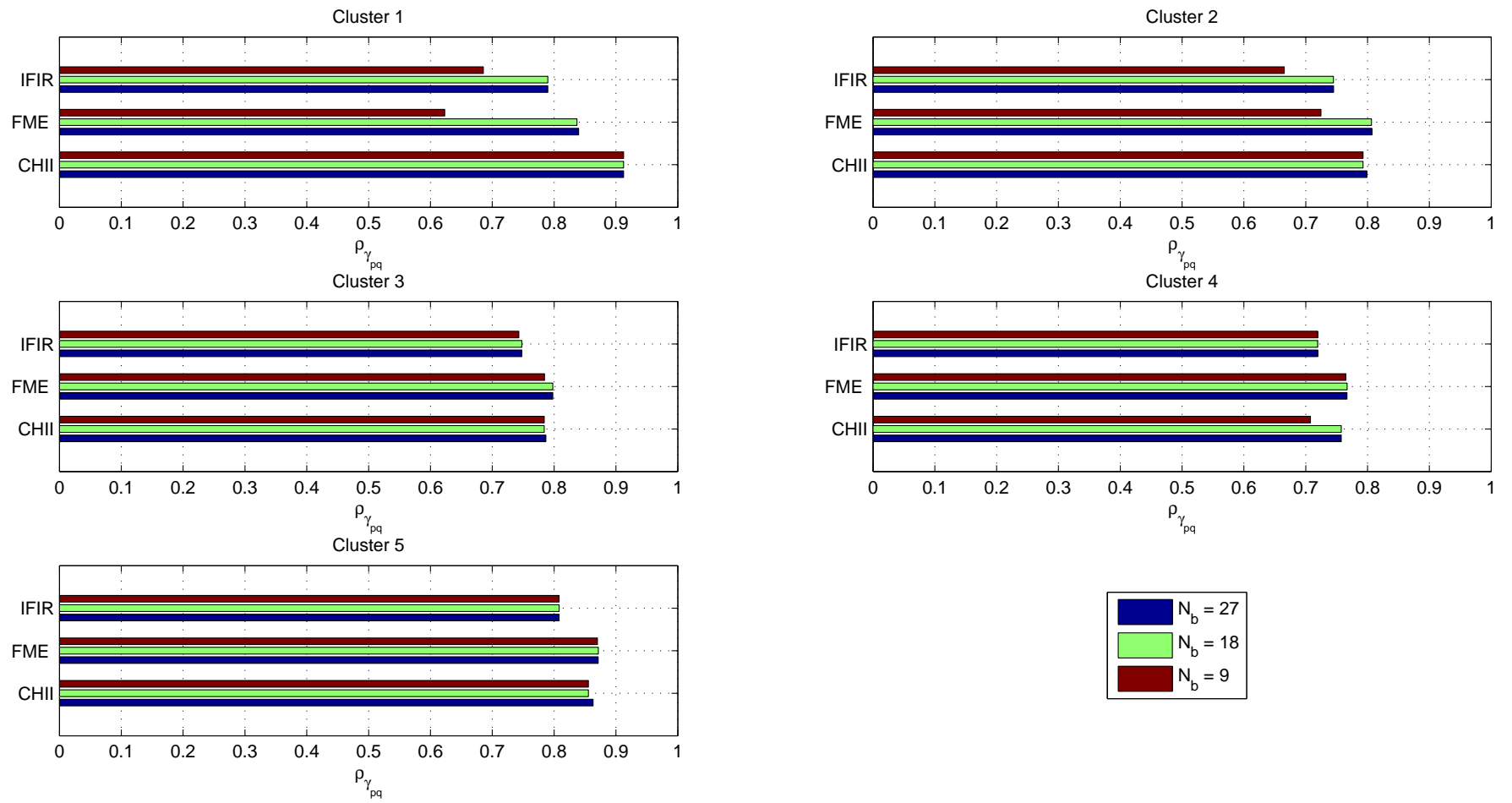


Figura 35 – Desempenho dos *clusters* do esquema *clustered* HS-OFDM em função da escolha do filtro digital quantizado submetido a um canal PLC *outdoor*.

## 5 CONCLUSÕES

Este trabalho investigou o uso de filtros digitais FIR e IIR para separar os sinais transmitidos através dos *clusters* do esquema *clustered*-OFDM voltado para sistemas PLC.

Nesse contexto, o Capítulo 2 apresentou uma breve revisão sobre PLC, ressaltando as particularidades dos canais PLC *indoor* e PLC *outdoor*, descrevendo os componentes do ruído encontrados em redes de energia elétrica. Além disso, esse capítulo brevemente discutiu o esquema *clustered*-OFDM, seu histórico, suas vantagens e resultados relacionados com a comunicação sem fio e PLC. Finalmente, o capítulo descreveu as especificações e os filtros digitais FIR e IIR analisados para separar os *clusters* do esquema *clustered*-OFDM e apresentou de forma sucinta uma revisão sobre representação dos coeficientes dos filtros digitais em precisão finita.

Já o Capítulo 3 se destacou-se por apresentar uma formulação matemática que permite quantificar o impacto da escolha dos filtros digitais para separar os *clusters* do esquema *clustered*-OFDM na direção de *downlink*. Essa formulação resulta numa equação que maximiza a vazão obtida pelo esquema *clustered*-OFDM em função da escolha dos filtros digitais. Isso é de grande relevância, posto que a maximização da vazão é função da banda de guarda existente entre os *clusters*, o comprimento da resposta ao impulso dos filtros e da relação sinal ruído no *cluster*.

Por outro lado, o Capítulo 4 detalhou as simulações computacionais e analisou os resultados de desempenho obtidos com o esquema *clustered*-OFDM quando canais AWGN, PLC *indoor* e PLC *outdoor* são considerados. A análise de desempenho contemplou tanto a precisão infinita, quanto a precisão finita. Considerando a precisão infinita, observou-se o seguinte:

- canal AWGN: todos os filtros digitais propiciaram uma mSNR próxima ao caso perfeito e, os que proporcionaram maior vazão, foram os que possuíram menor comprimento do canal equivalente. Notou-se também que os filtros digitais passa faixa, *clusters* 2 até 4, geraram uma queda na mSNR (relacionada as duas banda de guarda) de 10%, o que corresponde o dobro do que os *clusters* 1 e 5 apresentaram. Consequentemente, os *clusters* 2 a 4 possuíram uma queda na vazão de mais de 8% em comparação ao *clusters* 1 e 5.
- canal PLC *indoor*: comparando o canal PLC *indoor* ao canal AWGN, observou-se em todos os *clusters* uma menor perda de mSNR. Esse comportamento estava relacionado com o perfil da resposta em magnitude do canal PLC *indoor*, que atenuou os sinais da banda de rejeição dos filtros digitais em todos os *clusters*. A redução da mSNR no esquema *clustered* HS-OFDM submetido ao canal PLC *indoor* não foi significativa, consequentemente, a redução da vazão estava totalmente associada ao comprimento do prefixo cíclico e, portanto, o comprimento do canal equivalente. O *cluster* 1, se comparado aos demais *clusters*, foi o que possuiu menor perda de vazão, pois o comprimento do canal equi-

valente relacionado a qualquer filtro digital foi mais próximo ao comprimento do canal equivalente relacionado ao filtro digital perfeito.

- canal *outdoor*: comparando o esquema *clustered* HS-OFDM submetido ao canal PLC *indoor* e ao canal PLC *outdoor*, notou-se que o desempenho do esquema em função da escolha do filtro digital foi bem similar para os dois canais. O aumento de atenuação proporcional a frequência do canal PLC *outdoor* não alterou a vazão nem a mSNR em relação ao canal PLC *indoor*, logo os dois ambientes poderão utilizar o mesmo filtro digital. O perfil da resposta em magnitude do canal PLC *outdoor* também atenuou os sinais da banda de rejeição dos filtros digitais em todos os *clusters*, proporcionando uma elevada mSNR. A redução da vazão estava mais associada ao comprimento do prefixo cíclico e, conseqüentemente, ao comprimento do canal equivalente. Novamente o *cluster* 1, se comparado aos demais *clusters*, foi o que possui menor perda de vazão.

De uma forma geral, observou-se que o comprimento da resposta ao impulso do filtro, se comparado a mSNR, exerce uma maior influência na vazão do sistema PLC baseado no esquema *clustered*-OFDM, posto que a mSNR não varia de forma significativa entre os filtros digitais escolhidos. Os resultados mostraram que, dentre os filtros digitais analisados, o Chebychev tipo II, IFIR e fase mínima *equiripple* são os filtros digitais que proporcionam os melhores benefícios (maiores vazões e menores complexidades). O filtro digital IFIR foi o que demandou a menor quantidade de multiplicadores, porém o que proporcionou o menor desempenho de vazão (devido ao longo comprimento do filtro) dentre os três. Já o filtro digital FIR fase mínima *equiripple* proporcionou a maior vazão, apesar de demandar uma grande quantidade de multiplicadores. O filtro digital IIR Chebychev tipo II apresentou o melhor *trade-off* entre vazão e demanda de multiplicadores.

Já em relação a precisão finita, analisou-se o efeito da precisão finita associado aos filtros digitais que alcançaram os melhores desempenhos, considerando os três tipos de canais. Os resultados computacionais mostraram que o filtro digital IIR Chebychev tipo II quantizado proporciona a menor perda de vazão para esquema *clustered*-OFDM. Logo, diferentemente do apresentado no relatório do Projeto de P&D D420 [12], o filtro digital FIR *equiripple* não é aquele que proporciona os melhores benefícios para separar os *clusters* do esquema *clustered*-OFDM voltado para sistema PLC, mas sim o filtro digital IIR Chebychev tipo II.

Como propostas de trabalhos futuros, pode-se citar:

- implementar o filtro digital IIR Chebychev tipo II em FPGA e analisar o ganho de desempenho em relação ao protótipo do projeto P&D D420;
- Verificar o efeito da variação das especificações dos filtros digitais sobre o desempenho do esquema *clustered* OFDM;
- Incluir novos projetos de filtros digitais e avaliar os mesmos;

- Analisar a influência do perfil da atenuação da magnitude da resposta em frequência do filtro digital.



## REFERÊNCIAS

- [1] A. C. Pascalicchio, “Perspectiva econômica e modelo de negócio da tecnologia de telecomunicações nas redes de distribuição de energia elétrica no Brasil,” Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 2011.
- [2] E. S. Prazer, “IPv6 versus IPv4 características, instalação e compatibilidade,” Dissertação de Mestrado, Faculdade de Educação do Instituto Científico de Ensino Superior e Pesquisa, 2007.
- [3] A. A. M. Picorone, “Uma contribuição a estimação de canais PLC variantes no tempo utilizando sinais pilotos,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2009.
- [4] Q. Liu, B. Zhao, Y. Wang, J. Hue, “Experience of AMR system based on BPL in China,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 280-284, Mar. 2009.
- [5] H. C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury, T. G. Swart, *Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines*. John Wiley & Sons, 2010.
- [6] M. V. Ribeiro, G. R. Colen, F. P. V. Campos, Z. Quan, H. V. Poor, “Clustered-OFDM for power line communication: when can it be beneficial?,” *IET Communications*, vol. 8, no. 13, pp. 2336-2347, Set. 2014.
- [7] M. V. Ribeiro, F. P. V. Campos, G. R. Colen, H. V. Shettino, D. Fernandes, L. M. Sirmaco, V. Fernandes, “A novel power line communication system for outdoor electric power grids,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, pp. 228-233, Mar. 2015.
- [8] F. P. V. Campos, M. V. Ribeiro, “Performance analysis of clustered-OFDM system with bitloading algorithm for broadband PLC,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 345–350, Apr. 2008.
- [9] F. C. Pinto, F. S. O. Scoralick, F. P. V. Campos, Z. Quan, M. V. Ribeiro, “A low cost OFDM based modulation schemes for data communication in the passband frequency,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 424-429, Apr. 2011.
- [10] Cemig, “Pesquisa e desenvolvimento – P&D,” *Portal Cemig*, Dez. 2014. [Online]. Disponível em: [http://www.cemig.com.br/pt-br/A\\_Cemig\\_e\\_o\\_Futuro/inovacao/pesquisa\\_e\\_desenvolvimento/Paginas/pesquisa\\_e\\_desenvolvimento.aspx](http://www.cemig.com.br/pt-br/A_Cemig_e_o_Futuro/inovacao/pesquisa_e_desenvolvimento/Paginas/pesquisa_e_desenvolvimento.aspx)
- [11] ANATEL, “Parâmetros para a instalação, comercialização e utilização de serviços PLC ou sistemas de banda larga por meio de redes de energia elétrica,” Resolução n. 527/2009, de 13 de Abril de 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2009/101-resolucao-527#>
- [12] Projeto P&D D420 - Equipe Modem PLC - UFJF, *Relatório técnico final - especificações e descrição da camada PHY dos equipamentos modem e concentrador PLC*, Juiz de Fora, 2013, pp. 39.

- [13] F. P. V. Campos, “Análise de desempenho de sistema clustered-COFDM para a transmissão de dados via rede elétrica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2007.
- [14] H. A. Latchman, S. Katar, L. Yonge, A. Amarsingh, “High speed multimedia and smart energy PLC applications based on adaptations of homeplug AV,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 143-148, Mar. 2013.
- [15] M. Zimmerman, K. Dostert, “A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 45-51, Mar. 1999.
- [16] M. Zimmermann, K. Dostert, “An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 131-138, Apr. 2000.
- [17] M. S. Pereira, “Cooperative in-home power line communication: analyses based on a measurement campaign,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2015.
- [18] G. R. Colen, C. A. G. Marques, T. R. Oliveira, F. P. V. de Campos, M. V. Ribeiro, “Measurement setup for characterizing low-voltage and outdoor electric distribution grids for PLC systems,” in *Proc. Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America*, pp. 1-5, Apr. 2015.
- [19] E. A. Teixeira, F. S. Marques, S. G. de Araujo, E. M. de Souza, T. M. Johnson, M. V. Ribeiro. “Modeling and performance analysis of PLC channels with external interference in outdoor and indoor environments,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 222-227, Apr. 2008.
- [20] T. R. Oliveira, “The characterization of hybrid PLC-wireless and PLC channels in the frequency band between 1.7 and 100 MHz for data communication,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2015.
- [21] M. Zimmermann, K. Dostert, “A multipath model for the powerline channel,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, Apr. 2002.
- [22] H. Meng, Y. L. Guan, S. Chen, “Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 630–637, Apr. 2005.
- [23] T. Esmailian, F. R. Kschinschang, P. G. Gulak, “An in-building power line channel simulator,” in *Proc. Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America*, pp. 1-5, Mar. 2002.
- [24] T. R. Oliveira, “Caracterização de redes de energia elétrica como meio de transmissão de dados,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2010.
- [25] K. Dostert, *Power Line Communications*. Prentice Hall, 2001.
- [26] J. D. V. Payán, “In-home and low voltage channel characterization of non-cooperative and cooperative power line communication,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

- [27] A. S. Paula, "Um estudo comparativo entre os sistemas OFDM e SCCP," Dissertação de Mestrado, Escola politécnica da Universidade de São Paulo, 2010.
- [28] R. Dong, M. Ouzzif, S. Saoudi, "Opportunistic random-access scheme design for OFDMA-based indoor PLC networks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, pp. 2073-2081, Sep. 2012.
- [29] S. Ezzine, F. Abdelkefi, J. P. Cances, V. Meghdadi, A. Bouallegue, "Joint network coding and OFDMA based MAC-layer in PLC networks," in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 311-315, Apr. 2014.
- [30] H. Zou, S. Jagannathan, J. M. Cioffi, "Multiuser OFDMA resource allocation algorithms for in-home power-line communications," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1-5, Dec. 2008.
- [31] S. Gault, P. Ciblat, W. Hachem, "An OFDMA based modem for powerline communications over the low voltage distribution network," in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 42-46, Apr. 2015.
- [32] L. J. Cimini, B. Daneshrad, N. R. Sollenberger, "Clustered OFDM with transmitter diversity and coding," in *Proc. Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 703-707, Nov. 1996.
- [33] N. R. Sollenberger, J. L. Cimini, "Receiver structures for multiple access OFDM," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 468-472, May 1999.
- [34] Y. Li, N. R. Sollenberger, "Robust transforms for channel estimator in clustered OFDM for high rate wireless data," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 1, pp. 277-281, Jun. 2000.
- [35] B. Daneshrad, L. J. Cimini, M. Carloni, N. R. Sollenberger, "Performance and implementation of clustered-OFDM for wireless communications," *Mobile Networks and Applications*, vol. 2, pp. 305-314, Jul. 1997.
- [36] Y. G. Li, N. R. Sollenberger, "Clustered OFDM with channel estimation for high rate wireless data," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 12, pp. 2071-2076, Dec. 2001.
- [37] Y. Zhang, S. Cheng, "A novel multicarrier signal transmission system over multipath channel of low-voltage power line," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, pp. 1668-1672, Oct. 2004.
- [38] F. P. V. Campos, C. A. Duque, A. S. Cerqueira, M. V. Ribeiro, "Clustered-COFDM for broadband PLC systems," in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 216-221, Mar. 2007.
- [39] Y. Hujun, C. Santa, S. Alamouti, "OFDMA: A broadband wireless access technology," in *Proc. IEEE Sarnoff Symposium*, pp. 1-4, Mar. 2006.
- [40] Y. Xu, J. Weng, T. Le-Ngoc, "Group-orthogonal OFDMA in fast time-varying frequency-selective fading environments," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 488-492, Sep. 2004.

- [41] S. K. Wilson, P. Svedman, L. J. Cimini, "A pruning scheduler for multi-user clustered OFDM systems," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1048-1052, Sep. 2004.
- [42] Z. Hua, L. Ye, "Clustered OFDM with adaptive antenna arrays for interference suppression," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 2189-2197, Jan. 2005.
- [43] S. We, H. Wang, F. Cheng, Y. Chen, R. Han, "Research of cluster-OFDM system for underground coal mine PLCs," in *Proc. Second International Symposium on Intelligent Information Technology Application*, vol. 2, pp. 728-732, Dec. 2008.
- [44] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's and Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Pub, 1997.
- [45] S. K. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach*. McGraw-Hill Science, 2010.
- [46] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 2009.
- [47] P. S. R. Diniz, E. A. B. da Silva, e S. L. Netto, *Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas*. Bookman, 2014.
- [48] Y. Neuvo, C. Y. Dong, S. K. Mitra, "Interpolated finite impulse response filters," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Digital Signal Processing*, vol. 32, no. 3, pp. 563-570, Jul. 1984.
- [49] M. Jascula, "New windows family based on modified legendre polynomials," in *Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conference*, vol. 1, pp. 553-556, May 2002.
- [50] W. Lu, "Minimax design of FIR filters with low group delay using enhanced sequential quadratic programming," in *Proc. International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 3, pp. 117-20, May 2004.
- [51] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Prentice Hall, 1995.
- [52] N. N. Chit, J. S. Mason, "Design of minimum phase FIR digital filters," *IEE Proceedings G (Electronic Circuits and Systems)*, vol. 135, pp. 258-264, Dec. 1988.
- [53] A. Groth, H. G. Goekler, "Design of equiripple minimum phase FIR-filters," in *Proc. European Signal Processing Conference*, vol. 9, pp. 1-4, Set. 1998.
- [54] A. A. Eleti, A. R. Zerek, "FIR digital filter design by using windows method with MATLAB," in *Proc. International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering*, vol. 14, pp. 282-587, Dec. 2013.
- [55] A. Petraglia, "Fundamental frequency response bounds of direct-form recursive switched-capacitor filters with capacitance mismatch," *IEEE Transactions on Circuits and Systems Part II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 48, no. 4, pp. 340-350, Apr. 2001.
- [56] F. G. A. Neto, "Análise de filtros digitais implementados em aritmética de ponto fixo usando cadeias de Markov," *Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo*, 2011.

- [57] A. Fertner, M. Hyll, A. Orling, “Efficient computation of the DFT and IDFT in communication systems using discrete multitone modulation,” *Journal of Communications and Networks*, vol 1, pp. 86-88, Jun. 1999.
- [58] K. S. Al-Mawali, A. Z. Sadik, Z. M. Hussain, “Low complexity discrete bit-loading for OFDM systems with application in power line communications,” *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, vol. 4, pp. 372-376, jun. 2011.
- [59] A. A. M. Picorone, “Comunicação digital em canais PLC: técnicas de transmissão, detecção e caracterização de canais PLC outdoor brasileiros,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

## APÊNDICE A – Publicações

Segue lista de publicações durante o período de mestrado:

- M. V. Ribeiro, F. P. V. Campos, G. R. Colen, H. V. Schettino, D. Fernandes, L. M. Sirimaco, V. Fernandes, “A novel power line communication system for outdoor electric power grids,” in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, pp. 228-233, Mar. 2015.
- G. R. Colen, H. V. Schettino, D. Fernandes, L. M. Sirimaco, F. P. V. Campos, W. A. Finamore, H. A. Latchman, M. V. Ribeiro, “A temporal compressive resource allocation technique for complexity reduction in PLC transceivers,” *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 26, no. 5, pp. 760-771, May 2015.
- H. V. Schettino, M. V. Ribeiro, “A first discussion about digital filters for clustered-OFDM scheme in PLC systems,” in *Proc. Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pp. 1-4, Sep. 2015.

## APÊNDICE B – *Scripts* para Implementação dos Filtros Digitais

Segue *Scripts* em MATLAB utilizados para implementação dos filtros digitais:

- Filtros Digitais IIR

```
function [ ht ] = filtros_iir(P, fs, bg, Ap , As, ordem, tipo)
    for cluster = 1:P
        fc1=(fs/(2*P))*(cluster-1); %frequencia de corte 1
        fi1=fc1-bg/2; %frequencia inicial corte 1
        ff1=fc1+bg/2; %frequencia final corte 1
        fcn1=fc1/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
        fin1=fi1/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
        ffn1=ff1/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

        fc2=(fs/(2*P))*(cluster); %frequencia de corte 2
        fi2=fc2-bg/2; %frequencia inicial corte 2
        ff2=fc2+bg/2; %frequencia final corte 2
        fcn2=fc2/(fs/2); %frequencia de corte 2 normalizada
        fin2=fi2/(fs/2); %frequencia de inicial corte 2 normalizada
        ffn2=ff2/(fs/2); %frequencia de final corte 2 normalizada

        if cluster == 1
            d = fdesign.lowpass(fin2,ffn2,Ap,As);
            hd = design(d, tipo);
            filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
        elseif cluster == P
            d = fdesign.highpass(fin1,ffn1,As,Ap);
```

```

        hd = design(d, tipo);
        filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
    else
        d = fdesign.bandpass(fi1,ff1,fi2,ff2,As,Ap,As,fs);
        hd = design(d, tipo);
        filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
    end

    ht(cluster) = filtro(cluster).ht;
end
end
end

```

- Filtro Digital FIR *Equiripple*:

```

function [ ht ] = equiripple(P, fs, bg, Ap , As)

    for cluster = 1:P
        fc1=(fs/(2*P))*(cluster-1); %frequencia de corte 1
        fi1=fc1-bg/2; %frequencia inicial corte 1
        ff1=fc1+bg/2; %frequencia final corte 1
        fcn1=fc1/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
        fin1=fi1/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
        ffn1=ff1/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

        fc2=(fs/(2*P))*(cluster); %frequencia de corte 2
        fi2=fc2-bg/2; %frequencia inicial corte 2
        ff2=fc2+bg/2; %frequencia final corte 2
        fcn2=fc2/(fs/2); %frequencia de corte 2 normalizada
        fin2=fi2/(fs/2); %frequencia de inicial corte 2 normalizada
    end
end

```



```

ffn2=ff2/(fs/2); %frequencia de final corte 2 normalizada

if cluster == 1
    d = fdesign.lowpass(fin2,ffn2,Ap,As);
    hd = design(d, 'equiripple');
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
elseif cluster == P
    d = fdesign.highpass(fin1,ffn1,As,Ap);
    hd = design(d, 'equiripple');
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
else
    d = fdesign.bandpass(fil,ff1,fi2,ff2,As,Ap,As,fs);
    hd = design(d, 'equiripple');
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
end

ht(cluster) = filtro(cluster).ht;
end
end

```

- Filtro Digital FIR Fase Mínima *Equiripple*:

```

function [ ht ] = fase_minima_equiripple(P, fs, bg, Ap , As)

for cluster = 1:P
    fc1=(fs/(2*P))*(cluster-1); %frequencia de corte 1
    fil=fc1-bg/2; %frequencia inicial corte 1
    ff1=fc1+bg/2; %frequencia final corte 1

```

```

fcnl=fc1/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
finl=fi1/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
ffn1=ff1/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

fc2=(fs/(2*P))*(cluster); %frequencia de corte 2
fi2=fc2-bg/2; %frequencia inicial corte 2
ff2=fc2+bg/2; %frequencia final corte 2
fcn2=fc2/(fs/2); %frequencia de corte 2 normalizada
fin2=fi2/(fs/2); %frequencia de inicial corte 2 normalizada
ffn2=ff2/(fs/2); %frequencia de final corte 2 normalizada

if cluster == 1
    d = fdesign.lowpass(fin2,ffn2,Ap,As);
    hd = design(d,'equiripple','MinPhase',true);
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
elseif cluster == P
    d = fdesign.highpass(finl,ffn1,As,Ap);
    hd = design(d,'equiripple','MinPhase',true);
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
else
    d = fdesign.bandpass(fi1,ff1,fi2,ff2,As,Ap,As,fs);
    hd = design(d,'equiripple','MinPhase',true);
    filtro(cluster).ht = hd; %filtro passa baixa (tempo)
end

ht(cluster) = filtro(cluster).ht;

end
end

```

- Filtro Digital FIR Interpolado

```
function [ ht , hf, ordem] = interpolado(P, fs, bg, Ap , As, N, pf)

%0 a 10 MHz-----
As = As + 2;
fc=(fs/2)/P; %frequencia de corte
fi=fc-bg/2; %frequencia inicial
ff=fc+bg/2; %frequencia final
fcn=fc/(fs/2); %frequencia de corte normalizada
fin=fi/(fs/2); %frequencia de inicial normalizada
ffn=ff/(fs/2); %frequencia de final normalizada

d = fdesign.lowpass(fin,ffn,Ap,As);
hd = design(d,'ifir');
filtro(1).ht = cascade(ponto_fixo(hd.Stage(1),pf),ponto_fixo(hd.Stage(2),pf));
filtro(1).hf = abs(freqz(filtro(1).ht,5*N));
aux1 = cost(hd.Stage(1));
aux2 = cost(hd.Stage(2));
ordem(1) = aux1.NMult + aux2.NMult;

%PASSA FAIXA-----
As = As + 2;
fcg=5; %frequencia de corte
fig=fcg-bg/2; %frequencia inicial
ffg=fcg+bg/2; %frequencia final
fcng=fcg/(fs/2); %frequencia de corte normalizada
fing=fig/(fs/2); %frequencia de inicial normalizada
ffng=ffg/(fs/2); %frequencia de final normalizada
```

```

d = fdesign.lowpass(fing,ffng,Ap,As);
hd = design(d,'ifir');
hd = cascade(ponto_fixo(hd.Stage(1),pf),ponto_fixo(hd.Stage(2),pf));
htgp = hd.Stage(1).Numerator;
htgi = hd.Stage(2).Numerator;
htg = conv(htgp,htgi);

t = linspace(0,(1/(fs*10^6))*size(htg,2),size(htg,2));
for cluster = 2:P-1
    htcos = cos(2*pi*(((cluster-1)*10)+5)*10^6)*t);
    filtro(cluster).ht = hd;%2*htg.*htcos;
    aux1 = cost(hd.Stage(1));
    aux2 = cost(hd.Stage(2));
    ordem(cluster) = aux1.NMult + aux2.NMult;
    filtro(cluster).hf = abs(freqz(2*htg.*htcos,1,5*N));
end

%PASSA ALTA-----
fc=((fs/2)/P)*(P-1); %frequencia de corte 1
fi=fc-bg/2; %frequencia inicial corte 1
ff=fc+bg/2; %frequencia final corte 1
fcn=fc/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
fin=fi/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
ffn=ff/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

d = fdesign.highpass(fin,ffn,As,Ap);
hd = design(d,'ifir');
aux1 = cost(hd.Stage(1));
aux2 = cost(hd.Stage(2));

```

```

ordem(P) = aux1.NMult + aux2.NMult;
filtro(P).ht = cascade(ponto_fixo(hd.Stage(1),pf),ponto_fixo(hd.Stage(2),pf));
filtro(P).hf = abs(freqz(filtro(P).ht,5*N));

%-----
for cluster = 1:P
    ht(cluster) = filtro(cluster).ht;
    hf(:,cluster) = filtro(cluster).hf;
end
end

```

- Filtros Digitais FIR de Janela

```

function [ ht ] = filtros_FIR_janela(P, fs, bg, Ap , As, ordemMax, ordem, tipo)
    if ordem ~= 0
        ordem = ordem*2+1;
    end
    fftSize = 2000;
    freq = linspace(0, fs, fftSize);

    ordem_max_filtro = ordemMax; %limite maximo de ordem do filtro

    freq = linspace(0, fs, fftSize);

    %CLUSTER 1-----
    fc1=10; %frequencia de corte
    fil=fc1-bg/2; %frequencia inicia
    ff1=fc1+bg/2; %frequencia final
    fcnl=fc1/(fs/2); %frequencia de corte normalizada

```

```

finl=fil/(fs/2); %frequencia de inicial normalizada
ffn1=ffl/(fs/2); %frequencia de final normalizada

fim = 0;
sair = 0;
state = [0,0];
ultima_ordem = [0,0];
if ordem == 0
    M=3; %ordem inicial do filtro
    M = ceil(M); %arredonda a ordem do filtro para cima
    for indice_corte=1:fftSize
        if(freq(indice_corte)>=ffl)
            break;
        end
    end
end
while(fim == 0) % Descobrimo qual deve ser a ordem do filtro

    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
    elseif tipo == 'hamming'
        janela = hamming(M);
    elseif tipo == 'hann'
        janela = hann(M);
    elseif tipo == 'rectwin'
        janela = rectwin(M);
    end
end

```

```

ht1 = fir1(M - 1,fcnl,'low',janela); %filtro passa baixa (tempo)
hf1 = fft(ht1,fftSize); % filtro passa baixa (frequencia)

fim = 1;
for i=indice_corte:fftSize/2
    if(20*log10(abs(hf1(i))) > -As)
        fim = 0;
        break
    end
end
if(M < ordem_max_filtro)
    if(fim == 0)
        M = M + 2;
    end
else
    fim = 1;
    break;
end
end
else
M = ordem;
while sair == 0
    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
    elseif tipo == 'hamming'

```

```

        janela = hamming(M);
elseif tipo == 'hann'
        janela = hann(M);
elseif tipo == 'rectwin'
        janela = rectwin(M);
end

ht1 = fir1(M-1,fcn1,'low',janela);

if nnz(ht1) > ordem && ordem ~=0
    ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
    ultima_ordem(1) = nnz(ht1);
    state(2) = state(1);
    state(1) = -1;
    M = M - 2;
elseif nnz(ht1) < ordem && ordem ~=0
    ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
    ultima_ordem(1) = nnz(ht1);
    state(2) = state(1);
    state(1) = 1;
    M = M + 2;
end
if ((state(2) ~= state(1) && ~(state(2) == 0 || state(1) == 0)) || nnz(ht1) == ordem || ordem == 0)
if abs(ultima_ordem(2) - ordem) < abs(ultima_ordem(1) - ordem)
    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);

```



```

        elseif tipo == 'hamming'
            janela = hamming(M);
        elseif tipo == 'hann'
            janela = hann(M);
        elseif tipo == 'rectwin'
            janela = rectwin(M);
        end
        ht1 = fir1(M-1,fcnl,'low',janela);
    end
    sair = 1;
    state = [0,0];
    ultima_ordem = [0,0];
end
end
end
ht(1) =dfilt.dffir(ht1);

%PASSA FAIXA-----
for cluster = 2:P-1
    fc1=(fs/(2*P))*(cluster-1); %frequencia de corte 1
    fil=fc1-bg/2; %frequencia inicial corte 1
    ff1=fc1+bg/2; %frequencia final corte 1
    fcn1=fc1/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
    fin1=fil/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
    ffn1=ff1/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

    fc2=(fs/(2*P))*(cluster); %frequencia de corte 2
    fi2=fc2-bg/2; %frequencia inicial corte 2
    ff2=fc2+bg/2; %frequencia final corte 2
    fcn2=fc2/(fs/2); %frequencia de corte 2 normalizada

```

```

fin2=fi2/(fs/2); %frequencia de inicial corte 2 normalizada
ffn2=ff2/(fs/2); %frequencia de final corte 2 normalizada

fim = 0;
sair = 0;
if ordem == 0
    M=3; %ordem inicial do filtro
    M = ceil(M); %arredonda a ordem do filtro para cima
    for indice_corte=1:fftSize
        if(freq(indice_corte)>=fil)
            break;
        end
    end
    while(fim == 0) % Descobrindo qual deve ser a ordem do filtro

        if tipo == 'blackman'
            janela = blackman(M);
        elseif tipo == 'chebwin'
            janela = chebwin(M);
        elseif tipo == 'dolph'
            h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
        elseif tipo == 'hamming'
            janela = hamming(M);
        elseif tipo == 'hann'
            janela = hann(M);
        elseif tipo == 'rectwin'
            janela = rectwin(M);
        end

        htP = fir1(M-1,[fcn1 fcn2],'bandpass',janela); %Montando filtro passa faixa (tempo)
    end
end

```

```

hf = fft(htP,fftSize); % filtro passa baixa (frequencia)

fim = 1;
for i=1:indice_corte
    if(20*log10(abs(hf(i))) > -As)
        fim = 0;
        break
    end
end
if(M < ordem_max_filtro)
    if(fim == 0)
        M = M + 2;
    end
else
    fim = 1;
    break;
end
end
else
while sair == 0
    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
    elseif tipo == 'hamming'
        janela = hamming(M);
    elseif tipo == 'hann'
        janela = hann(M);

```

```

elseif tipo == 'rectwin'
    janela = rectwin(M);
end
htP = fir1(M-1,[fcn1 fcn2],'bandpass',janela); %Montando filtro passa faixa (tempo)

if nnz(htP) > ordem && ordem ~=0
    ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
    ultima_ordem(1) = nnz(htP);
    state(2) = state(1);
    state(1) = -1;
    M = M - 2;
elseif nnz(htP) < ordem && ordem ~=0
    ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
    ultima_ordem(1) = nnz(htP);
    state(2) = state(1);
    state(1) = 1;
    M = M + 2;
end
if ((state(2) ~= state(1) && ~(state(2) == 0 || state(1) == 0)) || nnz(htP) == ordem || ordem == 0)
    if abs(ultima_ordem(2) - ordem) < abs(ultima_ordem(1) - ordem)
        if tipo == 'blackman'
            janela = blackman(M);
        elseif tipo == 'chebwin'
            janela = chebwin(M);
        elseif tipo == 'dolph'
            h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
        elseif tipo == 'hamming'
            janela = hamming(M);
        elseif tipo == 'hann'
            janela = hann(M);
        end
    end
end

```

```

        elseif tipo == 'rectwin'
            janela = rectwin(M);
        end
        htP = fir1(M-1,[fcn1 fcn2],'bandpass',janela); %Montando filtro passa faixa (tempo)
    end
    sair = 1;
    state = [0,0];
    ultima_ordem = [0,0];
end
end
end
ht(cluster) =dfilt.dffir(htP);
end

%PASSA ALTA-----
fcP=40; %frequencia de corte 1
fiP=fcP-bg/2; %frequencia inicial corte 1
ffP=fcP+bg/2; %frequencia final corte 1
fcnP=fcP/(fs/2); %frequencia de corte 1 normalizada
finP=fiP/(fs/2); %frequencia de inicial corte 1 normalizada
ffnP=ffP/(fs/2); %frequencia de final corte 1 normalizada

fim = 0;
sair = 0;
if ordem == 0
    M=3; %ordem inicial do filtro
    M = ceil(M); %arredonda a ordem do filtro para cima
    for indice_corte=1:fftSize
        if(freq(indice_corte)>=fiP)
            break;

```

```

    end
end
while(fim == 0) % Descobrindo qual deve ser a ordem do filtro

    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
    elseif tipo == 'hamming'
        janela = hamming(M);
    elseif tipo == 'hann'
        janela = hann(M);
    elseif tipo == 'rectwin'
        janela = rectwin(M);
    end
    htP = fir1(M-1,fcnP, 'high', janela);
    hf = fft(htP,fftSize); % filtro passa baixa (frequencia)

    fim = 1;
    for i=1:indice_corte
        if(20*log10(abs(hf(i))) > -As)
            fim = 0;
            break
        end
    end
end
if(M < ordem_max_filtro)
    if(fim == 0)
        M = M + 2;
    end
end

```

```

        end
    else
        fim = 1;
        break;
    end
end
else
while sair == 0
    if tipo == 'blackman'
        janela = blackman(M);
    elseif tipo == 'chebwin'
        janela = chebwin(M);
    elseif tipo == 'dolph'
        h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
    elseif tipo == 'hamming'
        janela = hamming(M);
    elseif tipo == 'hann'
        janela = hann(M);
    elseif tipo == 'rectwin'
        janela = rectwin(M);
    end
    htP = fir1(M-1,fcnP,'high',janela); %filtro passa baixa (tempo)

    if nnz(htP) > ordem && ordem ~=0
        ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
        ultima_ordem(1) = nnz(htP);
        state(2) = state(1);
        state(1) = -1;
        M = M - 2;
    elseif nnz(htP) < ordem && ordem ~=0

```

```

        ultima_ordem(2) = ultima_ordem(1);
        ultima_ordem(1) = nnz(htP);
        state(2) = state (1);
        state(1) = 1;
        M = M + 2;
    end
    if ((state(2) ~= state(1) && ~(state(2) == 0 || state(1) == 0)) || nnz(htP) == ordem || ordem == 0)
        if abs(ultima_ordem(2) - ordem) < abs(ultima_ordem(1) - ordem)
            if tipo == 'blackman'
                janela = blackman(M);
            elseif tipo == 'chebwin'
                janela = chebwin(M);
            elseif tipo == 'dolph'
                h = sigwin.chebwin(M,As); janela = generate(h);
            elseif tipo == 'hamming'
                janela = hamming(M);
            elseif tipo == 'hann'
                janela = hann(M);
            elseif tipo == 'rectwin'
                janela = rectwin(M);
            end
            htP = fir1(M-1,fcnP,'high',janela); %filtro passa baixa (tempo)
        end
        sair = 1;
        state = [0,0];
        ultima_ordem = [0,0];
    end
end
end
ht(P) =dfilt.dffir(htP);

```



|end