

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JAIR ADRIANO LIMA SILVA

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA COFDM PARA  
COMUNICAÇÃO VIA REDE ELÉTRICA

VITÓRIA  
2006

**JAIR ADRIANO LIMA SILVA**

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA COFDM PARA  
COMUNICAÇÃO VIA REDE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Automação.

Orientadores: Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto, Prof. Dr. Evandro Ottoni Teatini Salles

VITÓRIA

2006

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

S586a Silva, Jair Adriano Lima, 1977-  
Análise de desempenho de um sistema COFDM para comunicação  
via rede elétrica / Jair Adriano Lima Silva. – 2006.  
119 f. : il.

Orientadores: Marcelo Eduardo Vieira Segatto e Evandro Ottoni  
Teatini Salles.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo,  
Centro Tecnológico.

1. Multiplexação. 2. Teoria da codificação. 3. Telecomunicações . 4.  
Ruídos. I. Segatto, Marcelo Eduardo Vieira. II. Salles, Evandro Ottoni  
Teatini. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico.  
IV. Título.

CDU: 621.3

---

**JAIR ADRIANO LIMA SILVA**

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA COFDM PARA  
COMUNICAÇÃO VIA REDE ELÉTRICA**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica - Automação.

Aprovada em 22/05/2006.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

---

Prof. Dr. Evandro Ottoni Teatini Salles  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Co-orientador

---

Prof. Dr. Rodrigo Varejão Andreão  
Universidade Federal do Espírito Santo

---

Prof. Dr. Jugurta Rosa Montalvão Filho  
Universidade Federal do Sergipe

*Dedico esta dissertação à toda a minha família - em especial para os meus pais Domingos João Silva e Joana Baptista Lima e irmãos Lima Silva - responsáveis pelo encorajamento necessário à superação das dificuldades encontradas ao longo deste trabalho. Similar dedicatória vai para a minha companheira Vanessa Cristina, a fonte de paciência, carinho e amor.*

# *Agradecimentos*

Dedico meus sinceros agradecimentos:

– aos professores doutores e meus orientadores Marcelo Eduardo Oliveira Segatto e Evandro Ottoni Teatini Salles pelas orientações precisas e objetivas em diversos momentos de incertezas. Obrigado pela paciência que ambos dispuseram em me aturar desde a graduação e, enfim, pelo incentivo e confiança em meu trabalho;

– ao Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq) pela bolsa de estudos concedida durante todo o período em que me dediquei a este trabalho;

– à equipe do Labtel (Laboratório de Telecomunicações) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES, pela amizade, companheirismo, cumplicidade e espírito de grupo sempre presente;

– aos professores Moisés Ribeiro e Rodrigo Varejão por compartilharem parte valiosa de seus conhecimentos, os quais foram fundamentais para esta dissertação.

– aos amigos Tonny Matos e Klaus Fabian pelas valiosas contribuições e principalmente, imprescindíveis à conclusão deste trabalho;

– aos amigos Caboverdianos aqui radicados. Obrigado pelos momentos de diversão e integração vivenciados.

– aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES, que contribuíram com seus valiosos conhecimentos;

– À Vanessa Cristina pela paciência, compreensão e companheirismo.

*“Lave a sua mente na água viva da confiança em Deus e caminhe”  
Pelo Espírito André Luiz e psicografado por Francisco Cândido Xavier.*

# *Resumo*

A popularização da Internet demanda por tecnologias de acesso que barateiam a instalação e provisão de seus serviços. A tecnologia PLC (*Power Line Communication*) é uma alternativa que dispõe de infra-estrutura universalmente pronta, uma vez que utiliza a rede de distribuição de energia elétrica como meio de comunicação. Por outro lado, a sua hostilidade perante a transmissão de dados requer o conhecimento detalhado de propriedades relacionadas à função de transferência e ao cenário dos ruídos intrínsecos, para a consignação do adequado sistema de comunicação. Esta dissertação de mestrado investiga a comunicação multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em um canal PLC de acesso e um canal medido em uma rede montada para fins de implantação de uma rede doméstica. Além disso, é realizada uma análise comparativa em termos de taxa de erro de bits BER (*Bit Error Rate*) e relação de potência de sinal e potência de ruído SNR (*Signal to Noise Ratio*) entre o sistema OFDM e o COFDM (*Coded-OFDM*) de modulação codificada em treliça TCM (*Trellis Coded Modulation*), proposto para a correção de ruídos impulsivos medidos em redes domésticas. Por fim, é avaliado o desempenho de um simples equalizador de um tap aplicado no sistema multiportadora para resolução de problemas de atenuação e multipercurso dos canais PLC usados. As simulações realizadas ilustraram ganhos na SNR de até 8 dB para os sistemas OFDM que conjugaram a codificação TCM e equalização de um atraso.



# *Abstract*

The Internet popularization demands for inexpensive installation and provision of the access technologies and services. Power Line Communication (PLC) technology is a promising alternative since it uses the existing infrastructure of the distribution power network as a high-speed data channel. In order to implement advanced communication systems over hostile PLC channels, complete knowledge of its transfer function and its intrinsic noises are required. This thesis analyzes multicarrier Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) communication systems for Internet access and home networking over both outdoor and indoor power line channel models. A trellis coded modulation OFDM (COFDM) system is proposed and its performance is compared with the classic OFDM system in terms of Bit Error Rate (BER) versus Signal-to-Noise Rate (SNR). A particular indoor power distribution system was built in order to obtain the transfer function and noise used in the simulations. Simulation results had shown coding gains up to 8 dB at  $10^{-6}$  BER in COFDM with one tap equalizer.

# *Sumário*

## Lista de Figuras

## Lista de Tabelas

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>21</b>
1.1	Estado da Arte . . . . .	22
1.2	Modulação OFDM no Canal PLC . . . . .	23
1.3	Objetivo Geral . . . . .	24
1.4	Objetivo Específico . . . . .	24
1.5	Contribuições . . . . .	25
1.6	Lista de Publicações . . . . .	25
<b>2</b>	<b>Comunicação via Rede Elétrica</b>	<b>27</b>
2.1	Histórico . . . . .	28
2.2	Topologia . . . . .	29
2.2.1	Rede de Acesso . . . . .	31
2.2.2	Rede de Comunicação Interna . . . . .	33
2.3	Caracterização do Canal PLC . . . . .	34
2.3.1	Modelagem da Função de Transferência . . . . .	34
2.3.1.1	Rede de Acesso . . . . .	35
2.3.1.2	Rede Interna . . . . .	41
2.3.2	Ruídos no Canal . . . . .	43
2.3.2.1	Cargas Geradoras de Ruídos . . . . .	43

2.3.2.2	Classificação dos Ruídos . . . . .	44
2.3.2.3	Análise dos Ruídos Medidos . . . . .	45
<b>3</b>	<b>Modulação Multiportadora</b>	<b>48</b>
3.1	Histórico . . . . .	48
3.2	Concepção Básica . . . . .	50
3.3	Configuração do Sistema Multiportadora . . . . .	51
3.3.1	Modelo de Transmissão . . . . .	52
3.3.2	Modelo de Recepção . . . . .	54
3.4	A Multiplexação OFDM . . . . .	55
3.4.1	Transmissor OFDM . . . . .	56
3.4.2	Receptor OFDM . . . . .	59
3.4.3	Extensão Cíclica . . . . .	60
3.5	Desafios da Modulação Multiportadora . . . . .	62
3.5.1	Razão Potência de Pico e Potência Média do Sinal . . . . .	64
3.5.2	Desvio de Frequência . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Modulação Codificada por Treliça</b>	<b>67</b>
4.1	Partição de Conjunto . . . . .	69
4.2	Estrutura do Codificador Convolutacional . . . . .	71
4.3	O Codificador TCM . . . . .	73
4.4	O Decodificador TCM . . . . .	79
<b>5</b>	<b>Análise de Desempenho</b>	<b>80</b>
5.1	Metodologia . . . . .	80
5.1.1	Parâmetros dos sistemas . . . . .	82
5.1.1.1	Canal AWGN . . . . .	82
5.1.1.2	Canal PLC . . . . .	83

5.1.1.3	Sistema COFDM proposto . . . . .	85
5.2	Resultados . . . . .	87
5.2.1	Canal AWGN . . . . .	87
5.2.2	Canal PLC . . . . .	91
5.2.2.1	Ruídos do Canal PLC . . . . .	91
5.2.2.2	Canal PLC Externo . . . . .	94
5.2.2.3	Canal PLC Interno . . . . .	98
5.3	Comentários . . . . .	102
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>104</b>
	<b>Referências</b>	<b>106</b>
	<b>Apêndice A - Parâmetros dos Canais Referência</b>	<b>110</b>
	<b>Apêndice B - Ruídos Impulsivos Medidos</b>	<b>111</b>
	<b>Apêndice C - Ortogonalidade das Subportadoras Sobrepostas</b>	<b>114</b>
	<b>Apêndice D - Descrição Matemática do sinal OFDM real na saída da IFDT117</b>	<b>117</b>
	<b>Apêndice E - Cálculo do Máximo PAR</b>	<b>119</b>

# *Lista de Figuras*

1	Topologia típica de uma rede PLC. . . . .	30
2	Topologia típica de uma rede de acesso. . . . .	32
3	Topologia típica de uma rede interna via tecnologia PLC. . . . .	33
4	Propagação com multipercurso em um cabo contendo apenas uma derivação. . . . .	35
5	Estrutura Básica do Modelo de canal para comunicação sem fio. . . . .	36
6	Multipercurso e Atenuação de um canal PLC. . . . .	38
7	Magnitude e fase da função de transferência do canal da Figura 4 com as dimensões listadas na tabela 2. . . . .	39
8	Resposta impulsiva obtida através da transformada de Fourier inversa da resposta em frequência simulada da Figura 7 . . . . .	40
9	Resposta em frequência e impulsiva de três referências de canais PLC modelados a partir de suas medições. Os parâmetros extraídos nas respostas para o modelo são relatados no Apêndice A. . . . .	40
10	Topologia física da rede para testes construída para fins de medição da resposta em frequência e de captura de ruídos inerentes ao canal PLC. . . . .	41
11	Esquema de ligação para medição da resposta em frequência da rede de testes. . . . .	42
12	Respostas em frequência e impulsiva medidas na rede de testes para as derivações da Figura 10 mantidas em aberto, ou seja, sem cargas ligadas. . . . .	42
13	Esquema de ligação para medição de ruído na rede PLC. . . . .	46
14	Ruídos de fundo medidos nas redes de testes e CT2 respectivamente. . . . .	46
15	Ruídos impulsivos medidos. . . . .	47
16	Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora. . . . .	50
17	Divisão do espectro de frequências em $N$ subcanais . . . . .	51

18	Configuração de um transmissor multiportadora. . . . .	52
19	Configuração de um receptor multiportadora. . . . .	54
20	Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras. . . . .	56
21	Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada. . .	58
22	Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 21 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro <i>Butterworth</i> de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central $f \approx 91$ MHz. . . . .	58
23	Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria <i>hermitiana</i> pois se considerou $N = \frac{L}{2}$ subsímbolos OFDM na entrada do bloco <i>Demap</i> . . . . .	60
24	Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI. . . . .	61
25	Sistema OFDM básico. . . . .	63
26	Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em $\Delta_f$ (sem ICI) e espaçadas em $\Delta_f + \delta_f$ (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais. . . . .	65
27	Degradação na SNR devido ao desvio de frequência para $\Delta_f = 312.5KHz$ . . . . .	66
28	Particionamento 8-PSK. . . . .	70
29	Particionamento 16-QAM. . . . .	70
30	Representação canônica do codificador sistemático e recursivo. A taxa de codificação é $R_c = \frac{k}{k+1}$ . . . . .	71
31	Codificador recursivo sistemático com $R_c = \frac{2}{3}$ . . . . .	72
32	Codificador TCM com $R_c = \frac{k}{k+1}$ e mapeamento natural de símbolos. . . . .	73

33	Codificador e treliça TCM com $R_c = \frac{2}{3}$ , mapeamento natural 8-PSK e ganho assintótico aproximadamente igual a 3 dB. . . . .	74
34	Codificador e treliça TCM com $R_c = \frac{2}{3}$ , mapeamento natural 8-PSK e ganho assintótico aproximadamente igual a 3.6 dB. . . . .	77
35	Códigos TCM ótimos para mapeamentos PSK e QAM. . . . .	78
36	Sistema de Comunicação OFDM implementado. . . . .	81
37	Canal AWGN. . . . .	82
38	Canal PLC. . . . .	83
39	Parâmetros projetados para a simulação do sistema OFDM nos canais PLC interno e externo. . . . .	84
40	Sistema COFDM sugerido. . . . .	85
41	Codificadores TCM utilizados nas simulações. . . . .	86
42	BER x SNR teórico e simulado do sistema OFDM com os mapeamentos BPSK, 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM para o canal AWGN. . . . .	87
43	Diagrama de constelação dos símbolos transmitidos e recebidos. . . . .	88
44	Espectros do sinal OFDM transmitido e recebido, para comunicação em canal AWGN, mapeamento 8-PSK e $SNR = 0$ dB. . . . .	89
45	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 4-QAM nas subportadoras. . . . .	90
46	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 8-PSK nas subportadoras. . . . .	90
47	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 16-QAM nas subportadoras. . . . .	91
48	Ruído PLC = ruído de fundo + ruído impulsivo. Os ruídos considerados encontram-se nas Figuras 14 e 15, e foram obtidos nas redes PLC de testes e CT2. . . . .	92
49	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras. . . . .	92

50	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras. . . . .	93
51	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras. . . . .	93
52	Resposta em frequência e resposta impulsiva da rede de acesso simulada. . .	94
53	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras. . .	95
54	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras. . . .	95
55	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras. . .	96
56	Sistema COFDM equalizado por um equalizador de um atraso ( <i>one tap Equalizer</i> ). . . . .	97
57	Comparação dos símbolos nos sistemas sem e com equalização para SNR igual a 40 dB. . . . .	97
58	Espectros em banda base dos sinais OFDM transmitido, recebido sem equalizar e recebido mas equalizado, para comunicação em canal PLC com ruídos, mapeamento 16-QAM e $SNR = 40$ dB. . . . .	98
59	Respostas em frequência e impulsiva da rede PLC interna. . . . .	98
60	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras. . . . .	99
61	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras. . . . .	99
62	Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras. . . . .	100
63	Comparação dos símbolos nos sistemas sem e com codificação para SNR igual a 40 dB. . . . .	101



64	Espectros em banda base dos sinais OFDM transmitido, recebido equalizado e sem codificar e recebido equalizado e codificado, para comunicação em canal PLC interno com ruídos, mapeamento 16-QAM e $SNR = 40$ dB.	101
65	Ruídos impulsivos medidos na rede de testes da Figura 10.	111
66	Ruídos impulsivos medidos na rede CT2.	112
67	Ruídos impulsivos medidos em uma estação de tratamento de esgoto.	113
68	Sobreposição espectral. Observe que a largura de banda de cada subcanal diminui 50% com a sobreposição. $\Delta_f = \frac{1}{T_N} = B_N$ .	115

## *Lista de Tabelas*

1	Parâmetros do modelo de resposta em frequência para o canal PLC. . . . .	38
2	Dimensões dos parâmetros do modelo de resposta em frequência. . . . .	39
3	Amplitude e duração de ruídos gerados por alguns equipamentos eletro- eletrônicos. . . . .	44
4	Canal 1 (100 m e nenhuma derivação). . . . .	110
5	Canal 2 (110 m e 6 derivações). . . . .	110
6	Canal 3 (Rede Irregular e muitas derivações). . . . .	110

# *Lista de Síglas*

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AM	Amplitude Modulation
ARMA	Automatic Meter Reading Association
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive Withe Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
COFDM	Coded OFDM
CP	Cyclic Prefix
CTP	Carrier Transmission over Powerlines
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DS2	Design of Systems on Silicon
DVB	Digital Video Broadcasting
EIA	Electronics Industry Association
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency shift keying
GPIB	General Purpose Interface Bus
HDSL	High Rate Digital Subscriber Line
ICI	Interchannel-Inteference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier transform
ISI	Intersymbol-Interference
ISPLC	International Symposium on Power-Line Communications
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
O-QAM	Offset QAM
PAR	Peak to Average power Ratio
PLC	Power Line Communications
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary PSK
RCS	Ripple Carrier Signaling
SNR	Signal to Noise Ratio
TCM	Trellis Code Modulation
TDM	Time Division Multiplexing
WLAN	Wireless Local Area Network

# 1 *Introdução*

A liberalização do mercado de telecomunicações em 1988 revelou ao mundo o significado da abreviatura Internet. Auxiliado pelo crescente desenvolvimento dos serviços providos pelas telefonias fixa e móvel, a rede mundial de computadores modificou os hábitos da população em geral e a filosofia de trabalho das empresas.

Trocas de informações - transações financeiras, compra e venda de produtos, conversações em tempo real - despertou o mercado financeiro das empresas de tecnologia para o investimento em pesquisas relacionadas ao desenvolvimento das tecnologias abrangentes. O alto preço pago ao acesso à Internet e a necessidade cada vez maior em prover serviços com mais velocidade e qualidade condicionou o rumo de diversas investigações científicas em todo o mundo. Aliar baixo preço a altas taxas de transmissão constituiu-se no grande objetivo dos pesquisadores tanto na disposição de dados provenientes da rede mundial de computadores, quanto na concepção das famosas redes domésticas inteligentes.

Com a linha telefônica como meio de comunicação, a normatizada ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) surgiu no início do século 21 como a revolucionária tecnologia de ultima milha (*last mile*). As redes locais sem fio desenvolveram-se de forma paralela, tornando-se a escolha para comunicações internas (*indoor*). A interoperabilidade para a extensão ou conexão destas milhas continua até hoje estimulando as investigações. Por outro lado, a transmissão de dados via rede elétrica, conhecida como tecnologia PLC (*Power Line Communications*), vem chamando a atenção de pesquisadores devido aos seguintes destaques:

- Custo de instalação inexistente, haja vista a pronta infra-estrutura de cabeamento em praticamente todas as cidades do mundo.
- Diversos pontos de acesso em uma rede interna.
- Alta taxa de transmissão de dados.
- Extensão de pontos de telefonia.

- Integração de sistemas como a combinação dos serviços de acesso com as habilidades das redes internas (*in-home network*).
- Automação, controle e supervisão de equipamentos de segurança e eletro-eletrônicos.

Entretanto, o fato do canal de comunicação ser inicialmente designada à transmissão de energia faz com que a tecnologia PLC seja questionada quanto à qualidade de serviço. De fato, as freqüentes variações de impedância e atenuação provocadas por inserção e remoção de cargas na rede elétrica, a topologia que o caracteriza como um canal com multipercurso e o acoplamento de sinal são motivos que contestam a confiabilidade da tecnologia.

Para que a rede elétrica possa servir de meio comunicação confiável a altas taxas de transferência, robustas técnicas de transmissão, como por exemplo a multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), devem ser utilizadas e conjugadas à codificadores corretores de erros, esquemas de sincronismo, equalização e modulação adaptativa, os quais melhoram o desempenho do sistema de comunicação em tais canais.

## 1.1 Estado da Arte

A normatização é talvez a maior carência da tecnologia de transmissão de dados pela rede elétrica. A antiga CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*) é um tanto ou quanto conservadora para as finalidades exigidas hoje em dia, dada a baixa taxa de transferência adquirida na banda de frequências entre 3 e 148.5 kHz (DOSTERT, 2001). Os atrativos oferecidos pelas soluções comerciais de acesso digital em banda larga fazem com que os atuais sistemas de telecomunicações demandem por taxas de dados em torno de dezenas a centenas de mega bits por segundo (Mbps) em faixas acima de 1 MHz.

Problemas relativos à comunicação em um canal PLC <sup>1</sup>, tais como a diferente topologia, multipercurso, descasamento de impedância, ruídos impulsivos, escolha do esquema de modulação e principalmente os aspectos relacionados à radiação eletromagnética, mobilizam as organizações reguladoras na designação de um padrão de transmissão para a tecnologia PLC. A parceria CENELEC/ETSI (*European Telecommunication Standards Institute*) na Europa e as associações e institutos no Estados Unidos da América como a EIA (*Electronics Industry Association*), a IEEE (*Institute of Electrical and Electronics*

---

<sup>1</sup>Canal que utiliza a rede de distribuição de energia elétrica como meio de comunicação.

*Engineers*) e a ARMA (*Automatic Meter Reading Association*) esforçam-se no desenvolvimento de padrões em sistema PLC na faixa de frequências entre 2 e 30 MHz.

A expansão do mercado PLC também é acompanhada por pesquisadores científicos que expõem em fóruns e conferências como a ISPLC (*International Symposium on Power-Line Communications*) suas experiências em assuntos que envolvem a capacidade de transmissão, sincronismo, codificação e integração das tecnologias com fio com os serviços de rádio existentes, entre outros (POWERLINE COMMUNICATIONS FORUM, 2000), (INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER-LINE COMMUNICATIONS, 2001).

A maior aplicação da tecnologia PLC existente atualmente é a determinada pela corporação *HomePlug PowerLine Alliance*. Em sua primeira versão em 2000 definiu-se a comunicação em redes internas inteligentes a taxas de transferência igual a 14 Mbps, embora existam nos dias de hoje outras propostas que aumentam consideravelmente esta taxa (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2000).

Existem hoje no mercado diversos equipamentos consignados à aplicação desta tecnologia. Destacam-se os da DS2 (*Design of Systems on Silicon*), que iniciadas na taxa física igual a 45 Mbps, alcançam hoje os 200 Mbps (EBA POWERLINE COMMUNICATIONS GROUP, 2000) na provisão de serviços de acesso à Internet. Entretanto, a inviabilidade econômica que os torna incompatíveis com a qualidade de serviço levanta a seguinte questão:

- A tecnologia PLC deixará de ser viável apenas em regiões remotas onde os serviços em banda larga são custosos para as operadoras de telecomunicações, para se tornar competitiva no fornecimento de serviços já oferecidos por outras tecnologias de acesso (ADSL) e de redes internas (WLAN)?

## 1.2 Modulação OFDM no Canal PLC

Padrão de transmissão das tecnologias DAB (*Digital Audio Broadcasting*), DVB (*Digital Video Broadcasting*), W-LAN (*Wireless Local Area Network*), ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e fortemente cotada a fazer parte do padrão de comunicação móvel da 4ª geração, a modulação multiportadora OFDM divide o espectro de frequências em vários canais denominados subcanais. Paralelamente modulados em igual número de subportadoras ortogonais, estes canais transmitem informações simultâneas em subseqüências de informações previamente paralelizadas (HARA; PRASAD, 2003).

Encarregado de combater os efeitos da seletividade em frequência provocados por descasamentos de impedâncias de naturezas diversas da rede elétrica, tal divisão é realizada de forma que o tempo de um determinado símbolo a ser transmitido em cada subsequência seja maior que o espalhamento multipercurso do canal PLC. Isso aumenta robustez do sistema multiportadora perante interferência entre símbolos OFDM consecutivos, ISI (*Intersymbol-Interference*), se comparada com a convencional comunicação uniportadora, (HARA; PRASAD, 2003), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (BINGHAM, 1990).

Aplicada à um meio de comunicação naturalmente hostil como a rede elétrica, a modulação OFDM garante transmissão a taxas na faixa de Mbps. Ao mesmo tempo, avalia a qualidade de serviço medido pela confiança coberta pela robustez acima referenciada e pela eficiência ao combate à ruídos inerentes ao canal quando combinado a esquemas de equalização e codificação respectivamente.

### 1.3 Objetivo Geral

A GPTUFES, grupo de pesquisas em telecomunicações da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) pretende em um futuro próximo implementar em hardware uma solução PLC para comunicação em rede interna (SIQUEIRA, 2004). Estudos da topologia, resposta em frequência, interferências de ruídos e das técnicas de transmissão digital, são pertinentes na compreensão e projeção da referida solução.

### 1.4 Objetivo Específico

O presente trabalho tem como objetivo específico avaliar o desempenho de um sistema COFDM (*Coded-OFDM*) digital em um canal de resposta em frequência medida em uma rede interna construída para tais finalidades e em um modelo de canal PLC de acesso desenvolvido por Dostert e Zimmerman (ZIMMERMAN; DOSTERT, 2002), (DOSTERT, 2001).

Para minimizar os efeitos provocados por distúrbios oriundos de ruídos impulsivos inerentes ao meio, propõe-se a aplicação da modulação codificada TCM (*Trellis Code Modulation*), a qual utiliza as modulações multiníveis, 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM para mapeamento das subportadoras do sistema multiportadora. Integração oportuna da simples equalização de uma derivação (*one tap*) ao esquema permitirá analisar a capacidade do referido sistema em resolver problemas de atenuação típicos de canais PLC.

## 1.5 Contribuições

Destaca-se como contribuição desta dissertação, a análise dos sistemas OFDM e COFDM via teoria de comunicação de dados em canais PLC seletivos em frequência e de interferências oriundas de ruídos impulsivos. A modulação codificada em treliça TCM (*Trellis-Coded Modulation*) foi a codificação escolhida para combater os erros em rajada provocados por ruídos impulsivos da rede elétrica.

A conjunção da codificação com a simples equalização de um atraso para estimação do canal PLC exprime a originalidade do presente trabalho. A curva taxa de erro de bit em função da relação sinal-ruído traduziu o desempenho dos sistemas sugeridos, equalizados conforme o mapeamento multinível utilizado nas portadoras.

## 1.6 Lista de Publicações

- SILVA, J. A. L. ; SIQUEIRA, T. M. ; RIBEIRO, Moisés R Nunes ; ANDREÃO, R. V. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini ; SEGATTO, M. E. V. . "A Comparative Analysis of the Performance of OFDM and COFDM Indoor PLC Systems". *ICT 2006 - 13<sup>th</sup> Conference on Telecommunications*, Funchal, 2006. v. 1.
- SILVA, J. A. L. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini ; SEGATTO, M. E. V. "Análise de Desempenho de um Sistema COFDM para Comunicação de Dados via Rede de Energia Elétrica em Ambientes Internos". *4<sup>th</sup> International Information and 4<sup>th</sup> International Information and Telecommunication Technologies Symposium*, Florianópolis, 2005.
- TOSTES, H. G. ; SILVA, J. A. L. ; SEGATTO, M. E. V. ; Teatini, E. O. . "Desenvolvimento e Análise de um Sistema de Transporte de Informações Através da Rede de Distribuição de Energia Elétrica, Utilizando a Tecnologia *Power Line Communication - PLC*". *XVIII SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, 2005, Curitiba/PA.
- DEZAN, T. L. ; SILVA, J. A. L. ; COCO, K. F. ; SIQUEIRA, T. M. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini; SEGATTO, M. E. V. . "Modulação OFDM Aplicada a Power Line Communication". *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2004, Belém/Pa. v. 1. p. 1-6.
- SOUZA, B. N. ; MUNARO, C. J. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini ; TOSTES,



- H. G. ; SILVA, J. A. L. ; ROCHA, L. F. ; DEZAN, T. L. ; SIQUEIRA, T. M. ; SEGATTO, M. E. V. . "Telemetria e Supervisão via Rede Elétrica de Distribuição de Energia Elétrica de Baixa Tensão: Estudo de Caso". *CBA 2004 - Congresso Brasileiro de Automática, Gramado/RS*, 2004, p. 1-6.
- DEZAN, T. L. ; SILVA, J. A. L. ; COCO, K. F. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini; SEGATTO, M. E. V. . "Comparação das Técnicas de Modulação Multiportadoras Aplicadas às Comunicações via Rede Elétrica". *MOMAG04 - 11º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 6º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, 2004, São Paulo/SP. v. 1. p. 11-16.
  - SILVA, J. L.; MUNARO, C. J.; SIQUEIRA, T. M.; SEGATTO, M. E. V.; SALLES, E. O. T.. "Telemetria e Supervisão via Rede Elétrica de Distribuição de Energia Elétrica de Baixa Tensão: Estudo de Caso". *IEEE/PES - Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin América*, 2004, São Paulo/SP.
  - SILVA, J. A. L. ; SOUZA, B. N. ; SIQUEIRA, T. M. ; ROCHA, L. F. ; TOSTES, H. G. ; MUNARO, C. J. ; SALLES, Evandro Ottoni Teatini ; SEGATTO, M. E. V. . "Técnica OFDM Aplicada a Power Line Communications". *II Citenel - Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica*, 2003, Salvador. v. 1. p. 1067-1074.

## 2 *Comunicação via Rede Elétrica*

Afirmar que a tomada de energia elétrica também conecta um computador à *Internet* é no mínimo intrigante. A simplicidade que envolve a aquisição de informações pela rede mundial de computadores através da rede de distribuição de energia desperta curiosidades, ao mesmo tempo que questiona sua veracidade em relação à qualidade do serviço. Quando relacionado a concepção inicial da própria rede, a atenuações, a interferências e a propagação de sinal, tal questionamento é deveras plausível.

A comunicação de dados via rede elétrica é conhecida como tecnologia PLC (*Power Line Communication*), a qual utiliza a rede de fornecimento de energia para transmitir dados, voz e vídeo a altas taxas de comunicação. A suspensão do monopólio do mercado das telecomunicações em 1988, a liberalização do de energia (DOSTERT, 2001), e a crescente demanda por serviços da *Internet* permitiram o desenvolvimento desta tecnologia, cuja universalidade, onipresença e custo benefício suprem satisfatoriamente a forte demanda por serviços de telecomunicações (GÖTZ; RAPP; DOSTERT, 2004).

Além do acesso rápido à rede mundial de computadores, aplicações como video conferência, voz sobre IP, monitoramento, gerenciamento, telemetria e redes domésticas inteligentes compreendem serviços prestados pela tecnologia em níveis de qualidade satisfatórias (DOSTERT, 2001), (SILVA et al., 2004). Entretanto, variações de impedância e atenuação provocadas por freqüentes chaveamentos de equipamentos elétricos na rede, variação temporal de inúmeras fontes de ruído de natureza impulsiva e a propagação de sinal por multicaminhos, degradam consideravelmente o desempenho do sistema de comunicação nos quesitos limitação de potência de transmissão, altos níveis de ruído e limitação de largura de banda pela seletividade em freqüência, respectivamente (DEZAN et al., 2004). Por isso, interligar residências, centros de ensino e pesquisa, escritórios, empresas e organizações, através da rede elétrica para troca de informações a elevadas taxas de comunicação significa empregar sistemas de comunicação robustos e espectralmente eficientes (DEZAN, 2004).

## 2.1 Histórico

Apesar do deslumbre que cerca sua existência, a tecnologia PLC não é nova. A idéia de aproveitar a infraestrutura elétrica para sinalização é datada de 1838 com a proposta de medição remota de níveis de tensão de baterias do sistema de telégrafo Londres - Liverpool; abrindo portas para a primeira patente de sinalização via rede elétrica, registrada em 1897, na Grã Bretanha. Relatos de mais patentes realizadas em 1905, nos EUA, conduziram à primeira produção comercial de medidores eletromecânicos e repetidores de sinal em 1913, produção economicamente inviável nos dias de hoje, pelo fato de usar cabos adicionais para comunicação (TENGDIN, 1998), (PAVLIDOU et al., 2003).

A transmissão de sinais de voz em portadoras de frequência deu-se em 1920 na rede de alta tensão, logo após o término do processo de eletrificação das cidades. A Comunicação bidirecional entre as estações de transformação e de força, neste canal, foi obtida graças ao emprego da técnica CTP (*Carrier Transmission over Powerlines*). Esta técnica utilizava a faixa de frequências compreendida entre 15 e 500 kHz, as variantes da modulação AM (*Amplitude Modulation*) e potência de transmissão de 10 W para distâncias de até 900 km entre o transmissor e o receptor. Posteriormente, tal comunicação permitiu a implantação de operações de gerenciamento, monitoramento e localização, limitação e remoção de falhas na linha de transmissão. Essas tarefas são impróprias na rede telefônica por questões financeiras, dadas as grandes distâncias, não cobertura devido a conexões em pontos inadequados e de alta periculosidade, uma vez que determinadas interrupções em monitoramento, por exemplo, são inaceitáveis (DOSTERT, 2001).

Quase que em simultâneo, mais precisamente em 1930, as redes de média e baixa tensão também começaram a ser utilizadas para transmissão de informações. A técnica de comunicação usada foi a RCS (*Ripple Carrier Signaling*), que na faixa de frequências entre 125 e 3000 Hz empregava as modulações ASK (*Amplitude Shift Keying*) e FSK (*Frequency shift keying*). A alta potência de transmissão - 10 a 100 kW - permitia o fluxo de informação por transformadores sem acoplamento de sinal, mas, às custas da comunicação unidirecional e baixa taxa de transmissão admitida apenas em tarefas de gerenciamento de cargas (DOSTERT, 2001).

Os primeiros sinais de voz só foram transmitidas nas redes de baixa e media tensão em 1935. Empregou-se a multiplexação por divisão de tempo TDM (*Time Division Multiplexing*) como a metodologia de injeção na rede de uma única portadora de audio. Esse método permitiu o tráfego de informações de telemetria, além de servir como base para a

criação das avançadas técnicas de comunicação existentes hoje em dia (DOSTERT, 2001).

Nas décadas subseqüentes, aumentou-se o interesse em diminuir a potência de transmissão no intuito de tornar a comunicação bidirecional, e em aumentar a taxa de comunicação através do emprego de esquemas de modulação eficientes nas redes de baixa e média tensão (PAVLIDOU et al., 2003). Em 1980, com sistemas de comunicação mais sofisticados implementando em *hardware* códigos de controle de erros, sugeriram técnicas de transmissão como, por exemplo, a denominada X-10 que utiliza uma portadora de 120 kHz modulação OOK (*On-Off Keying*) e taxa de transmissão 120 bps; e a extinta *EnermetMELKO<sup>TM</sup>* utilizando a banda de frequências entre 3025 e 4825 Hz, modulação PSK (*Phase Shift Keying*) e 50 bps como taxa de transferência (AHOLA, 2003).

Já na década de 1990, o desejo de comunicação em banda larga em redes de distribuição de baixa tensão cresceu muito com surgimento da *Internet*. Pesquisas relacionadas à técnicas de modulação, características do canal e de protocolos de comunicação realizadas nos anos posteriores foram causas do surgimento e desenvolvimento, em 1991, pelo comitê Europeu de normas eletrotécnicas, CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Electrotechnique*), do padrão Europeu de comunicação via rede elétrica. Padrão este que regula o uso da faixa de frequências entre 3 e 148.5 kHz para aplicações em banda estreita, com potência máxima de 5 mW, 144 bps de taxa de transferência e 500 m de distância entre transmissor e receptor (DOSTERT, 2001). Desde então, as pesquisas continuam, buscando alcançar taxas de transferência na ordem de dezenas a centenas de mega bits por segundo, em bandas de frequências maiores e em frequências acima de 1 MHz, baixas potências de transmissão e relações custo benefícios as menores possíveis. Por último, esquemas de codificação e modulação/multiplexação vem sendo desenvolvidos com a devida atenção sendo dada às técnicas de multiplexação de múltiplas portadoras.

## 2.2 Topologia

A Figura 1 representa uma sugestão de topologia completa de uma rede PLC, cuja configuração determina a existência de pelo menos três níveis de rede, quais sejam, a rede de transporte, a rede de distribuição e a rede de acesso. Representando a espinha dorsal do sistema, a rede de distribuição acopla o sinal PLC proveniente de um determinado operador de telecomunicações, através de um equipamento Mestre de média tensão; além de interligar os repetidores de sinal de média para baixa tensão, instalados junto aos transformadores de distribuição de energia elétrica.

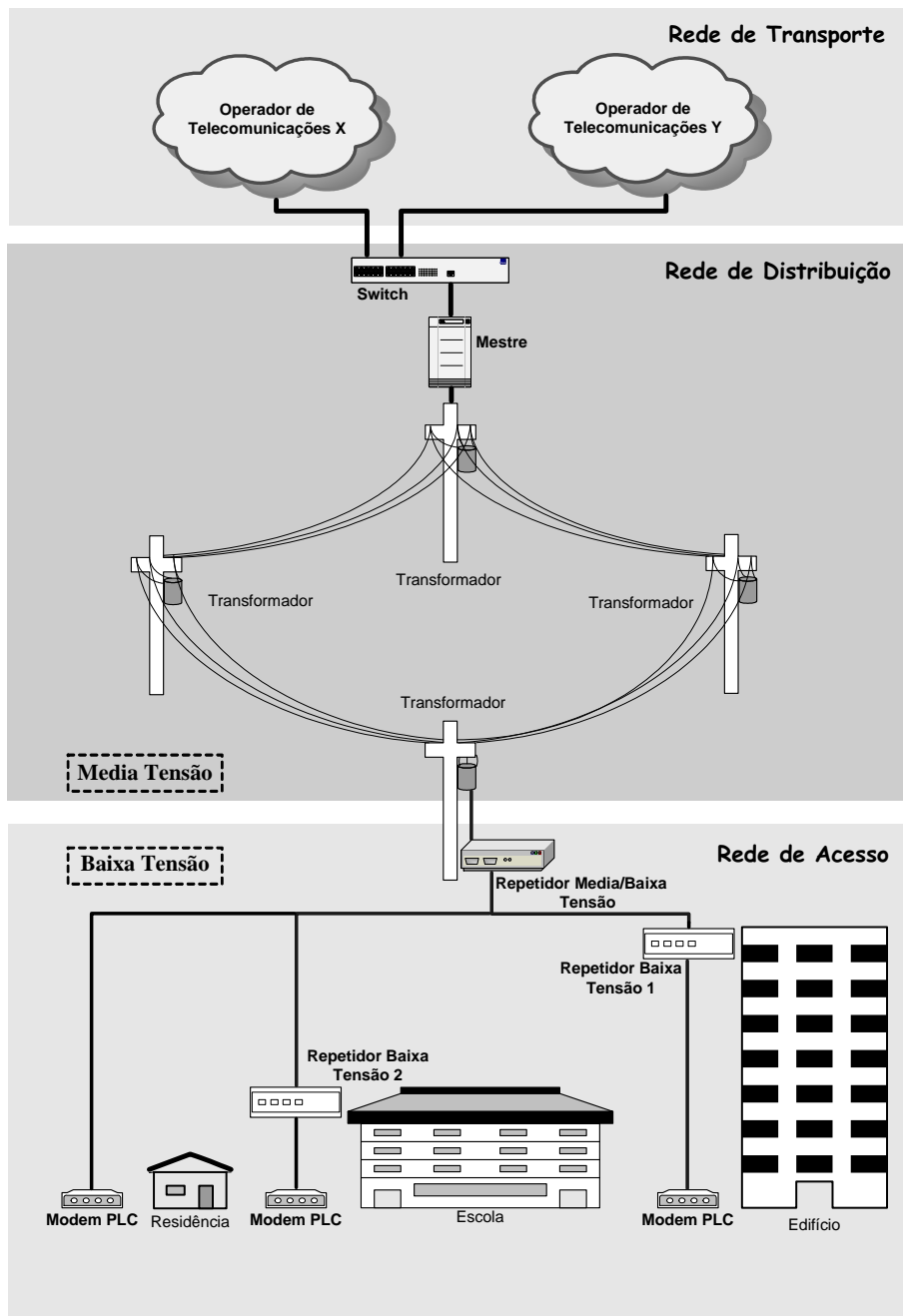


Figura 1: Topologia típica de uma rede PLC.

A Figura 1 também revela que o sistema PLC como um todo utiliza apenas quatro equipamentos:

- Mestre de Média Tensão
- Repetidor Média/Baixa Tensão
- Repetidor Baixa Tensão <sup>1</sup>
- Modem PLC.

Mas a prática dessa topologia, por parte das concessionárias de energias ou das operadoras de telecomunicações e afins, encontra-se longe de ser comercialmente implementada. Existem sim, sugestões comerciais amplamente testadas por instituições de ensino junto às próprias concessionárias, nas categorias rede de acesso a serviços de telecomunicações e rede interna de transmissão em banda larga <sup>2</sup> para viabilizar as chamadas redes inteligentes. Tais categorias de rede são objetos de estudo das duas subseções seguintes (ESCELSA, 2002), (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2000).

### 2.2.1 Rede de Acesso

A estrutura típica de uma rede de acesso rápido à *Internet* via rede elétrica é mostrada na Figura 2. A comunicação é controlada por um equipamento Mestre (Nó Central) localizado em uma estação base (Estação de Transformação), ou mesmo em um transformador de média para baixa tensão conforme mostra a Figura 2. Com o auxílio de acopladores de sinal, este equipamento de transmissão de dados disponibiliza, aos usuários a ele conectados no lado de baixa tensão, o sinal proveniente da provedora de serviços via cabos de fibra ótica, enlace de dados ou mesmo via cabos de energia de média tensão.

O usuário por sua vez capta o mesmo sinal em uma tomada de energia através de um Modem, também auxiliado por um acoplador para fins de filtragem de harmônicas de baixa frequência. As grandes distâncias obrigam o uso de equipamentos Repetidores ao longo da rede.

Portanto, esta configuração, também denominada solução *last-mile* constitui uma estrutura de rede do tipo ponto-multiponto e assimétrico, pois em *uplink* o usuário geralmente transmite informações de baixa intensidade, enquanto que em *downlink* o servidor deve ser capaz de suprir rapidamente o intenso trafego. Um protocolo multiusuário

---

<sup>1</sup>Em ocasiões (grandes distâncias) onde se torna necessário a regeneração do sinal.

<sup>2</sup>Oculto na Topologia da Figura 1.

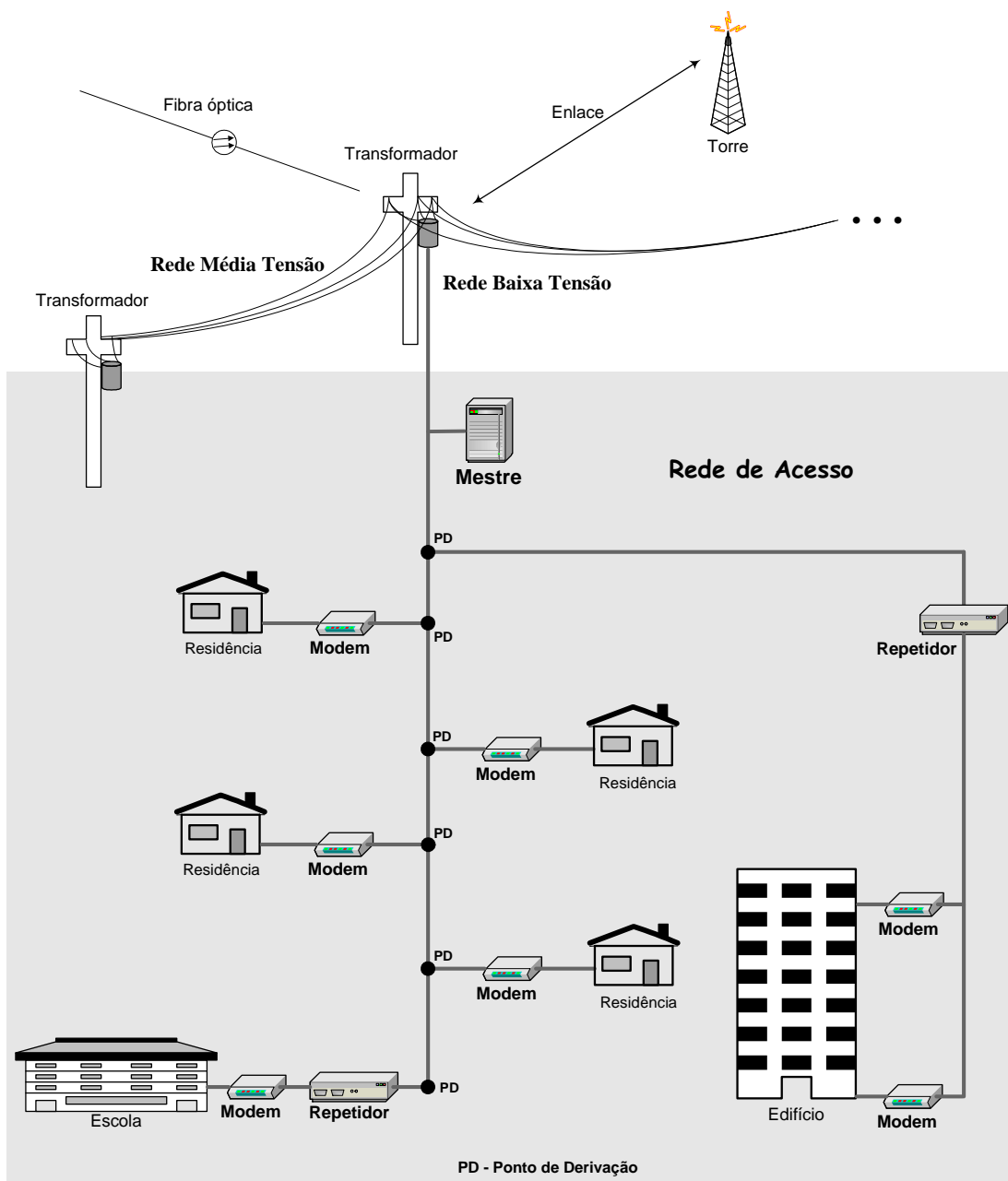


Figura 2: Topologia típica de uma rede de acesso.

permite ao barramento prover informações distribuídas a diversos assinantes ao mesmo tempo, com o objetivo de explorar ao máximo os recursos do meio, tais como capacidade do canal, taxa de transferência, qualidade de serviço, entre outros (GÖTZ; RAPP; DOSTERT, 2004), (DOSTERT, 2001).

### 2.2.2 Rede de Comunicação Interna

A demanda por tecnologias que contemporizam novas soluções para redes de comunicação interna é crescente. É comum nos dias de hoje a necessidade de troca e compartilhamento de informações de multimídia e de periféricos entre dois computadores pessoais. O principal ensejo que envolve o interesse em torno das redes internas de comunicação a altas taxas de transmissão de dados é o de estabelecer as chamadas redes domésticas inteligentes (*smart home-network*). Tais redes, que constituem a solução chamada pela literatura de solução *last meter*, definem o uso de sistemas de interconexão de produtos eletro-eletrônicos habilitados a acesso remoto, permitindo o acesso e controle à distância dos mesmos, conforme ilustra a Figura 3.

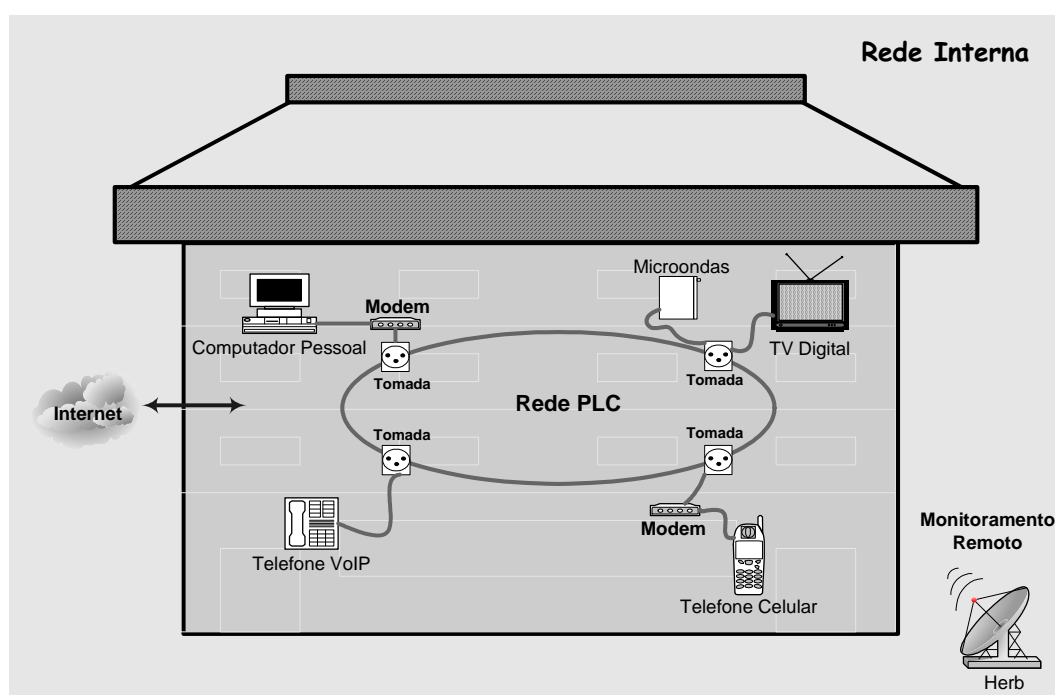


Figura 3: Topologia típica de uma rede interna via tecnologia PLC.

A topologia *home-network* em uma rede PLC é simples, ubíqua e barata, uma vez que interliga equipamentos em uma rede elétrica contendo vários pontos de acesso e de infraestrutura existente. Mesmo ligados em circuitos diferentes, os tais equipamentos



eletro-eletrônicos, possuindo arquitetura simplificada para acesso à *Internet*, devem possuir acopladores para separar o sinal de dados do de energia (DOSTERT, 2001), (DEZAN, 2004).

Embora já existem outras tecnologias que exploram a comunicação em interiores de indústrias, comércios, escolas e residências, utilizando a comunicação via canais sem fio, via fibra óptica, cabo telefônico e até cabo coaxial, a tecnologia PLC é pelas razões inerentes à sua concepção uma solução de grande potencial. Para tanto foi fundada em Março do ano 2000 a *HomePlug Powerline Alliance, Inc.*, que amparada por programas de educação, constitui uma corporação sem fins lucrativos com o objetivo de estabelecer um padrão aberto de serviços e produtos de redes para comunicação via rede elétrica de baixa tensão (HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE, 2000).

## 2.3 Caracterização do Canal PLC

Originalmente designado para transmitir e distribuir energia, a rede elétrica não era considerado um meio de comunicação. Sob o ponto de vista sistêmico é possível dizer que o canal PLC é variante no tempo e com a localização, seletivo em frequência, possui alta atenuação, multipercurso e diversos tipos de ruídos, diferenciando-se dos meios convencionais em termos de estrutura, topologia, propriedades físicas e cargas conectadas. A caracterização e a desejável modelagem do canal são de extrema importância para o projeto de um sistema de comunicação perante a hostilidade provocada pela atenuação, pelo descasamento de impedância ao longo da linha e pelo ruído.

### 2.3.1 Modelagem da Função de Transferência

As pesquisas revelam até o presente momento a existência de duas vertentes relacionadas à geração de modelos determinísticos da função característica do canal PLC (MENG et al., 2002). Baseada no modelo echo, - modelo de canais sem fio (transmissão com múltiplos percursos) - a primeira extrai de medidas de funções de transferências os poucos parâmetros necessários à construção do modelo de implementação rápida e simples (ZIMMERMAN; DOSTERT, 2002), (GÖTZ; DOSTERT, 2002), (DAI; POOR, 2003). Suscetível a erros de medida, a primeira aproximação defronta uma segunda que, através dos parâmetros distribuídos da rede, determina a impedância característica e a constante de propagação da linha, para posteriormente gerar um modelo de canal a partir da matriz de espalha-

mento<sup>3</sup> de uma rede de duas portas. Porém, esta última aproximação introduz um número muito elevado de parâmetros, tornando-a computacionalmente inviável especialmente em casos de topologias de redes complexas (AHOLA, 2003), (BOSTOEN; WIEL, 2000).

Por questões de simplicidade e rapidez computacionais o presente trabalho adota como modelo a primeira aproximação, a qual modela com margens de erros aceitáveis a função de transferência do canal PLC em baixa tensão e banda de frequências compreendida entre 1 e 50 MHz (DOSTERT, 2001).

### 2.3.1.1 Rede de Acesso

Os diversos pontos de derivação presentes na topologia da Figura 2 são pontos de descasamento de impedância, uma vez que a carga de terminação<sup>4</sup> é diferente da impedância característica da linha. A consequência das reflexões na propagação do sinal de alta frequência nessas conexões é o aparecimento de um fenômeno chamado multipercurso. Isso significa que o sinal na recepção é a somatória de diversas réplicas do sinal transmitido, ou seja, o sinal propaga-se por múltiplos caminhos.

Existe em (ZIMMERMAN; DOSTERT, 2002) uma análise feita em um canal com apenas uma derivação, aqui repetida para melhor entendimento do citado fenômeno. A Figura 4 ilustra um canal de comunicação contendo uma derivação, o qual é composto pelos segmentos (1), (2) e (3) de comprimentos  $l_1$ ,  $l_2$  e  $l_3$  e impedâncias características  $Z_{L1}$ ,  $Z_{L2}$  e  $Z_{L3}$  respectivamente.

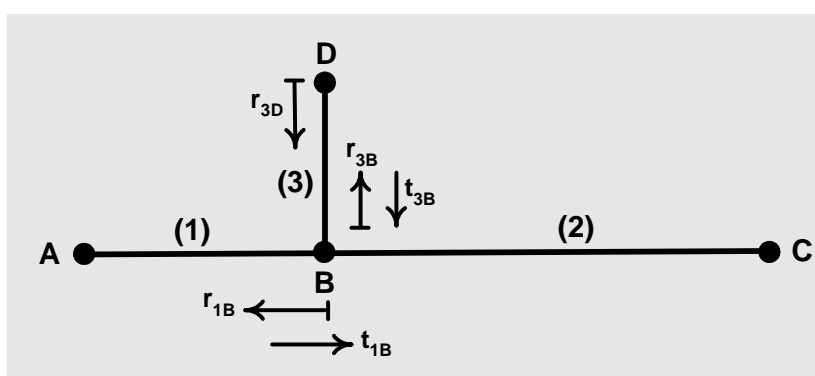


Figura 4: Propagação com multipercurso em um cabo contendo apenas uma derivação.

Assumindo que os pontos A e C têm impedâncias iguais à da linha ( $Z_A = Z_{L1}$  e  $Z_C = Z_{L2}$ ), ou seja, são terminações casadas, e mantendo B e D como os pontos reflexões

<sup>3</sup>Consultar as referências (CHENG, 1989) e (KRAUS; CARVER, 1973).

<sup>4</sup>Carga "pendurada" em uma residência, escola, escritório, edifício, entre outros.

contendo coeficientes de reflexão  $r_{1B}$ ,  $r_{3D}$  e  $r_{3B}$  e coeficientes de transmissão  $t_{1B}$  e  $t_{3B}$ , pode-se dizer que, além do caminho direto, existem infinitos caminhos de propagação do sinal provocados pelas múltiplas reflexões para o caso da transmissão de dados entre um transmissor e um receptor localizados nos pontos A e C respectivamente. Caminhos como  $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ ,  $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$ , entre outros, podem interferir de maneira destrutiva com o caminho direto  $A \rightarrow B \rightarrow C$  causando nulos na resposta em frequência do canal, tornando a mesma seletiva em frequência.

Se cada percurso detém um peso na composição do sinal na recepção e um atraso de propagação, é aceitável sugerir como modelo de multipercurso do canal PLC o mesmo modelo utilizado nas comunicações sem fio. A Figura 5 ilustra o modelo para  $N$  mais significativos caminhos.

O sinal no receptor  $r(t)$  é composto de réplicas do sinal transmitido  $S(t)$ , ou seja, é o somatório de  $N$  significativas amostras do sinal transmitido. Essa característica de múltiplos caminhos advém da transmissão com reflexões nas derivações existentes na topologia do meio de comunicação. Portanto, cada réplica  $i$  do sinal  $S(t)$  chega ao receptor com um atraso  $\tau_i$ . Dependendo da distância percorrida, tal componente de sinal detém um peso  $k_i$  na composição do sinal recebido, tornando-se insignificante quando a distância percorrida é relativamente grande.

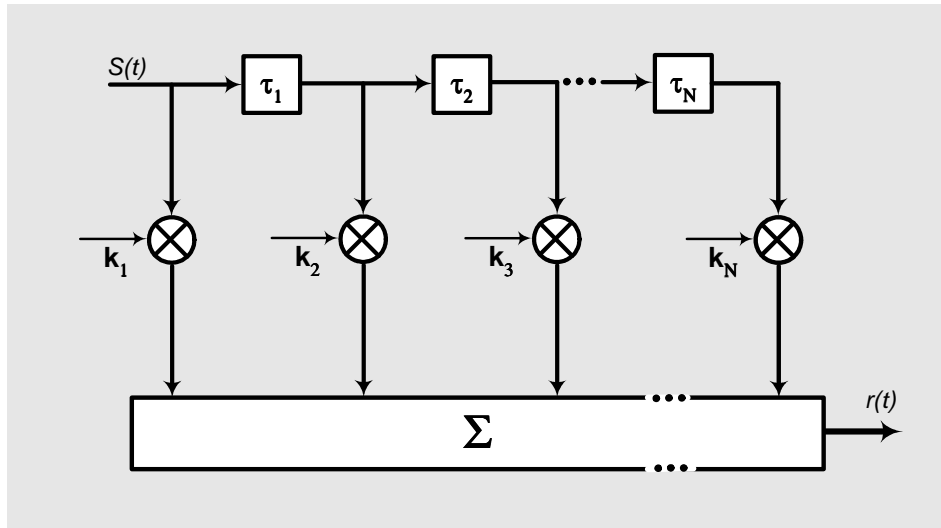


Figura 5: Estrutura Básica do Modelo de canal para comunicação sem fio.

A estrutura da Figura 5 é matematicamente descrita pela resposta impulsiva

$$h(t) = \sum_{i=1}^N k_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.1)$$

onde, o termo  $k_i$  designa o atraso da componente de sinal  $i$  e o seu atraso em um determinado caminho,  $\tau_i$  é calculado conforme

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} = \frac{d_i}{v_p} \quad (2.2)$$

para  $d_i$  o comprimento do trajeto  $i$ ,  $\varepsilon_r$  a constante dielétrica do material de isolante do cabo,  $c_0$  a velocidade da luz no vácuo e  $v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$  a velocidade de fase ou velocidade de propagação da onda no cabo.

A função de transferência correspondente à equação (2.1) é pela transformada de Fourier contínua dada por

$$H(f) = \sum_{i=1}^N k_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (2.3)$$

cujo fator de peso  $k_i$ , dependente da frequência, da distância  $d_i$  e da atenuação  $\alpha$ , é formalizado por

$$k(f, d_i) = g_i \cdot e^{-\alpha(f)d_i} \quad (2.4)$$

mediante estudos realizados em inúmeras respostas em frequência medidas em (DOSTERT, 2001). O fator de peso  $g_i$  representa o produto entre os coeficientes de reflexão e transmissão ao longo de cada caminho. Na rede elétrica,  $|g_i| \leq 1$  pelo fato da impedância nas derivações ser menor que a impedância característica da linha. Quanto mais reflexões sofrer o sinal em um percurso, menor o peso do fator e conseqüentemente maior a atenuação e menor a contribuição desse sinal na composição do sinal recebido. Isso permite diminuir a quantidade de percursos relevantes, propiciando a máxima redução de caminhos a serem considerados no modelo (ZIMMERMAN; DOSTERT, 2002).

A combinação das equações (2.3) e (2.4), gera a função de transferência

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-\alpha(f)d_i} \cdot e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad (2.5)$$

para um parâmetro  $g_i$  geralmente complexo dependente da frequência, da quantidade do comprimento e da impedância das derivações. As medidas realizadas em (DOSTERT, 2001) permitiram a simplificação deste parâmetro para um número real e independente da frequência. Além disso, tais experimentos revelaram o comportamento da atenuação segundo a expressão

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (2.6)$$

cujos termos  $a_0$  e  $a_1$ , obtidos a partir de medidas de resposta em frequência, representam as perdas por efeito pelicular e por dissipação no dielétrico do material, respectivamente.

A substituição de (2.6) em (2.5) fornece a equação

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i} \cdot e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad (2.7)$$

que representa um modelo paramétrico simplificado que com poucos parâmetros descreve a complexa resposta em frequência de canais PLC típicos na faixa de frequências entre 500 kHz e 20 MHz. Sumarizados na tabela 1, tais parâmetros são facilmente obtidos a partir de medidas de função de transferência, sendo que o aumento da quantidade destes parâmetros melhora a precisão do modelo.

Parâmetro	Descrição
$i$	Número do caminho
$N$	Quantidade de caminhos significativos
$g_i$	Fator de peso do percurso $i$
$a_0, a_1$	fatores de atenuação
$k$	Parâmetro de atenuação (valores típicos entre 0.5 e 1)
$d_i$	Comprimento do caminho $i$
$\tau_i$	Atraso do caminho $i$
$v_p$	Velocidade de fase

Tabela 1: Parâmetros do modelo de resposta em frequência para o canal PLC.

O comportamento em frequência dos termos responsáveis pelo multipercurso e pela atenuação em separados é mostrado na Figura 6. Os parâmetros do canal PLC são mostrados na tabela 2 para uma configuração igual à da Figura 4 com os trechos 1, 2 e 3 dimensionados em 30, 170 e 12 metros respectivamente.

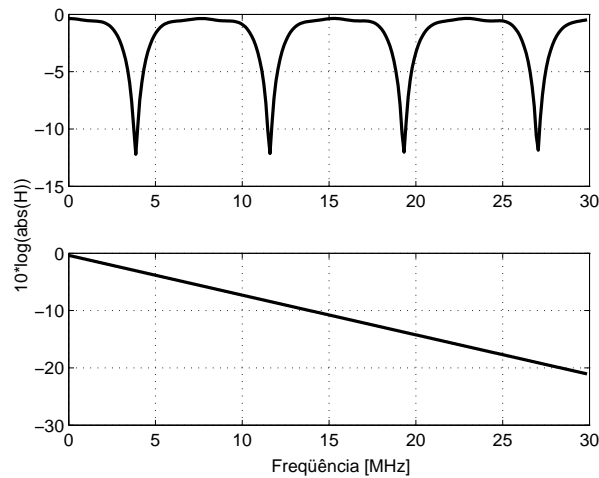


Figura 6: Multipercurso e Atenuação de um canal PLC.

Parâmetro	Dimensão
$N$	4
$g_i$	$\{0.64, 0.38, -0.15, 0.05\}$
$a_0, a_1$	$\{0, 7.8 \times 10^{-10}\}s/m$
$k$	1
$d_i$	$\{200, 222.4, 244.8, 267.5\}m$
$v_p$	$\{1.7321 \times 10^8\}m/s$

Tabela 2: Dimensões dos parâmetros do modelo de resposta em frequência.

Combinando os termos de peso, atenuação e multipercurso conforme a equação (2.7), a resposta em frequência e a fase da função de transferência do canal específico são mostrados na Figura 7. A correspondente resposta impulsiva é a ilustrada na Figura 8 a qual evidencia claramente a presença dos quatro caminhos dominantes. O primeiro, provavelmente o caminho direto, é o responsável pelo pulso na resposta impulsiva que detém o peso maior que tem amplitude  $\approx 0.12$  e atraso de aproximadamente igual a  $1.1 \mu s$ .

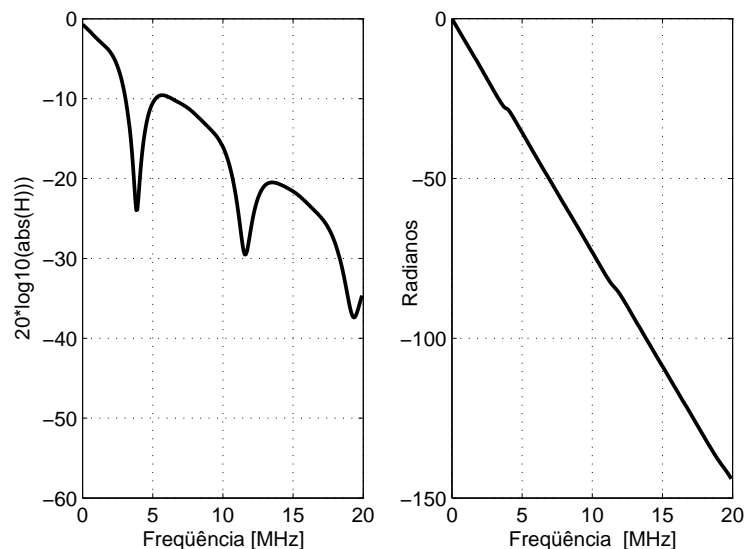


Figura 7: Magnitude e fase da função de transferência do canal da Figura 4 com as dimensões listadas na tabela 2.

A mesma análise pode ser feita para redes mais complexas, ou seja, redes com mais derivações. A estatística do banco de dados das funções características medidas pelos autores de (ZIMMERMAN; DOSTERT, 2002) aponta os três canais mostrados na Figura 9 como referências de cenários de resposta em frequência de canais de redes de acesso. Ressalta-se a atenuação do canal medido em uma área residencial de estrutura irregular e contendo diversas derivações.

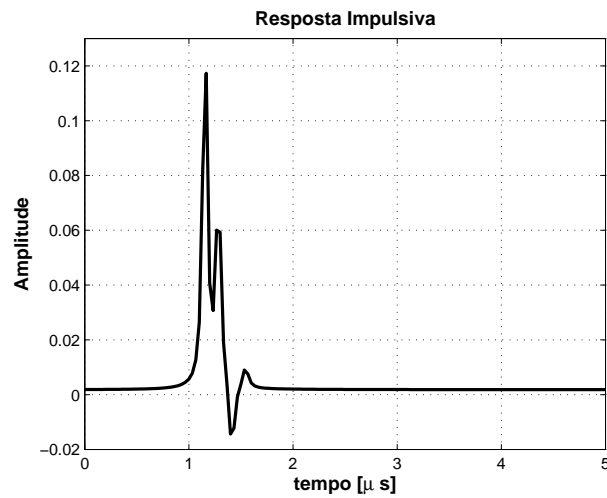


Figura 8: Resposta impulsiva obtida através da transformada de Fourier inversa da resposta em frequência simulada da Figura 7

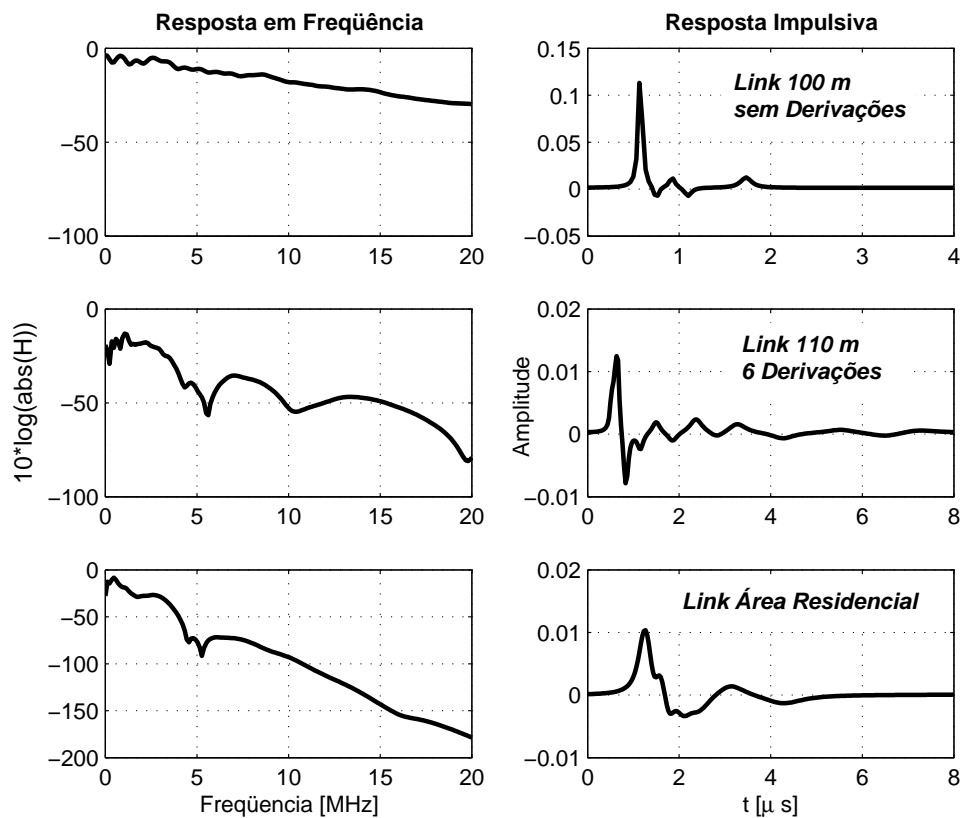


Figura 9: Resposta em frequência e impulsiva de três referências de canais PLC modelados a partir de suas medições. Os parâmetros extraídos nas respostas para o modelo são relatados no Apêndice A.

Observa-se na Figura 9 um comportamento característico de um filtro passa baixas em todos os canais, conseqüência do desvanecimento (*fading*)<sup>5</sup> multipercurso seletivo em frequência e da atenuação dependente da frequência. O resultado disso é a limitação da frequência máxima utilizável, uma vez que razões de incompatibilidade eletromagnéticas limitam o aumento da potência de transmissão. Recomenda-se o uso da faixa que se estende até 20 MHz para aplicações em redes de acesso (GötZ; RAPP; DOSTERT, 2004).

### 2.3.1.2 Rede Interna

O modelo de canal especificado na subseção anterior é também indicado para aplicações que envolvem a constituição de redes internas de altas taxas de transferência. A seletividade em frequência se faz presente, mas o comportamento passa baixas não é mais saliente, dada às pequenas distâncias, daí a recomendação da faixa compreendida entre 20 e 50 MHz para tais finalidades (DOSTERT, 2001), (GötZ; RAPP; DOSTERT, 2004).

A variação em frequência, da atenuação e do multipercurso, foi averiguada mediante a medição da resposta em frequência de uma rede elétrica<sup>6</sup> propositalmente construída nas dependências do prédio CT2 (Centro tecnológico 2) da UFES (Universidade Federal do Espírito Santo), cuja topologia física é mostrada na Figura 10.

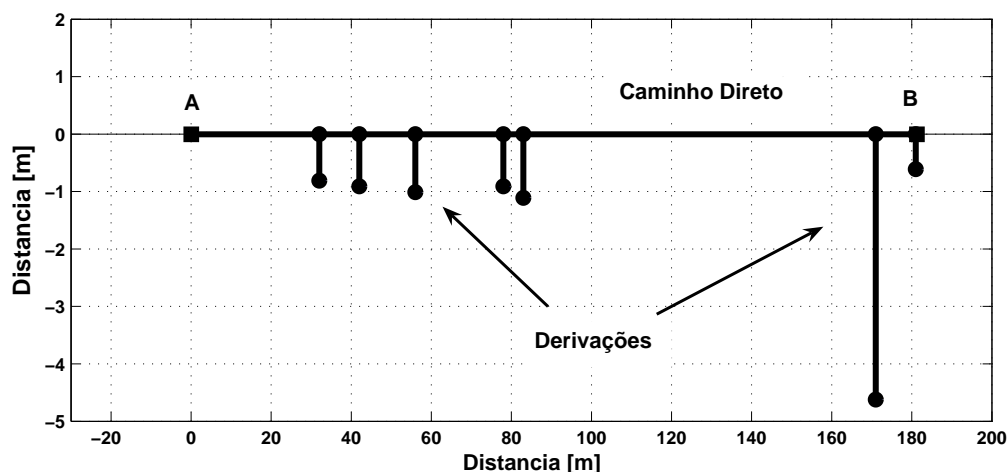


Figura 10: Topologia física da rede para testes construída para fins de medição da resposta em frequência e de captura de ruídos inerentes ao canal PLC.

A Figura 11 ilustra o esquema de ligação usado na medição da magnitude da função de transferência considerando a propagação do sinal do ponto *A* para o ponto *B*.

<sup>5</sup>Nulos em frequência, ou seja, frequências de atenuação muito elevada.

<sup>6</sup>Denominada neste trabalho de rede de testes.



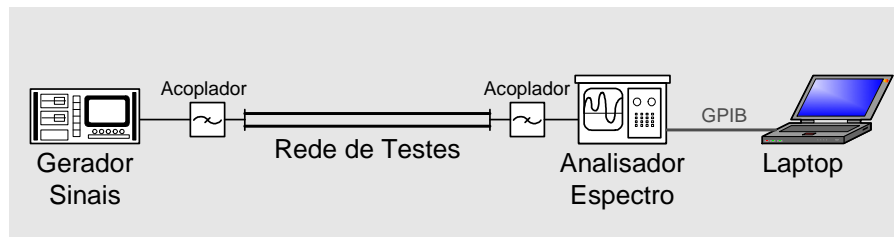


Figura 11: Esquema de ligação para medição da resposta em frequência da rede de testes.

Na Figura 12, a resposta em frequência da referida rede denuncia a existência de nulos periódicos e a inexistência da forte atenuação com o aumento da frequência (característica de filtros passa baixas) verificada na subseção anterior, reforçando a intenção de se utilizar bandas de frequências compreendidas entre 20 e 50 MHz. É relevante observar a duração da resposta impulsiva, fator importantíssimo na elaboração de projetos de sistemas para a comunicação em rede elétrica (BAIG; GOHAR, 2003). A Figura 12 informa um valor em torno de  $0.3 \mu s$ , valor típico de redes locais de comunicação via canal PLC (ABAD et al., 2003).

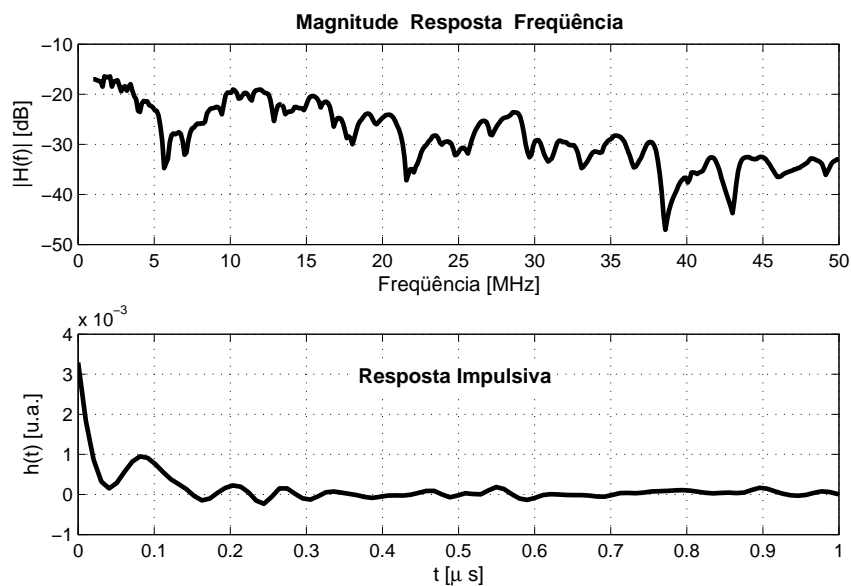


Figura 12: Respostas em frequência e impulsiva medidas na rede de testes para as derivações da Figura 10 mantidas em aberto, ou seja, sem cargas ligadas.

É evidente que a magnitude e conseqüentemente a resposta impulsiva variam perante a alocação e o estado atual de cargas nas sete derivações da rede de testes. Conectar e desconectar cargas na rede muda a seletividade em frequência, principalmente se o dispositivo estiver conectado perto do receptor.

Como a taxa de símbolo (duração do símbolo OFDM) é muitas vezes menor que o intervalo de tempo da variação do canal - que ocorre quando se retira ou se coloca cargas no sistema - então o canal pode ser aproximado por um modelo invariante no tempo. O cenário também muda com a topologia pois se o receptor for conectado em uma das derivações, a resposta em frequência é bem diferente da mostrada na Figura 12 (CAÑETE et al., 2003).

### 2.3.2 Ruídos no Canal

A interferência provocada por ruídos característicos da rede PLC em alta frequência degrada a comunicação no próprio canal. Na faixa compreendida entre 1 e 30 MHz, o cenário do ruído é dominado por ruídos impulsivos e interferências de banda estreita, gerados por equipamentos eletro-eletrônicos e estações de radiodifusão respectivamente. Distúrbios superimpostos por transientes e oscilações provocados por motores e pela diversificação e diferenciação de características de cargas de uma determinada planta, além de harmônicas de distorção de forma de onda relativos às frequências 50 e 60 Hz, desafiam as altas taxas de transmissão de dados pela rede elétrica (ROSE, 2001), (FERREIRA et al., 1996).

#### 2.3.2.1 Cargas Geradoras de Ruídos

Os sistemas eletrônicos de potência que utilizam retificadores, diodos, transistores bipolares e tiristores são fontes de ruídos que devem ser considerados na média e alta tensão. Destacam-se também os motores de grande porte (acima de 100 HP), uma vez que cerca de 50% da energia gerada no Brasil é consumida pelos motores elétricos, que na partida geram ruídos impulsivos capazes de inserir erros em rajadas no sistema de comunicação, mas que no regime permanente se comportam de maneira semelhante às demais cargas (ANEEL, 2003).

Em baixa tensão, os motores elétricos (compressor em geladeiras, freezers, refrigeradores, aspirador de pó, ventilador ar condicionado, entre outros), fontes chaveadas (em computadores, amplificadores, monitores, televisão, entre outros), lâmpadas fluorescentes, *dimmers*, são algumas das cargas que distorcem a tensão da rede elétrica adicionando harmônicas indesejáveis no sistema. O efeito destes em um sistema de comunicação a altas taxas de transferência depende da amplitude e principalmente da duração do ruído que os mesmos injetam na linha. A tabela 3 mostra valores típicos destes parâmetros medidos em (MARUBAYASHI; TACHIKAWA, 1996).

Equipamento	Amplitude [mV]	Duração [ $\mu s$ ]
Forno elétrico	329.2	1015.8
Ferro de Engomar	369.3	760.2
Televisão	197.2	722.4
Dimmer	670.8	140
Aspirador de Pó	1457.5	Enquanto Ligado
Secador	87.9	105.3

Tabela 3: Amplitude e duração de ruídos gerados por alguns equipamentos eletro-eletrônicos.

Dependendo da duração do símbolo designado pelo sistema de transmissão, os ruídos da tabela 3 podem interferir em um ou mais símbolos transmitidos, ocasionando erros em rajada, e conseqüentemente a perda do enlace de comunicação principalmente em ocasiões onde um aspirador de pó ou uma furadeira elétrica encontram-se ligados.

As estações de radiodifusão também interferem no sistema PLC desde que a faixa de frequência utilizada pelas estações esteja localizada na do sistema. No caso de banda estreita, tais interferências traduzem sinais senoidais modulados em amplitude.

### 2.3.2.2 Classificação dos Ruídos

O relato da subseção anterior evidencia o fato da literatura não considerar o ruído presente no canal PLC como sendo um ruído aditivo gaussiano branco (AWGN). As cargas penduradas em sua planta sugerem a classificação encontrada em (DOSTERT, 2001), que define cinco categorias de ruídos, quais sejam:

- **Ruído colorido de fundo:** Gerado pelas fontes de baixa potência, possui baixa densidade espectral de potência, PSD (Power Spectral Density), variante no tempo (na ordem de minutos e horas) e na frequência.
- **Ruído de banda estreita:** Sinal senoidal modulado em amplitude e causado por radiofrequência. Também varia com o tempo com mais ênfase aos finais de tarde.
- **Ruído impulsivo periódico não sincronizado com a frequência da rede:** Oriundo de fontes chaveadas, tal impulso se repetem a taxas de 60 e 240 kHz gerando raias no espectro espaçadas segundo a taxa de repetição.
- **Ruído impulsivo periódico síncrono com a frequência da rede:** Possui PSD decrescente com a frequência e duração de microsegundos. Gerado por sistemas

eletrônicos de potência, este ruído se repete a taxas múltiplas da frequência principal (60 Hz no Brasil).

- **Ruído impulsivo assíncrono:** Caracterizado por transientes causados por chaveamentos na rede, acontecem de forma aleatória e possui duração de alguns microssegundos até poucos milissegundos. Sua PSD varia de acordo com o tipo de ruído, podendo chegar a valores maiores que 50 *dB* acima do ruído de fundo.

Estacionários na escala de segundos, minutos e até horas, os três primeiros ruídos da classificação acima são agrupados em uma única categoria nomeada ruído de fundo. Os restantes agrupados na classe ruídos impulsivos consoante sua variação de potência e duração em escalas de microssegundos e milissegundos, são classificados conforme (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) nos tipos:

- **Tipo 1:** Ruído de duração média igual a  $50\mu s$  cuja amplitude inicial pode chegar aos 2 Volts seguida de oscilações suaves.
- **Tipo 2:** Ruído contendo oscilações bruscas em torno de 100 a 200 milivolts e duração média igual a  $100\mu s$ .

Sem se aprofundar em classificações e isentando-se de qualquer modelagem, a subseção precedente analisa os parâmetros pertinentes à elaboração de qualquer sistema de comunicação na rede de energia elétrica.

### 2.3.2.3 Análise dos Ruídos Medidos

Medidas de ruído foram realizadas na rede de testes da Figura 10 e na própria rede de distribuição de energia elétrica do CT2 <sup>7</sup>. Com o objetivo de averiguar os parâmetros duração e amplitude destes interferentes, foi montado o esquema de medição da Figura 13, tarefa de extrema relevância em se tratando de projeção e avaliação de sistemas de comunicação perante ambientes de tamanha hostilidade, como o canal PLC.

Com o auxílio de um osciloscópio digital (100 MHz de largura de banda e 1 Gs/s como taxa de amostragem) e de um acoplador para filtrar os sinais de baixa frequência, armazenou-se em um computador via cabo GPIB (*General Purpose Interface Bus*), os ruídos de fundo ilustrados na Figura 14. Com amplitudes máximas iguais a 0.2 Volts (Rede de testes) e 0.6 Volts (Rede CT2), estes ruídos se fazem presentes na rede elétrica, ou seja, sempre existirão no enlace de comunicação.

---

<sup>7</sup>Aqui denominado Rede CT2.

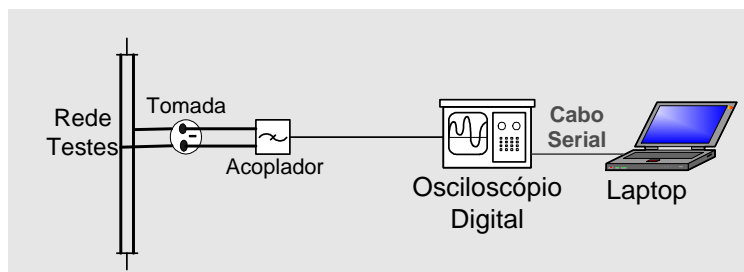


Figura 13: Esquema de ligação para medição de ruído na rede PLC.

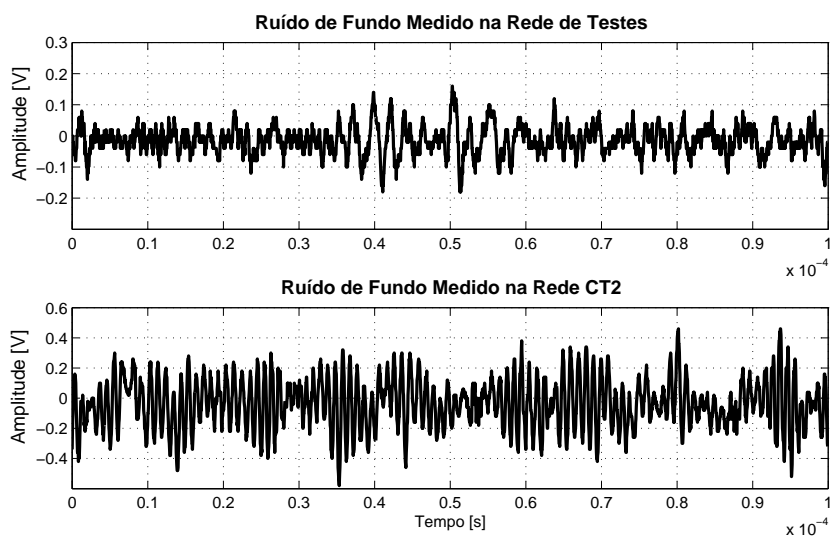


Figura 14: Ruídos de fundo medidos nas redes de testes e CT2 respectivamente.

A Figura 15 ilustra a natureza dos ruídos impulsivos medidos conforme o esquema da Figura 13, com o eixo de amplitude do osciloscópio digital fixado no pico de tensão desejado.

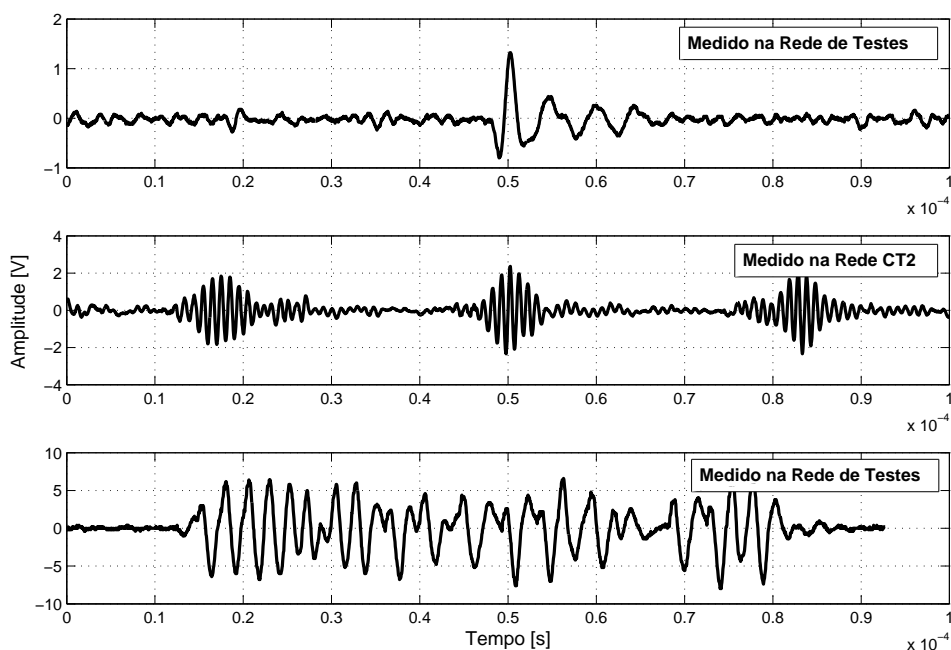


Figura 15: Ruídos impulsivos medidos.

Um olhar atento à duração dos mesmos permite classificá-los de acordo com os tipos anunciados acima. O primeiro e o terceiro impulsos mostrados na Figura 15 enquadram-se perfeitamente nos tipos 1 e 2 qualificados em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) uma vez que suas durações são de aproximadamente 30 e 70  $\mu s$  respectivamente. A periodicidade do impulso medido na rede CT2 sugere sua disposição em uma das categorias de ruído periódico com a frequência da rede.

Outros ruídos medidos na rede de teste e na rede CT2 são reportados no apêndice B. O apêndice também mostra ruídos característicos de uma estação de tratamento de esgoto (ETE) da UFES, ambiente extremamente ruidoso, dada a presença de equipamentos como motores, bombas, inversores na sua planta industrial que atende 1000 habitantes.

## 3 *Modulação Multiportadora*

A transmissão de um sinal por um canal PLC provoca sobreposição de diversas réplicas do sinal original no receptor. Com atrasos diferentes, tais sinais caracterizam um fenômeno denominado multipercurso, precursor de interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol-Interference*). O espalhamento multipercurso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação se realiza a altas taxas, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados.

Técnicas de equalização podem e vem sendo utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários subcanais ortogonais, a transmissão utilizando múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a conseqüente resposta em frequência quase plana de cada subcanal.

### 3.1 Histórico

Sistemas multiportadoras tiveram sua origem nos anos 50 com a introdução da multiplexação por divisão de frequência, FDM (*Frequency Division Multiplexing*) (DOELZ; HEALD; MARTIN, 1957). Porém, a complexidade relacionada a sincronismo das portadoras, que envolvia sua implementação, levou ao abandono do sistema em 1957, embora fora muito usado para a comunicação em altas frequências por militares.

Em 1966, Chang patenteou o princípio e a estrutura de multiplexação ortogonal, OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) através da publicação de um artigo onde sintetizava a transmissão multicanal de sinais limitados em banda, conceituando a sobreposição espectral ortogonal de sinais multifrequências na comunicação de dados (CHANG, 1966). Aproveitando-se das descrições de Chang, Saltzberg elaborou um estudo

onde empregava uma modulação O-QAM (*Offset QAM*) nas subportadoras, que consistia em atrasar a componente em quadratura em meio período de símbolo, reduzindo a flutuação do envelope do sinal e mantendo a linearidade nos amplificadores ao longo de uma larga faixa de amplitude, facilitando o projeto dos filtros de transmissão e recepção (SALTZBERG, 1967), (CHANG; GIBBY, 1968).

Mas a maior contribuição atribuída a esta modulação foi a compartilhada por Weinstein e Ebert, em 1971 (WEINSTEIN; EBERT, 1971), cuja proposta se baseou na idéia de se usar a transformada discreta de fourier, DFT (*Discrete Fourier Transform*) para a geração e recepção de sinais OFDM, o que reduziu significativamente a complexidade de implementação dos *modems*, visto que eliminava a necessidade da utilização de bancos de osciladores analógicos na transmissão e recepção. Para combater as interferências intersimbólica e intercanal, ICI (*Interchannel-Inteference*), eles utilizaram intervalos de guarda entre os símbolos e funções janelas do tipo cosseno levantado na filtragem do sinal.

O problema da manutenção da ortogonalidade nas portadoras foi resolvido em 1980, com Peled e Ruiz (PELED; RUIZ, 1980), quando da introdução do ciclo prefixo, CP (*Cyclic Prefix*) ou extensão cíclica. Em vez de se utilizar intervalos de guarda vazios, ou seja, sem sinal, se estende o símbolo OFDM ciclicamente ao longo do intervalo de guarda com um CP maior que a resposta ao impulso do canal, acarretando uma perda de potência compensada pelo fato de não mais se ter ICI. Ainda em 1981 e seguindo a linha de estudo introduzida por Saltzberg, Hirosaki implementou um *modem* OFDM usando DFT, modulação QAM nas subportadoras e um algoritmo de equalização para eliminação das ISI e ICI (HIROSAKI, 1980), (HIROSAKI, 1981).

A técnica OFDM só foi considerada em sistemas de comunicação móveis em 1985, por Cimini (CIMINI, 1985), para nos anos 90 se tornar padrão em vários sistemas de comunicação, tais como radiodifusão de áudio digital, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), radiodifusão de vídeo digital, DVB (*Digital Video Broadcasting*), redes locais sem fio, WLAN (*Wireless Local Area Network*), também conhecido como padrão IEEE 802.11a. Ela é o padrão dos *modems* de comunicação nas linhas de assinante digital, ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e HDSL (*High Rate Digital Subscriber Line*) e é forte candidata para os padrões de comunicação móvel da 4ª geração, serviços de redes em banda larga sem fio, entre outros (HARA; PRASAD, 2003).



## 3.2 Concepção Básica

A modulação multiportadora divide a seqüência de dados a serem transmitidos em várias subseqüências, que paralelamente moduladas em igual número de portadoras <sup>1</sup> são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais. A quantidade  $N$  de subcanais ou de subseqüências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subseqüência,  $NT_s$ , seja maior que o espalhamento multipercurso,  $\tau_{max}$ , do canal  $h(t)$ , isto é, que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de qüerência do canal de comunicação, conforme ilustra a Figura 16. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é  $T_s$ , - já que com resposta em freqüência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências com *fading* multipercurso relativamente plano (HARA; PRASAD, 2003), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (BINGHAM, 1990).

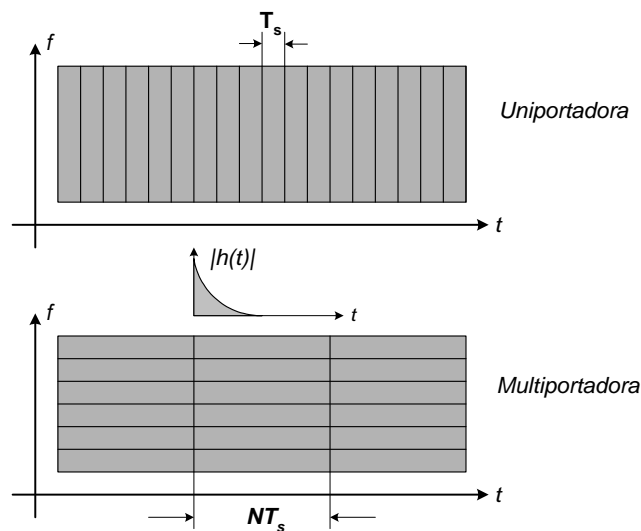


Figura 16: Resolução tempo freqüência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

Considere um sistema de modulação linear (uniportadora) que transmite símbolos QPSK à taxa  $R_s = 0.5 \text{ Msps}$ , correspondente a largura de banda passante  $B = 0.5 \text{ MHz}$ , em um canal PLC com atraso máximo  $\tau_{max} = 6 \mu\text{s}$ . Com a duração de um símbolo  $T_s = \frac{1}{R_s} = 2 \mu\text{s}$  menor que o atraso máximo do canal, este sistema sofre severos efeitos de multipercurso. No domínio da freqüência diz-se que o sinal é distorcido pela seletividade em freqüência, uma vez que a largura de banda de coerência do canal  $B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \approx 167 \text{ kHz}$  é menor que  $B$ , o que induz equalização complexa, pois os efeitos dos "nulos" da resposta em freqüência somente são amenizados com estimativas precisas do canal em

<sup>1</sup>Denominadas subportadoras

questão. Tais efeitos são drasticamente minimizados se a idéia de dividir a banda larga em  $N$  subcanais que linearmente modulados constituem  $N$  subsistemas paralelos com  $B_N = \frac{B}{N}$  e  $R_N \approx \frac{R_s}{N}$  for posta em prática. Com  $N = 10$  no sistema exemplificado, um novo símbolo de duração  $T_N \approx \frac{1}{B_N} = 20 \mu s$  maior que  $\tau_{max}$  se faz presente, diminuindo assim a ISI. Fazendo  $N$  suficientemente grande - a ponto de tornar  $B_N$  muito menor que  $B_c$  - reduz-se muito a influência da seletividade em frequência do canal, além de diminuir a taxa de símbolos na mesma proporção. Portanto, se muito menor quer dizer pelo menos dez vezes menos, significa que para  $B_N = \frac{B}{N} = 0.1 \times B_c$  pode-se no exemplo acima escolher um valor para  $N$  igual a  $N = \frac{B}{0.1 \times B_c} = \frac{0.5 \times 10^6}{0.1 \times 167 \times 10^3} \approx 30$  subportadoras. Valor este que minimiza a seletividade em frequência ao fazer a largura de banda de cada subportadora estreita o suficiente para tornar o *fading* multipercurso quase plano, conforme mostra a Figura 17.

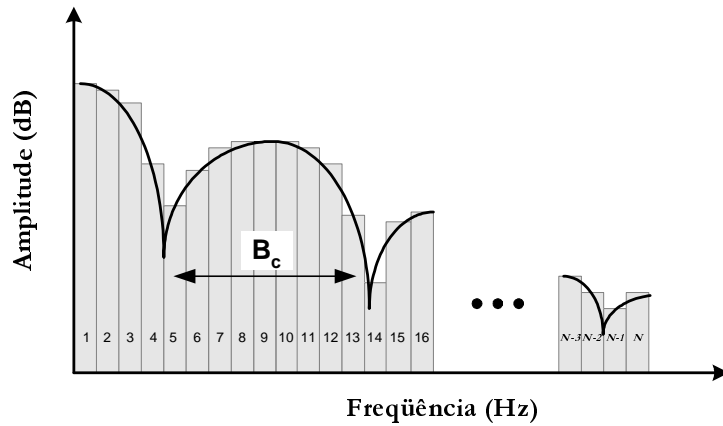


Figura 17: Divisão do espectro de frequências em  $N$  subcanais

Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o número de subportadoras, já que aumentá-las significa aumentar a interferência entre subcanais adjacentes, a ICI e conseqüentemente a complexidade do sistema (SILVA et al., 2003), (DEZAN, 2004).

### 3.3 Configuração do Sistema Multiportadora

A concepção acima descrita permite afirmar que um sistema multiportadora constitui-se de  $N$  sistemas convencionais cujas taxas de transmissão são  $N$  vezes menor. Os modelos de transmissão e recepção são discutidos nas seções seguintes.

### 3.3.1 Modelo de Transmissão

A Figura 18 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A seqüência de *bits* de entrada, ou o *bitstream*, gerada à taxa  $R_b$  é dividida em  $N$  subseqüências através do bloco conversor serial para paralelo (S/P). Contendo  $m$  *bits*, cada subseqüência é mapeada em um símbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ , conforme constelação desejada (bloco Map), onde  $M = 2^m$  é a quantidade de pontos da constelação. Após conversão tempo discreto para tempo contínuo por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$ , cada símbolo <sup>2</sup>  $s_i(t)$  é modulado por uma subportadora de freqüência  $f_i$  ocupando uma largura de banda  $B_N$ . Somados, tais subsímbolos formam o sinal mutiportadora a ser transmitido no canal após conversão paralelo para serial (bloco P/S) (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (CIOFFI, 2003).

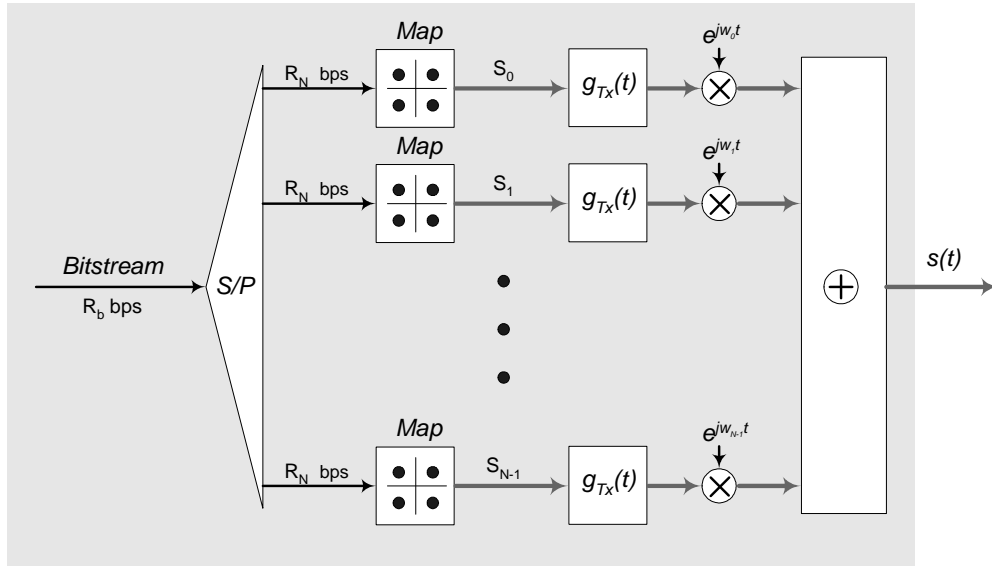


Figura 18: Configuração de um transmissor multiportadora.

Observe pela Figura 18 que a taxa de transmissão em cada subseqüência,  $R_N = \frac{R_b}{N}$  é inversamente proporcional ao número de subportadoras, a duração de cada subsímbolo é  $T_N = N \times T_s$  e a largura de banda de cada subcanal é  $B_N = \frac{B}{N}$  onde  $B$  é a largura de banda necessária à transmissão da seqüência de bits (*bitstream*) original.

Matematicamente, o sinal na saída do transmissor é dado por (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t} \quad (3.1)$$

onde  $s_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal  $i$  centrado na freqüência

<sup>2</sup>Cada símbolo paralelo é também chamado de subsímbolo

$f_i = f_0 + i(B_N)$  para subportadoras não sobrepostas,  $i = 1, \dots, N - 1$ ,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$  e  $j = \sqrt{-1}$ .

Se o "janelamento" realizado pelo filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  for feito por um pulso do tipo *coseno* levantado com um fator de *roll-off*  $\beta$  ( $0 < \beta < 1$ ), o tempo de cada subsímbolo é  $T_N = \frac{1+\beta}{B_N}$ . Na prática, a limitação na duração de tais pulsos (prevenção contra ISI) provoca um adicional na largura de banda de cada subcanal de  $\frac{\epsilon}{T_N}$ , separando os subcanais em  $\frac{1+\beta+\epsilon}{T_N}$  e tornando a largura de banda total  $B$  igual a

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N}. \quad (3.2)$$

A implementação da Figura 18 usa o espectro de freqüências de forma ineficiente. A ineficiência espectral pode ser eliminada se uma particular sobreposição espectral for realizada. O apêndice C mostra que se consegue preservar a ortogonalidade das subportadoras, espaçando-as em  $\frac{1}{T_N}$  na freqüência de maneira a centralizar a subportadora  $i$  na freqüência  $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$  e a reduzir a faixa de freqüências total necessária a

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}, \quad (3.3)$$

onde a aproximação se dá ao fato de  $N$  ser suficientemente grande, enquanto que  $\beta$  e  $\epsilon$  não afetam a banda do sistema como um todo.

Para ilustrar a eficiência espectral conseguida, considere o exemplo analisado na seção anterior, onde os valores de  $N$ ,  $B_N$  e  $T_N$  são 30 subportadoras, 16.7 KHz e 60  $\mu s$  respectivamente. Supondo que o filtro de transmissão é do tipo *coseno* levantado com  $\beta = 1$ , e excesso de largura de banda provocado pelo limitação temporal do subsímbolo,  $\frac{\epsilon}{T_N} = 0.1$ , a largura de banda total quando os subcanais são sobrepostos é

$$B = \frac{N + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N} = \frac{30 + 1 + 0.1}{0.00006} = 0.518MHz \approx 0.5MHz,$$

o que é metade da largura de banda necessária quando os mesmos subcanais não são sobrepostos,

$$B = \frac{N(1 + \beta + \epsilon)}{T_N} = \frac{30(1 + 1 + 0.1)}{0.00006} = 1.05MHz.$$

A particular sobreposição de espectros acima referida é possível fazendo com que a freqüência central de uma subportadora se localize no cruzamento por zero das demais. Se o sinal na recepção for amostrado na freqüência da subportadora, mantém-se a ortogonalidade e conseqüentemente não ocorrerá ICI (HANZO; WEBB; KELLER, 2000). Um outro benefício advindo desta tarefa é o de não mais se utilizar possíveis filtros analógicos precisos (complexos) na recepção do sinal. A divisão das subportadoras sobrepostas - cujos

espectros não têm mais a banda limitada - é agora realizada via processamento digital <sup>3</sup> (BINGHAM, 1990).

### 3.3.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na Figura 19, que depois de separá-las, as demodula e filtra usando um banco de filtros de recepção  $g_{Rx}(t)$  idêntico <sup>4</sup> ao do transmissor  $g_{Tx}(t)$ . O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseguinte conversão paralelo para serial fornece a seqüência de bits de saída.

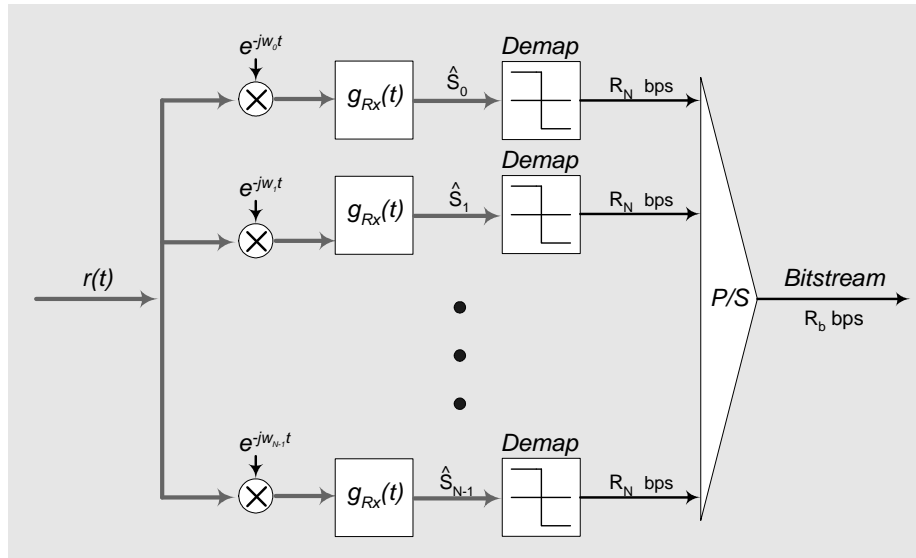


Figura 19: Configuração de um receptor multiportadora.

Desprezando os efeitos do canal  $h(t)$  e do ruído  $n(t)$ , e considerando como filtro de recepção um pulso ideal no intervalo  $[0, T_N]$ , cada símbolo na entrada do bloco demapeador é estimado como (KLENNER, 2004), (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002),

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

<sup>3</sup>Consulte a seção 3.4 para maiores detalhes.

<sup>4</sup>Para maximizar a SNR, os filtros de transmissão e recepção devem ser casados.

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot T_N \cdot s_i \\
&= s_i
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam  $N$  moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custo, tamanho e consumo de potência. A próxima seção descreve em linhas gerais, a resolução desse problema.

### 3.4 A Multiplexação OFDM

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma forma de implementação digital do sistema multiportadora, onde a modulação e a demodulação são realizadas via transformada discreta de Fourier inversa e direta respectivamente. Ou seja, é a técnica de multiplexação por divisão de frequências, onde as subportadoras são ortogonais entre si e a modulação/demodulação é feita usando a IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform/ Direct Discrete Fourier Transform*) (CIOFFI, 2003). Para isso e para combater distorções relacionados à ISI e à ICI, o OFDM usa como filtros de transmissão e recepção nas Figuras 18 e 19 respectivamente, o pulso retangular

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right), \tag{3.6}$$

cujos espectros são dados por

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_N \cdot \text{sinc}(\pi f T_N). \tag{3.7}$$

Observe pela Figura 20 que os zeros da função *sinc* são posicionados nas frequências  $f_i = \frac{i}{T_N}$  com  $i = 1, \dots, N - 1$ , e que para transmissão sem interferência intercanal, ou seja, para obtenção de ortogonalidade entre as subportadoras, o espectro de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos escolhendo como distância entre subcanais,  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$  de maneira que ao subcanal  $i$  é associado a frequência  $f_i = i \cdot \Delta_f$ .

Analogamente, no domínio do tempo a ortogonalidade é mantida se as subportadoras tiverem um número de ciclos inteiro e múltiplo um do outro em um intervalo de símbolo.

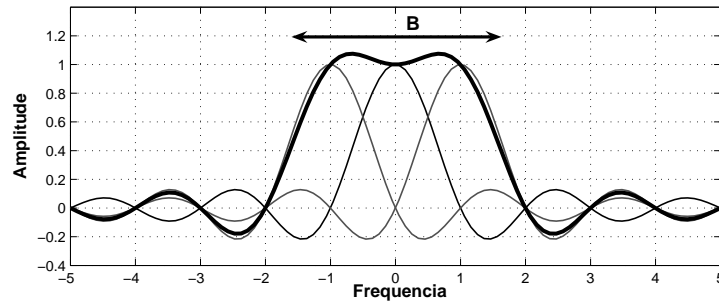


Figura 20: Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras.

### 3.4.1 Transmissor OFDM

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 18 por uma IDFT, considere a equação (3.1). Substituindo  $g_{Tx}(t)$  pelo impulso retangular da equação (3.6), tem-se que (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{j2\pi f_i t}. \quad (3.8)$$

Com um símbolo de duração  $T_N$  amostrado  $N$  vezes,  $t = n \frac{T_N}{N}$  ( $0 < t < T_N$ ) e sabendo que,  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $\text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) = 1$  (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{i}{T_N} n \frac{T_N}{N}}$$

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}, \quad (3.9)$$

para  $0 \leq n \leq T_N$ . Sem perda de generalidade pode-se então afirmar que a equação 3.9 nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), pode-se portanto escrever que

$$s[n] = \text{IFFT}\{s_i\}. \quad (3.10)$$

A transformada discreta de Fourier traz consigo as vantagens das propriedades inerentes, nomeadamente, a linearidade, simetria, convolução circular, deslocamento, ortonormalidade dos autovetores da matriz de transformação, entre outras (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004).

Para transmissão em canais com fio, necessita-se de um sinal real<sup>5</sup> na saída do bloco IDFT. Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria hermitiana na seqüência de entrada do mesmo bloco (PROAKIS, 1995), (RUIZ; CIOFFI; KASTURIA, 1992). Assim, para  $N$  par<sup>6</sup> e  $L = 2N + 2$ , faz-se,

$$s_i = [0, s_0, s_1, \dots, s_{N-2}, s_{N-1}, 0, s_{N-1}^*, s_{N-2}^*, \dots, s_0^*], \quad (3.11)$$

onde  $s_i^*$  é o complexo conjugado do subsímbolo  $s_i$ . Portanto, a simetria hermitiana resulta no conjunto de subsímbolos,

$$s_i = [s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}}, \dots, s_{L-1}], \quad (3.12)$$

para  $0 \leq i \leq L - 1$  e  $s_0$  e  $s_{\frac{L}{2}}$  (nível DC e freqüência de *Nyquist*) zerados por conveniência. Vale lembrar que na recepção interessam-se apenas os  $\frac{L}{2} - 1$  primeiros símbolos:

$$s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}-1}.$$

A Figura 21 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 18, onde o bloco *Hermit* faz a simetria hermitiana para que a operação IFFT gere coeficientes reais na sua saída.

Empregando a transformada discreta inversa de Fourier na seqüência simétrica, a saída pode ser alternativamente expressa como (RUIZ; CIOFFI; KASTURIA, 1992),<sup>7</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{L-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (3.13)$$

onde  $a_i$  e  $b_i$  são os componentes real e imaginário do subsímbolo complexo  $s_i = a_i + jb_i$ .

A Figura 22 mostra parte de uma seqüência dada pela equação 3.13, bem como o seu espectro de potência.<sup>8</sup>

<sup>5</sup>Para o presente trabalho, usam-se seqüências reais na entrada do canal (canais *wireline* ou *wired*).

<sup>6</sup>Assume-se também que toda seqüência na entrada da IFFT é par e potência de dois. Se não o for o mesmo bloco funcional a completará com zeros.

<sup>7</sup>Consulte o apêndice D para a demonstração.

<sup>8</sup>Note que para se transmitir uma seqüência de dados de tamanho  $N$ , necessita-se de uma operação IDFT com  $L = 2N$  pontos.



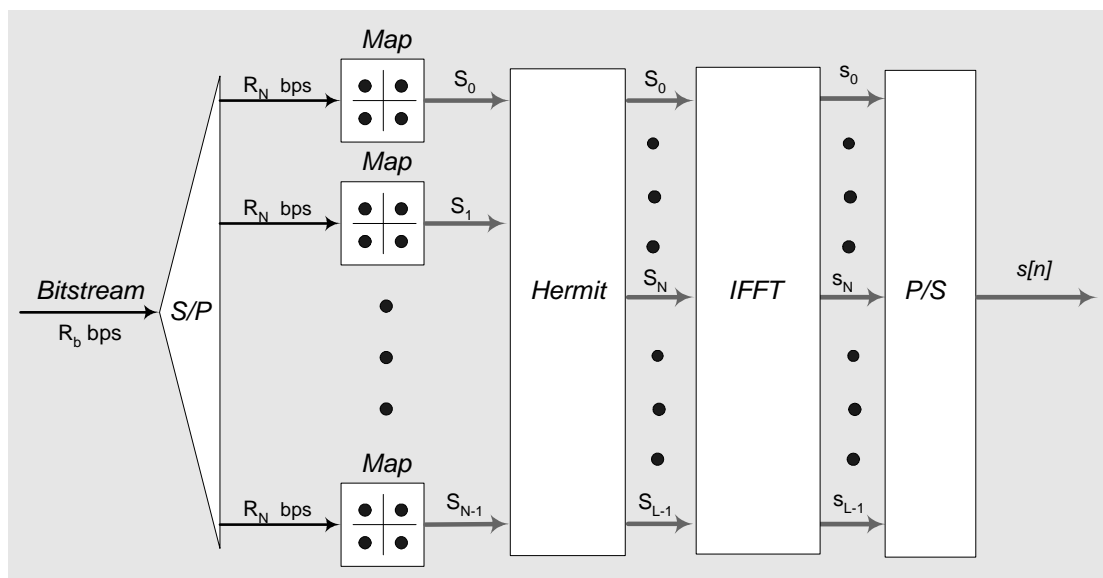


Figura 21: Configuração básica de um transmissor OFDM. O sinal OFDM na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria hermitiana aplicada aos subsímbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.

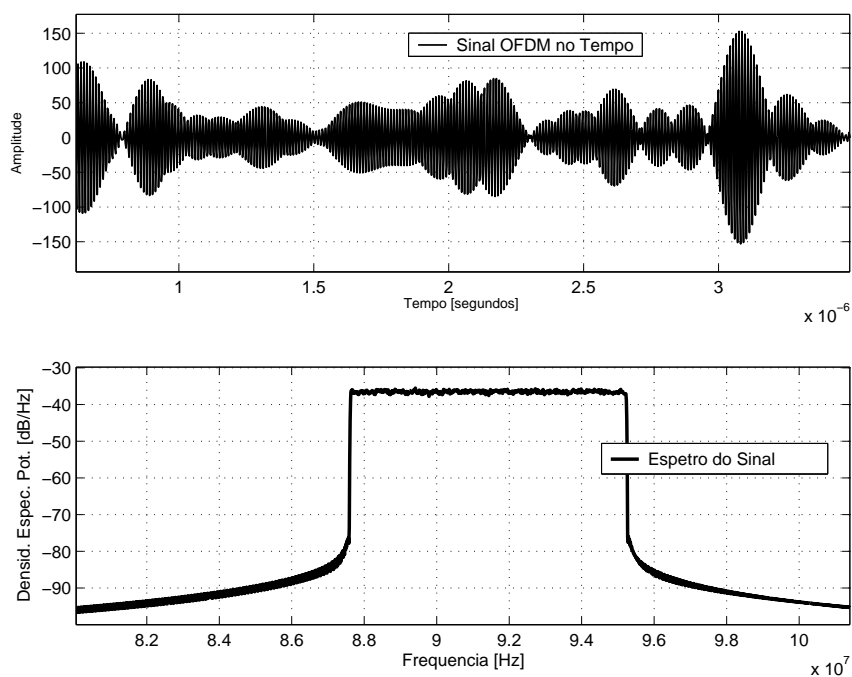


Figura 22: Densidade Espectral de potência de um sinal OFDM gerado pela Figura 21 para 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IDFT, o sinal passa por um filtro de transmissão  $g_{Tx}(t)$  retangular e depois por um conversor D/A simulado por um filtro *Butterworth* de ordem 13. O sinal é deslocado para a frequência central  $f \approx 91$  MHz.

### 3.4.2 Receptor OFDM

Pela Figura 19, fica claro que

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t}] * g_{Rx}(t), \quad (3.14)$$

onde  $w_i = 2\pi f_i$ . Sabendo-se que  $f_i = i \cdot \Delta_f = \frac{i}{T_N}$ ,  $g_{Rx} = \text{rect}(\frac{t}{T_N})$ , tem-se que,

$$\hat{s}_i(t) = \left[ r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \right] * \text{rect} \left( \frac{t}{T_N} \right).$$

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução <sup>9</sup> obtém-se

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \cdot \text{rect} \left( \frac{t - \tau}{T_N} \right) d\tau,$$

que amostrado em  $t = 0$  fornece

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} = \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} d\tau. \quad (3.15)$$

A equação (3.15) representa uma série de *Fourier*, uma vez que o espectro de  $r(t)$  é amostrado em frequências  $f_n = \frac{n}{T_a}$  (KLENNER, 2004). Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis,  $\tau = nT_a$ ,  $d\tau = dn \cdot T_a$ , a equação (3.15) se transforma em

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r(nT_a) \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}}. \quad (3.16)$$

Com o período de amostragem  $T_a$  dado por  $T_a = \frac{T_N}{N}$ , o sinal de recebido  $r(t)$  é amostrado como  $r[i] = r(iT_a)$ . Ou seja, o sinal recebido é periódico em  $T_N$  sendo cada período amostrado em  $T_a$ . Reescrevendo a equação 3.16 como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-2\pi i \frac{in}{N}}, \quad (3.17)$$

obtém-se a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT (DINIZ; SILVA; NETTO, 2004), onde  $0 \leq i \leq N - 1$ . Conclui-se, de forma similar à transmissão que,

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot FFT\{r[i]\}, \quad (3.18)$$

e que a configuração do receptor OFDM pode ser a mostrada na Figura 23.

---

<sup>9</sup> $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t - \tau)d\tau$

Depois da operação FFT, considera-se apenas a primeira metade dos subsímbolos na entrada do demapeador.

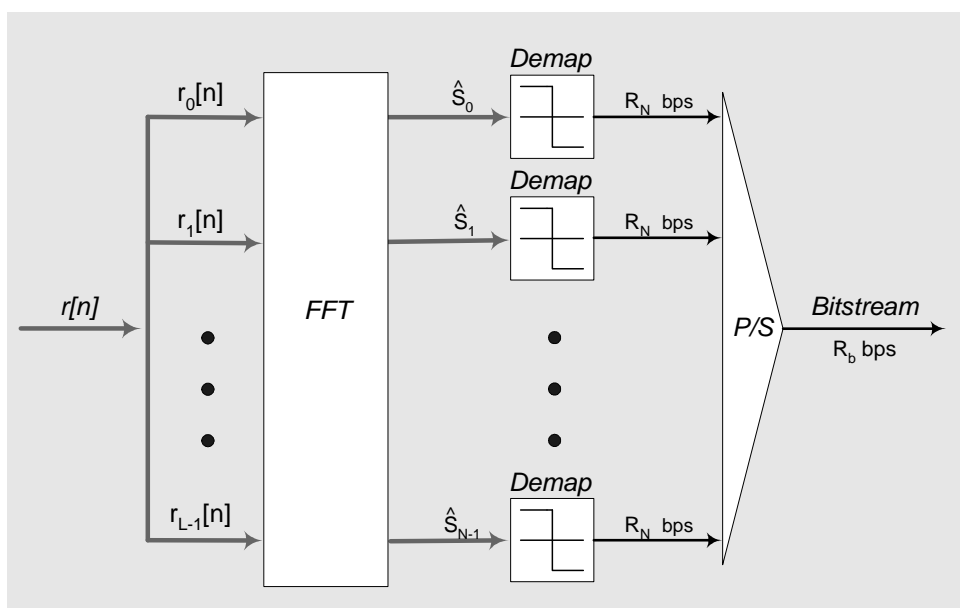


Figura 23: Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria *hermitiana* pois se considerou  $N = \frac{L}{2}$  subsímbolos OFDM na entrada do bloco *Demap*.

Elimina-se com isso, a necessidade dos  $N$  osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiportadora proposta na secção 3.3.2, reduzindo a complexidade de implementação. Usando os algoritmos rápidos da transformada de discreta Fourier aliado ao avanço das técnicas de processamento de sinais, um sistema de transmissão e recepção OFDM é perfeitamente possível de ser implementado.

### 3.4.3 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercurso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usada. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004), (PROAKIS, 1995). A Figura 24 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico, CP (*cyclic Prefix*).

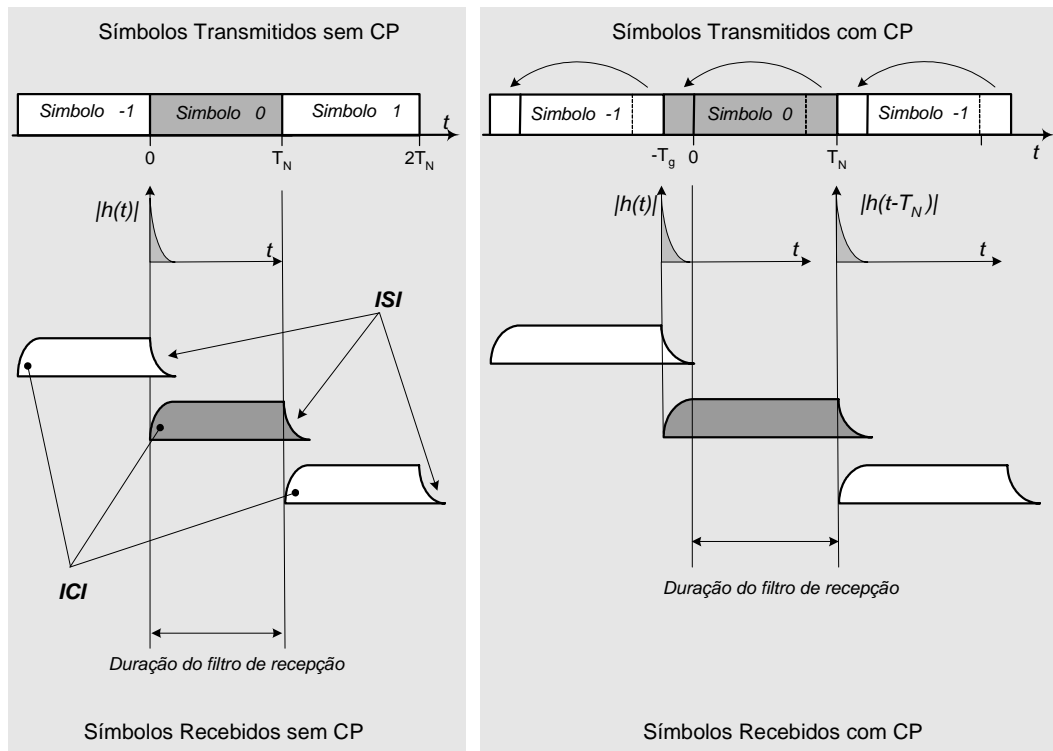


Figura 24: Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.

Note-se na Figura 24 que a duração do intervalo de guarda  $T_g$  tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal  $\tau_{max}$ . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja "captada" pelo símbolo OFDM corrente.

Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para  $T = T_N + T_g$  e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para  $g_{Tx} = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N + T_g}\right)$ . O ultimo efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \cdot \log_2(M) \quad \text{bit/s/Hz},$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo para o início do mesmo, por isso não contém informação útil e é removido na recepção.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor  $s[n]$  com a resposta impulsiva do canal  $h[n]$  em uma convolução circular (PROAKIS, 1995), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (HARA; PRASAD,

2003), ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k]s[n - k]_N, \quad (3.19)$$

onde  $s[n - k]_N$  ( $[n - k]_N$  significa  $[n - k] \text{ modulo } N$ ) é uma versão periódica de  $s[n - k]$  com período  $N$  e o operador  $\otimes$  designa a operação convolução circular. Conhecendo-se  $h[n]$  no receptor, o sinal transmitido  $s[n]$  pode ser recuperado a partir de

$$\hat{s}[n] = IDFT\{S[i]\} = IDFT\left\{\frac{R[i]}{H[i]}\right\}, \quad (3.20)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência:

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (3.21)$$

para  $0 \leq i \leq N - 1$ .

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na Figura 25 (KLENNER, 2004), (PROAKIS, 1995).

Observe que as informações redundantes inerentes à simetria hermitiana e ao intervalo de guarda são extraídas na recepção. Vale informar que o bloco *hermit* se torna desnecessário se a intenção for obter na saída do transmissor subsímbolos OFDM complexos.

### 3.5 Desafios da Modulação Multiportadora

Assim como todo o sistema de comunicação, a multiplexação OFDM tem suas deficiências ou então seus desafios. A quantidade de subportadoras, por exemplo, é um argumento que deve ser cuidadosamente determinado, pois dele depende o correto funcionamento do sistema em termos de taxa de erro de bits, relação potência do sinal e potência do ruído, sincronismo, entre outros. Para não fugir ao escopo deste trabalho, descreve-se nesta secção, de forma bem sucinta, os dois principais desencorajadores da escolha da modulação multiportadora.

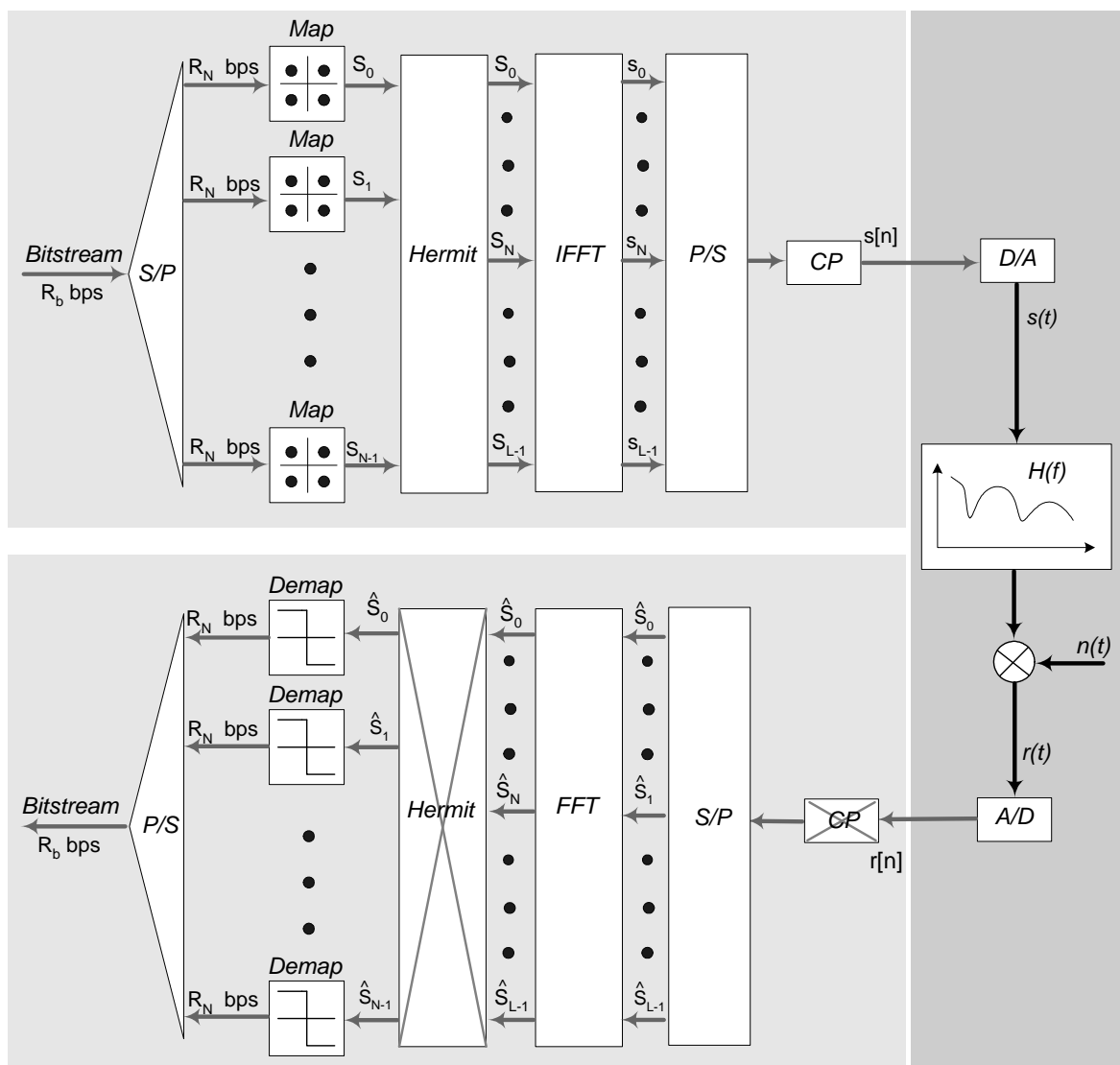


Figura 25: Sistema OFDM básico.

### 3.5.1 Razão Potência de Pico e Potência Média do Sinal

A qualidade de qualquer sistema de comunicação também se relaciona com a razão entre a potência de pico e potência média, PAR (*Peak to Average power Ratio*) do sinal transmitido, que nos tempos contínuo e discretos é definido por (HANZO; WEBB; KELLER, 2000),

$$PAR = \frac{\max|s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]}, \quad (3.22)$$

$$PAR = \frac{\max|s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}. \quad (3.23)$$

Além de aumentar a complexidade do conversor A/D, um valor alto de PAR obriga o amplificador de potência da transmissão a trabalhar na região não linear (valor médio e valor de pico muito distantes) provocando distorção no sinal a ser transmitido.

Mostra-se que em um sistema OFDM de  $N$  subportadoras, o valor máximo do PAR é  $N$  (veja apêndice E)<sup>10</sup>. Portanto, aumentar  $N$ , no intuito de aumentar a robustez contra seletividade em frequência, também significa aumentar a PAR. Observe a ampla variação da amplitude do sinal OFDM no tempo para  $N = 512$  subportadoras na Figura 22.

Existem na literatura inúmeros métodos que visam solucionar este inconveniente. Ceifamento (*clipping*) do sinal OFDM em uma determinada amplitude, cancelamento de picos do sinal e codificação de canal são algumas das várias técnicas pesquisadas (HANZO; WEBB; KELLER, 2000).

### 3.5.2 Desvio de Frequência

Erros de sincronismo e o Descasamento entre os osciladores (filtros) de transmissão e recepção são algumas das causas de perda de ortogonalidade das subportadoras, o que na prática significa que a separação em frequência de tais portadoras não é precisamente  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ . Um deslocamento de frequência  $\delta_f$  (inteiro não múltiplo de  $\Delta_f$ ) faz com que a amostragem dos subsímbolos na recepção seja feita em frequências  $f_n + \delta_f$  para  $0 \leq n \leq N - 1$ , conforme ilustra a Figura 26.

A potência total da interferência intercanal no canal  $i$  é quantizada em (HANZO; WEBB;

<sup>10</sup>Na prática o valor típico de PAR é bem menor que o valor máximo. No entanto, PAR varia linearmente com  $N$ .

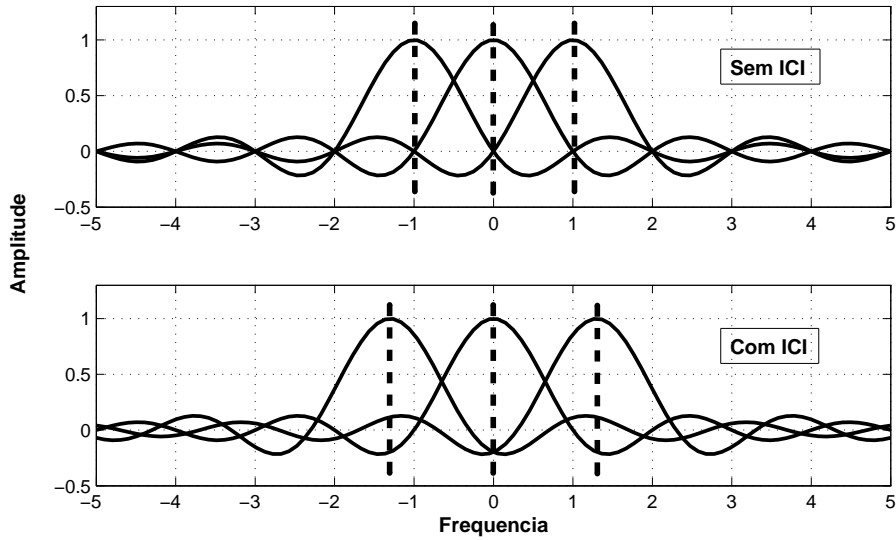


Figura 26: Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em  $\Delta_f$  (sem ICI) e espaçadas em  $\Delta_f + \delta_f$  (com ICI). Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento com zero das demais.

KELLER, 2000), (CIOFFI, 2003), conforme,

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0 (T_N \cdot \delta_f)^2, \quad (3.24)$$

onde  $C_0$  é uma constante e  $I_m$  a ICI, que, entre duas subportadoras  $x_i(t)$  e  $x_{i+m}(t)$  é o produto interno dado por,

$$I_m = \int_0^{T_N} x_i(t) \cdot x_{i+m}(t) dt = \frac{T_N (1 - e^{-j2\pi(\delta_f + m)})}{j2\pi(\delta_f + m)}, \quad (3.25)$$

para os sinais da subportadora  $i$ , e da subportadora interferente definidos como,<sup>11</sup>

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi it}{T_N}} \quad (3.26)$$

e

$$x_{i+m}(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m)t}{T_N}}, \quad (3.27)$$

sendo que este último demodulado com desvio de frequência  $\delta_f$ , podendo ser assim reescrito como

$$x_i(t) = e^{j\frac{2\pi(i+m+\delta_f)t}{T_N}}. \quad (3.28)$$

<sup>11</sup>Desprezando o subsímbolo e a frequência da subportadora.



Analisando a equação 3.24 conclui-se primeiramente que aumentar  $T_N$  (o mesmo que diminuir  $\Delta_f$ ) aumenta a ICI em uma relação quadrática. O mesmo se pode dizer acerca do aumento de  $\delta_f$ . Em segunda instância e embora de forma indireta pode-se concluir que o aumento da quantidade de subportadoras  $N$  aumenta a potência da ICI, uma vez que para uma mesma largura de banda, aumentar  $N$  significa diminuir  $\Delta_f$  e portanto aumentar  $\delta_f$ .

Em um canal AWGN, o desvio de frequência  $\delta_f$  provoca uma degradação,  $\gamma$ , na relação potência do sinal e potência do ruído, SNR. Para  $\delta_f \ll \Delta_f$ ,  $\gamma$  é matematicamente escrita como, (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002)

$$\gamma = \frac{10}{3 \ln(10)} \left( \frac{\pi \delta_f}{\Delta_f} \right)^2 \cdot SNR, \quad (3.29)$$

o qual exprime o valor que deve ser adicionado à SNR para manter o desempenho da BER do sistema sem ICI. A Figura 27 mostra o seu comportamento com a variação de  $\delta_f$  para alguns valores de SNR e  $\Delta_f = 312.5 \text{ KHz}$ .<sup>12</sup>

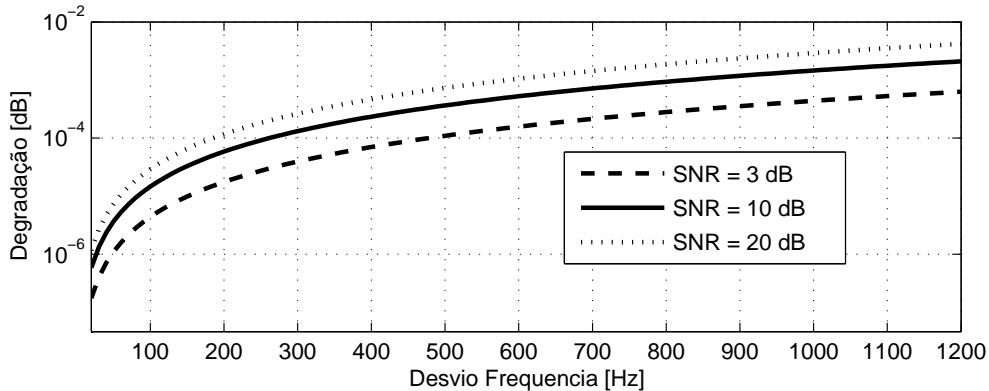


Figura 27: Degradação na SNR devido ao desvio de frequência para  $\Delta_f = 312.5 \text{ KHz}$ .

<sup>12</sup>Espaçamento em frequência do padrão IEEE 802.11a.

## 4 *Modulação Codificada por Treliça*

Em sistemas de comunicação, a codificação tem por objetivo a detecção e correção de erros introduzidos pelo canal. Normalmente, naqueles em que a potência é limitada, esta proteção aumenta a eficiência de potência de transmissão adicionando redundância na seqüência de símbolos.

No entanto, além de aumentar a complexidade do receptor, isso expande a largura de banda necessária na razão inversa da taxa de código  $R_c$ , uma vez que tal procedimento requer um aumento da taxa de transmissão de dados no modulador (LIN; JR., 2004). Na análise de desempenho do sistema realizada pela taxa de erro de bits, BER (*Bit Error Rate*), há uma diminuição da potência no transmissor desde que se mantenha a mesma taxa de erro do sistema sem codificação. Alternativamente, mantendo-se a mesma potência, diminui-se a BER.

Contudo, existem sistemas onde o custo de utilização do espectro e as restrições impostas por leis que regulamentam o meio de comunicação inviabilizam o aumento de faixa de frequências utilizável. Em tais sistemas de largura de banda limitada, o uso de modulações multiníveis e/ou multifases aumenta a eficiência espectral às custas do aumento da potência de transmissão em benefício da manutenção da BER (PROAKIS, 1995).

Assim, a codificação se traduz em um mecanismo de troca de potência de transmissão por mais largura de banda e complexidade do receptor em sistemas de comunicação digital, onde a eficiência espectral  $\eta = \frac{R_c}{B} \leq 1$  bit/dimensão, para  $R_c$  a taxa de codificação e  $B$  a largura de banda necessária à transmissão de um símbolo (LIN; JR., 2004).

Até meados de 1970, acreditava-se que ganhos provenientes da codificação só eram possíveis mediante a expansão da largura de banda (LIN; JR., 2004). A sua inutilidade em sistemas de  $\eta > 1$  direcionava as pesquisas para projetos de construção de eficientes

algoritmos de codificação e decodificação para canais binários onde  $\eta = R_c \leq 1$ . Houve também a preocupação em se desenvolver constelações bidimensionais de  $\eta > 1$  e de máxima distância Euclidiana quadrática (DEQ) <sup>1</sup> mínima entre seus pontos.

Introduzida por Ungerboeck em junho de 1976, a modulação codificada em treliça, TCM (*Trellis-Coded Modulation*), é um esquema de sinalização de largura de banda eficiente, uma vez que alcança ganhos de codificação sem expandir a largura de banda, portanto, sem alterar a taxa de transmissão de símbolos (UNGERBOECK, 1982). A sua aplicação em sistemas de comunicação resolve o conflito relacionado à eficiência de largura de banda e potência de transmissão.

Idealizado para imunizar sistemas perante a presença de ruídos no canal, o TCM integra codificadores convolucionais binários de taxa  $R_c = \frac{k}{k+1}$  a constelações <sup>2</sup> contendo  $M = 2^{K+1} > 2$  pontos. Por exemplo, um código de taxa  $R_c = \frac{2}{3}$  deve ser combinado com a modulação 8-PSK, mapeando os três bits de saída do codificador em um dos símbolos da constelação 8-PSK em um intervalo de símbolo de  $T$  segundos.

Para melhor entender o funcionamento da modulação codificada TCM, considere um sistema não codificado, modulado em 4-PSK, cuja eficiência espectral é de  $2 \text{ bits/s/Hz}$  e a probabilidade de erro de bits é de  $10^{-6}$  para uma certa razão potência de sinal e potência de ruído (SNR). Sabe-se que, mantendo-se a BER, a diminuição dessa SNR dá-se mediante a expansão da faixa. Entretanto, codificando o sistema segundo um código TCM de taxa  $R_c = \frac{2}{3}$  por exemplo, mantém-se a mesma eficiência espectral que o modulador não codificado mediante um novo mapeamento. Satisfazendo a condição de 3 bits por símbolo, a modulação 8-PSK demanda um aumento de aproximadamente  $4 \text{ dB}$  na SNR com a finalidade de manter a mesma BER. O benefício advindo do uso da codificação TCM é o de sobrepujar esse aumento, além de prover um ganho de codificação significativo considerando a complexidade advinda no receptor. Assim, a modulação codificada envolve a expansão da constelação mediante a teoria de partição de conjunto sugerida por Ungerboeck, em vez da expansão da largura de banda (UNGERBOECK, 1987a), (UNGERBOECK, 1987b), (LIN; JR., 2004).

<sup>1</sup>Entenda-se por distância Euclidiana quadrática a distância em  $N$  dimensões entre dois pontos  $p$  e  $q$  de espaço  $R^N$  dada por  $\Delta_0^2 = \sum_{i=1}^{i=N} (p_i - q_i)^2$ , onde  $p_i$  e  $q_i$  são as coordenadas dos pontos na dimensão  $i$ .

<sup>2</sup>Espaços euclidianos

## 4.1 Partição de Conjunto

Realiza-se a justa comparação entre os sistemas codificado e não codificado, se as suas constelações preservarem a mesma energia média. Isso sugere a aproximação dos símbolos (pontos da constelação) no espaço Euclidiano do sistema codificado e conseqüentemente a diminuição da distância quadrática Euclidiana mínima (LIN; JR., 2004). A sugestão de Ungerboeck para o mapeamento da constelação aliado a regras que controlam as palavras código na saída do codificador aumenta essa distância. Isso permite alcançar ganhos de codificação significativos utilizando codificadores relativamente simples, além de repor a perda resultante da expansão do número de pontos da constelação. A forma como a partição de conjunto é realizada constitui a questão fundamental dessa integração codificação e modulação.

Agrupar os pontos de uma constelação em um conjunto que maximiza a mínima distância Euclidiana é a idéia crucial deste processo. Para tanto, considere a constelação 8-PSK da Figura 28, onde os oito pontos estão sobre um círculo de raio  $\sqrt{E_s}$  para  $E_s$  a energia do símbolo. Com pontos vizinhos formando um ângulo de  $45^\circ$  entre si e separados por uma distância Euclidiana quadrática mínima  $\Delta_0^2 = 2 - \sqrt{2} = 0.568$  para energia  $E_s$  unitária <sup>3</sup>, o conjunto  $A_0$  é dividido em dois subconjuntos de 4 pontos cada. Rotulados por  $B_0$  e  $B_1$ , estes subconjuntos contém símbolos separados pela distância  $\Delta_0^2 = 2$  (ângulo de  $90^\circ$ ). Na segunda partição, cada subconjunto é subdividido em outros dois subconjuntos de dois pontos distanciados em  $\Delta_0^2 = 4$  (ângulo de  $180^\circ$ ), resultando nos subconjuntos  $C_0, C_1, C_2$  e  $C_3$ . Finalmente, o última estágio conduz a oito subconjuntos, cada um com apenas um único ponto, ilustrados na Figura 28 como  $D_0, D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$  e  $D_7$  (LIN; JR., 2004), (WELLS, 1999).

A atribuição de um número binário a cada partição tem como objetivo, associar a cada símbolo  $D_i$  uma palavra código. A seqüência binária é lida do subconjunto  $C_i$  até o conjunto original  $A_0$ , o que gera um mapeamento natural <sup>4</sup> dos símbolos 8-PSK (WELLS, 1999).

O mesmo raciocínio aplica-se para o particionamento da constelação 16-QAM da Figura 29. Observe-se que a DEQ mínima dobra a cada instância de partição. Característico de constelações retangulares, tal cenário comprova o fato deste ganho aumentar com o aumento da potência da constelação (LIN; JR., 2004).

<sup>3</sup>Afirmativa preservada durante esta abordagem.

<sup>4</sup>Entenda-se por mapeamento natural o fato da conversão binária para decimal fornecer os símbolos na seqüência natural, ou seja na seqüência 0,1,2,3,4,5,6,7 conforme suas posições na constelação 8-PSK.

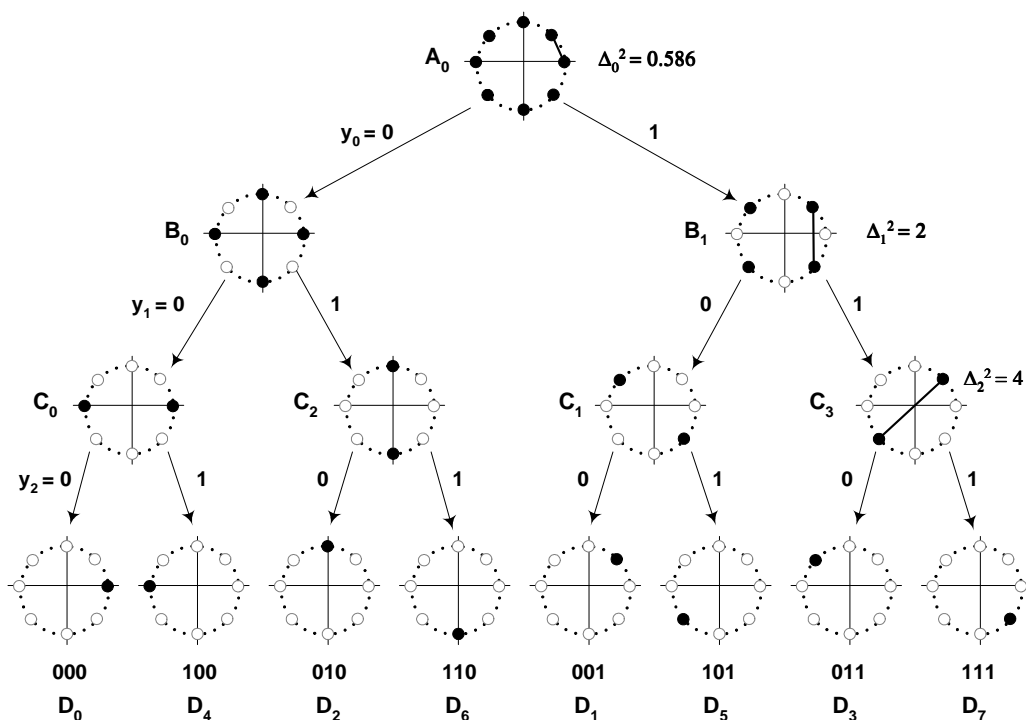


Figura 28: Particionamento 8-PSK.

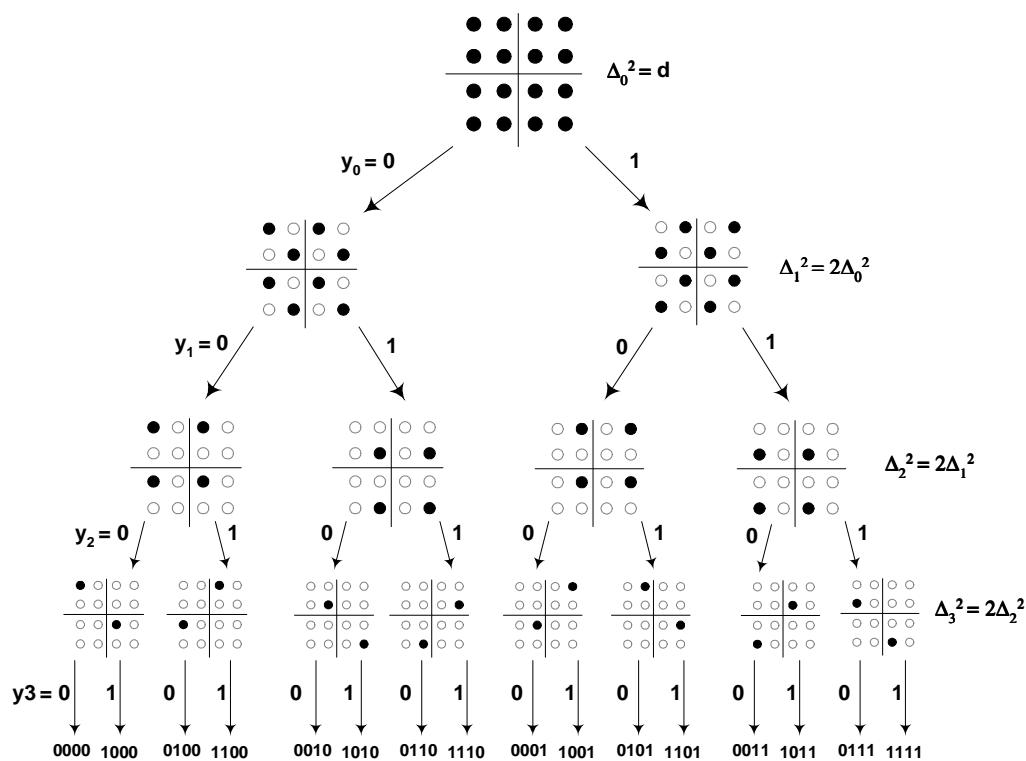


Figura 29: Particionamento 16-QAM.

Ressalta-se a arbitrariedade na atribuição dos pontos dos conjuntos em cada particionamento, desde que os pontos dentro de cada subconjunto estejam "afastados" ao máximo. Vale reforçar que o controle destas distâncias - seqüências de símbolos permitidas no receptor que maximizam a DEQ mínima em relação ao sistema não codificado - é feita pelo codificador convolutacional cuja estrutura é analisada na seção seguinte.

## 4.2 Estrutura do Codificador Convolutacional

Geralmente, a codificação TCM emprega os chamados codificadores Ungerboeck. Expressos em forma de polinômios de verificação de paridade, esta codificação implementa codificadores convolutacionais recursivos e sistemáticos. Recursivos porque existe realimentação (do bit de paridade) na sua estrutura, e sistemático devido ao fato de existirem na saída bits não codificados, ou seja, bits da fonte de informação aparecem inalterados nas palavras código. A recursividade ou realimentação faz com que estes codificadores convolutacionais tenham um desempenho inferior aos não recursivos (WELLS, 1999). Entretanto, quando utilizados em conjunto ao mapeador, traduzem-se em ótimos codificadores. A Figura 30 ilustra a representação canônica dos mesmos.

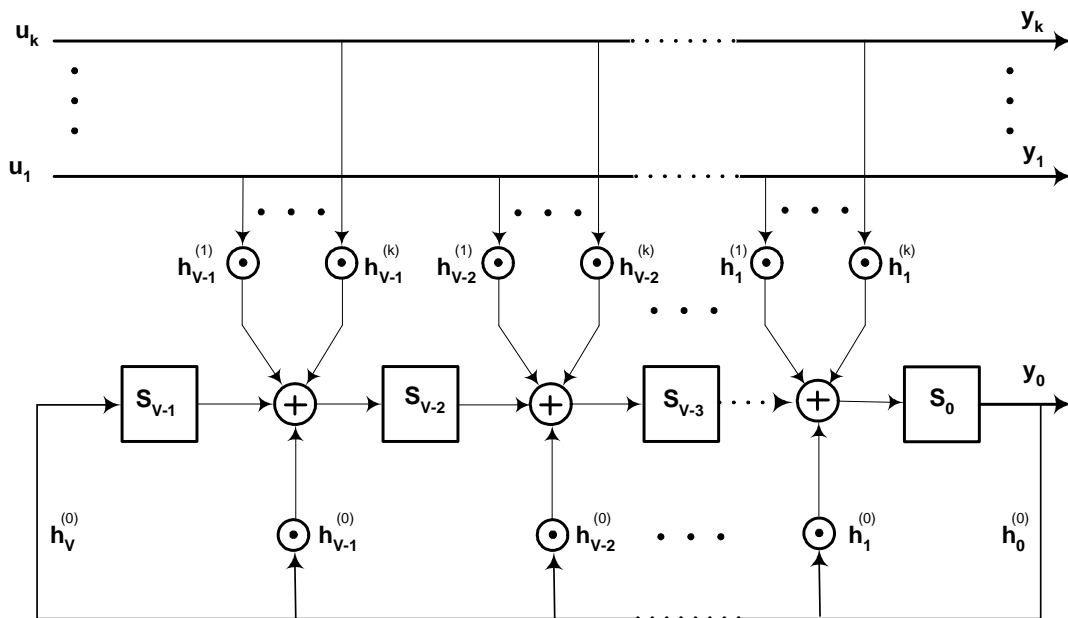


Figura 30: Representação canônica do codificador sistemático e recursivo. A taxa de codificação é  $R_c = \frac{k}{k+1}$ .

A entrada de cada elemento de memória  $S_V$ , enumerados da direita para a esquerda, concebe uma conexão entre um coeficiente  $h_V^{(\cdot)}$  e a saída de um outro registrador de

deslocamento <sup>5</sup>. Em implementação em *Hardware* esta conexão representa uma operação "ou exclusivo".

Geralmente, um codificador de taxa  $R_c = \frac{k}{k+1}$  associa aos bits da fonte  $u_1, \dots, u_k$  os polinômios de verificação de paridade  $H^{(1)}, \dots, H^{(k)}$ . O polinômio  $H^{(0)}$  associado à realimentação é descrito por

$$H^{(0)} = 1 + h_1^{(0)}x + \dots + x^V, \quad (4.1)$$

enquanto que para os restantes polinômios, os coeficientes  $H^{(j)}$  que especificam as conexões com o bit  $u_j$  são  $h_0^{(j)} = h_V^{(j)} = 0$ . Assim, se os polinômios de um codificador TCM forem especificados na base octal como  $H^{(2)} = 0$ ,  $H^{(1)} = 2$  e  $H^{(0)} = 5$ , sabe-se que,

$$\begin{aligned} H^{(1)} &= (010)_8 = h_0^{(1)} + h_1^{(1)}x + h_2^{(1)}x^2 = x, \\ H^{(0)} &= (101)_8 = h_0^{(0)} + h_1^{(0)}x + h_2^{(0)}x^2 = 1 + x^2. \end{aligned}$$

O codificador convolutacional recursivo e sistemático associado à este exemplo é mostrado na Figura 31 (WELLS, 1999).

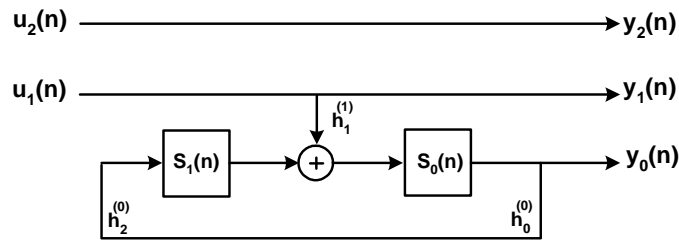


Figura 31: Codificador recursivo sistemático com  $R_c = \frac{2}{3}$ .

A implementação do codificador da Figura 31 sugere a cada instante de tempo  $n$  as seguintes operações:

$$\begin{aligned} y_2(n) &= u_2(n), \\ y_1(n) &= u_1(n), \\ y_0(n) &= S_0(n), \\ S_0(n) &= S_1(n-1) \oplus h_1^{(1)}, \\ S_1(n) &= S_0(n-1) = y_0(n-1), \end{aligned}$$

lembrando que o operador  $\oplus$  refere-se ao "ou exclusivo" outrora mencionado.

<sup>5</sup>Ou então *Flip Flop*.

### 4.3 O Codificador TCM

A junção do codificador convolucional recursivo e sistemático ao mapeador constitui o bloco TCM da Figura 32 (LIN; JR., 2004). Uma seqüência contendo  $k$  bits de informação,  $u(n) = u_k(n), u_{k-1}(n), \dots, u_1(n)$ , forma a entrada do referido bloco a cada instante <sup>6</sup>  $n$ . Destes, um total de  $\tilde{k} \leq k$ , rotulados  $u_{\tilde{k}}, u_{\tilde{k}-1}, \dots, u_1$  entram no codificador de taxa  $R_c = \tilde{k}/(\tilde{k}+1)$ , produzindo na saída uma palavra código  $y_{\tilde{k}}, y_{\tilde{k}-1}, \dots, y_1, y_0$ , para  $y_0$  o bit de paridade. Juntamente com os  $k - \tilde{k}$  bits não codificados,  $u_k = y_k, u_{k-1} = y_{k-1}, \dots, u_{\tilde{k}+1} = y_{\tilde{k}+1}$ , estes  $\tilde{k} + 1$  bits compõem os  $k + 1$  bits do vetor  $y(n) = (y_k, y_{k-1}, \dots, y_1, y_0)$  a serem mapeados em um símbolo de uma constelação de  $M = 2^{k+1}$  pontos. Não existem bits não codificados quando  $k = \tilde{k}$ .

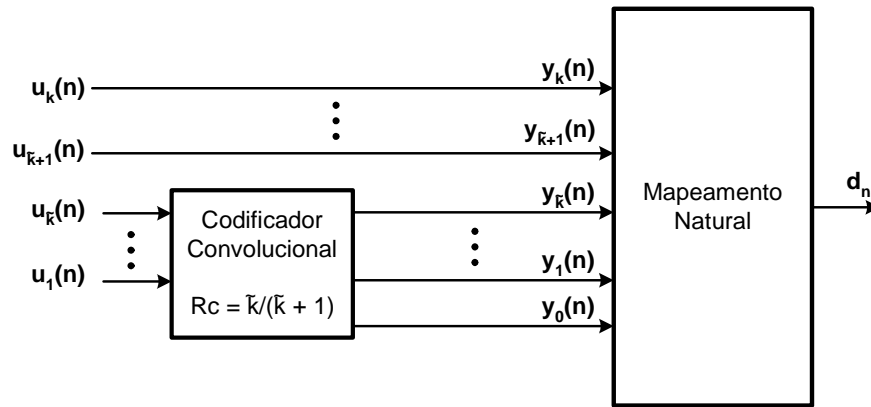


Figura 32: Codificador TCM com  $R_c = \frac{k}{k+1}$  e mapeamento natural de símbolos.

O controle de seqüências que devem ser transmitidas é apenas uma das regras que a integração do codificador ao mapeador criou. Além de designar os  $\tilde{k} + 1$  bits da Figura 32 para selecionarem o subconjunto do último estágio do particionamento e os  $k - \tilde{k}$  para escolherem o sinal do subconjunto <sup>7</sup>, Ungerboeck instituiu como guia para o mapeamento das palavras código as seguintes regras heurísticas (UNGERBOECK, 1982),(LIN; JR., 2004):

- **Regra 1:** Atribuir a transições paralelas, quando existirem, símbolos separados pela maior distância Euclidiana quadrática (DEQ). Por exemplo, no mapeamento 8-PSK, a distância seria o  $\Delta_2^2$ .
- **Regra 2:** Transições originadas ou terminadas em um mesmo estado são associadas ao primeiro estágio da partição de conjunto, ou seja, associadas à DEQ  $\Delta_1^2$ .

<sup>6</sup>Como o funcionamento do bloco TCM acontece a cada instante  $n$ , o mesmo é por motivos de simplificação omitida na explicação precedente. O mesmo acontece na Figura 32.

<sup>7</sup>Por exemplo, no particionamento 8-PSK da Figura 28 este subconjunto se refere ao  $C_i$  para  $i = 0, 1, 2, 3$ , e o sinal um dos pontos  $D_j$  para  $j = 0, 1, \dots, 7$ .



- **Regra 3:** Todos os sinais ou pontos da constelação devem ser utilizados com a mesma frequência.

Considere o codificador TCM e a correspondente treliça - representação dos estados dos registradores de deslocamento e das transições permitidas entre os mesmos - da Figura 33, para melhor entender a aplicação das regras acima listadas. Os polinômios são os mesmos relacionados à Figura 31, os quais geram seqüências de bits codificados posteriormente mapeados na constelação 8-PSK. O mapeamento é natural e os pontos da constelação são representados na escala decimal por motivos de simplificação. Observe na figura que os bits da região rasurada são aqueles que selecionam o ponto da constelação inserida no subconjunto a que o mesmo se refere.

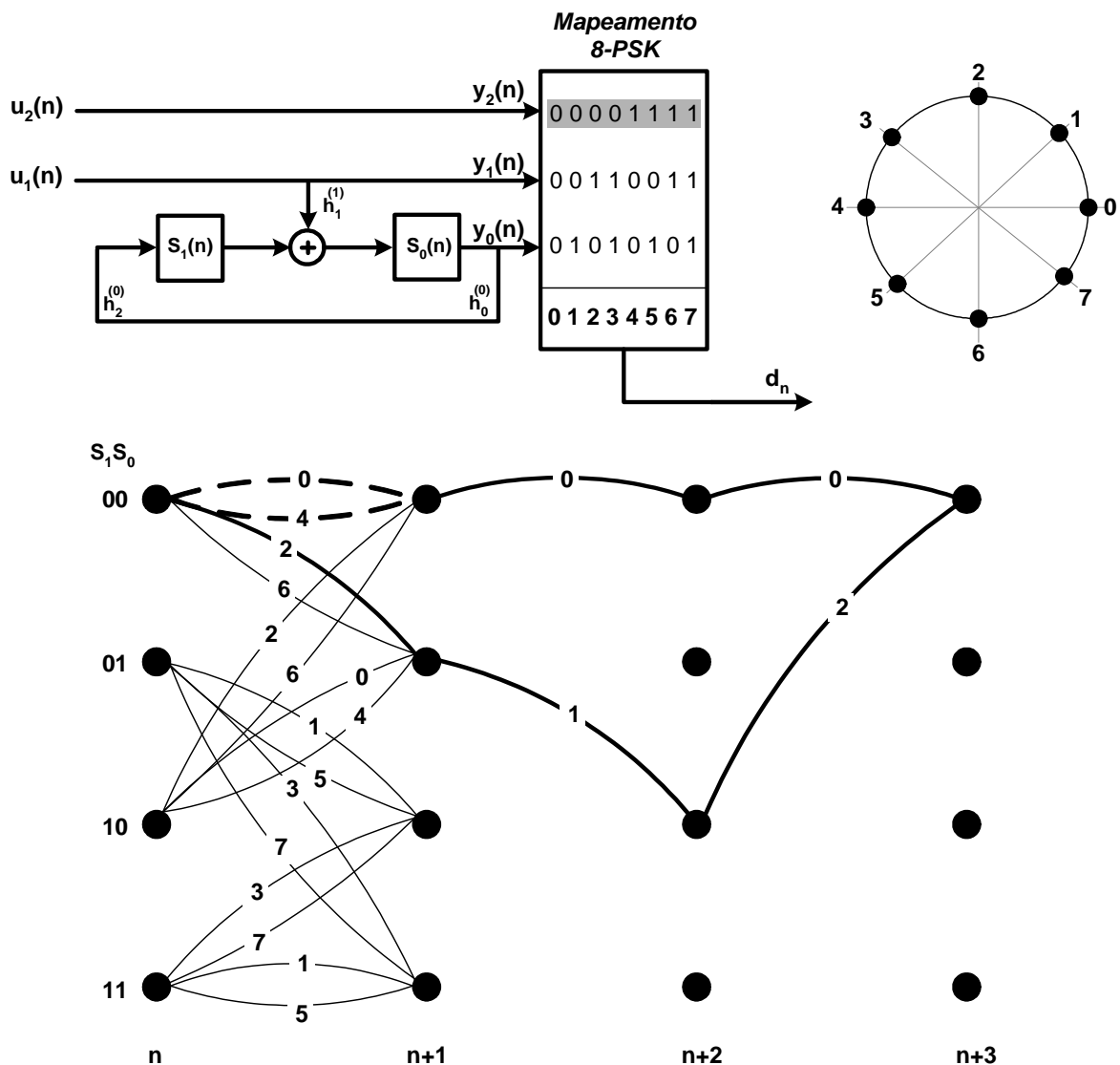


Figura 33: Codificador e treliça TCM com  $R_c = \frac{2}{3}$ , mapeamento natural 8-PSK e ganho assintótico aproximadamente igual a 3 dB.

A representação via treliça mostra que este código TCM concebe transições paralelas (transições originadas e terminadas em um mesmo estado) e o símbolo correspondente à saída do convolucional é mostrada nos ramos da treliça. Como existem  $z = 2$  registradores, a quantidade de estados na treliça é  $2^z = 2^2 = 4$  enumerados na base binária como  $S_0S_1$  iguais 00, 01, 10 e 11.

O desempenho do codificador TCM é determinado pelo parâmetro  $\Delta_{min}^2$  obtido da relação (WELLS, 1999)

$$\Delta_{min}^2 = \min(\Delta_{tr\acute{e}l}^2, \Delta_{paral}^2), \quad (4.2)$$

onde, seguindo as regras estipuladas por Ungerboeck, o  $\Delta_{paral}^2$  define a DEQ entre possíveis transições paralelas e  $\Delta_{tr\acute{e}l}^2$  é dado pela soma de distâncias de um percurso na treliça ao longo do tempo  $n$  que começa e termina em um mesmo estado. Por exemplo, no percurso ilustrado na treliça da Figura 33, o  $\Delta_{tr\acute{e}l}^2$  é calculado como

$$\Delta_{tr\acute{e}l}^2 = \Delta_1^2 + \Delta_0^2 + \Delta_1^2 = 2 + 0.586 + 2 = 4.586,$$

onde, segundo regras de Ungerboeck, o  $\Delta_1^2$  é atribuído às transições que saem ou chegam em um mesmo estado e  $\Delta_0^2$  é atribuído às transições que saem e chegam em estados diferentes. Como  $\Delta_2^2$  deve ser associado à transições paralelas,

$$\Delta_{paral}^2 = \Delta_2^2 = 4$$

e conseqüentemente,

$$\Delta_{min}^2 = 4.$$

Definindo o ganho assintótico de codificação <sup>8</sup> como

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\Delta_{min}^2(\text{codificado})}{\Delta_{min}^2(\text{n\~{o} codificado})} \right], \quad (4.3)$$

o ganho de do codificador da Figura 33 em um canal AWGN é

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{4}{2} \right] = 3dB,$$

onde o  $\Delta_{min}^2(\text{n\~{o} codificado}) = 2$  caracteriza a distância Euclidiana quadrática (DEQ) mínima de um sistema não codificado e modulado em 4-PSK ou 4-QAM (UNGERBOECK, 1982).

O ganho de codificação pode aumentar, aumentando-se a quantidade de estados da treliça. Isso acontece mediante o emprego de mais flip flops na estrutura do codificador, o que naturalmente aumenta a complexidade da codificação, bem como da decodificação.

<sup>8</sup>Supondo energia média unitária nos sistemas codificado e não codificado.

Como exemplo de ilustração, considere o código TCM da Figura 34.

A quantidade de registradores de deslocamento é agora  $z = 3$ . Existem portanto  $2^3 = 8$  estados na treliça numerados na base binária conforme conteúdos de  $S_0S_1S_2$ . Como todos os bits participam da "formação" de  $y_0$ , não existem transições paralelas entre estados.

Os polinômios de verificação de paridade são

$$\begin{aligned} H^{(2)} &= 04 = (000100)_8 = h_0^{(2)} + h_1^{(2)}x + h_2^{(2)}x^2 + h_3^{(2)}x^3 = x^2, \\ H^{(1)} &= 02 = (000010)_8 = h_0^{(1)} + h_1^{(1)}x + h_2^{(1)}x^2 + h_3^{(1)}x^3 = x, \\ H^{(0)} &= 11 = (001001)_8 = h_0^{(0)} + h_1^{(0)}x + h_2^{(0)}x^2 + h_3^{(0)}x^3 = 1 + x^3. \end{aligned}$$

A inexistência de transições paralelas faz com que

$$\Delta_{min}^2 = \Delta_{trel}^2 = \Delta_1^2 + \Delta_0^2 + \Delta_1^2 = 2 + 0.586 + 2 = 4.586,$$

o que aumenta o ganho de codificação para

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{4.586}{2} \right] = 3.6dB.$$

O exato desempenho em termos de taxa de erro de bits (BER) e relação potência de sinal e potência de ruído (SNR) destes códigos é demasiadamente complexo. Para moderados a altos valores de SNR, este desempenho é aproximado para

$$p_e = N_{min} Q \left( \frac{\Delta_{min}}{2\sigma} \right), \quad (4.4)$$

onde o  $p_e$  representa a probabilidade de um caminho erroneamente selecionado na treliça, o  $\Delta_{min}$  fornecido pela equação 4.2 e  $N_{min}$  definido como o número de caminhos da treliça de DEQ mínima igual a  $\Delta_{min}$  (UNGERBOECK, 1982), (WELLS, 1999). Análises precisas do desempenho de sistemas codificados em TCM são encontradas em (LIN; JR., 2004).

A Figura 35 ilustra duas tabelas contendo dois de vários códigos ótimos descobertos por Ungerboeck. Maiores informações acerca da heurística envolvendo suas descobertas são encontradas em (UNGERBOECK, 1982), (UNGERBOECK, 1987a) e em (UNGERBOECK, 1987b).

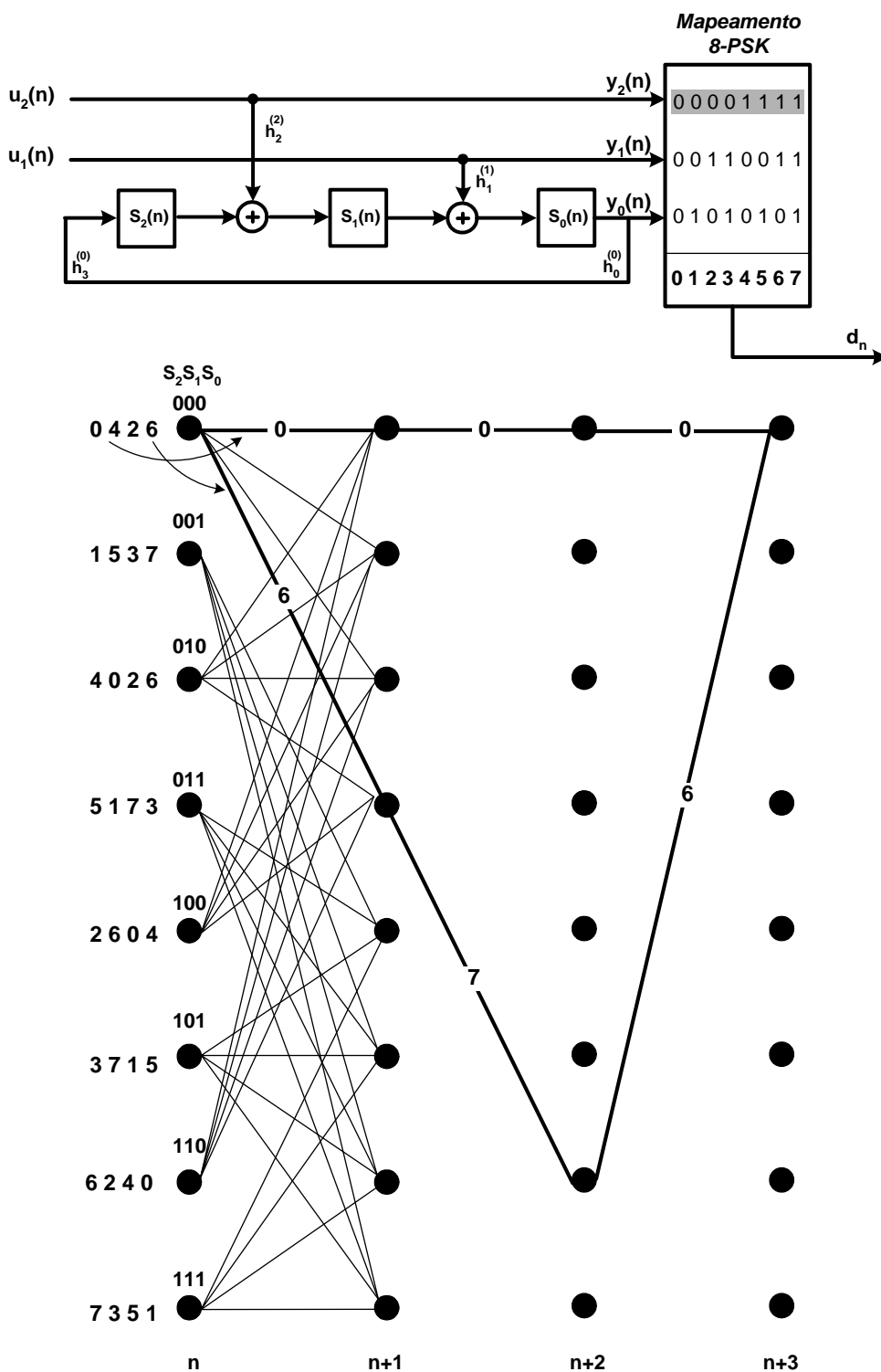


Figura 34: Codificador e treliça TCM com  $R_c = \frac{2}{3}$ , mapeamento natural 8-PSK e ganho assintótico aproximadamente igual a 3.6 dB.

Códigos TCM com Mapeamento 8-PSK (4-PSK não Codificado)							
Nº Estados	k	H <sup>(2)</sup>	H <sup>(1)</sup>	H <sup>(0)</sup>	$\Delta_{\min}^2/\Delta_0^2$	Ganho (dB)	N <sub>min</sub>
4	2	0	2	5	4.000	3.01	1
8	2	04	02	11	4.586	3.60	2
16	2	16	04	23	5.172	4.13	2.3
32	2	34	16	45	5.758	4.59	4
64	2	066	030	103	6.343	5.01	5.3
128	2	122	054	277	6.586	5.17	0.5
256	2	130	072	435	7.515	5.75	1.5

Códigos TCM com Mapeamento 16-QAM (8-PSK não Codificado)							
Nº Estados	k	H <sup>(2)</sup>	H <sup>(1)</sup>	H <sup>(0)</sup>	$\Delta_{\min}^2/\Delta_0^2$	Ganho (dB)	N <sub>min</sub>
4	3	-	2	5	4.000	4.36	4
8	3	04	02	11	5.0	5.33	16
16	3	16	04	23	6.0	6.12	56
32	3	10	06	41	6.0	6.12	16
64	3	064	016	101	7.0	6.79	56
128	3	042	014	203	8.0	7.37	344
256	3	304	056	401	8.0	7.37	44
512	3	0510	0346	1001	8.0	7.37	4

Figura 35: Códigos TCM ótimos para mapeamentos PSK e QAM.

## 4.4 O Decodificador TCM

A tarefa de um decodificador TCM é a de estimar a seqüência e símbolos que realmente foi transmitida. Para isso este necessita das informações inerentes à treliça como banco de dados, para funcionar como processo inverso ao codificador. O algoritmo Viterbi de decisão suave é o adotado neste trabalho.

Utilizado em aplicações de programação dinâmica, o Viterbi é um algoritmo de máxima verossimilhança uma vez que determina o menor caminho que uma seqüência de símbolos recebidos percorreu na treliça. Utilizando como métrica a distância Euclidiana entre o símbolo esperado e o recebido, tal algoritmo minimiza o erro quadrático mínimo durante o processo de estimação.

Proposto em 1967 por Andrew Viterbi para decodificar codificadores convolucionais (VITERBI, 1967), o algoritmo determina o caminho de menor métrica deslocando-se pela treliça ao longo do tempo. Em um determinado intervalo de tempo  $n$  e  $n + 1$ , o Viterbi calcula a métrica associada a cada ramo da treliça utilizando o símbolo recebido neste instante e os símbolos esperados em cada transição da própria treliça. Apenas a transição com menor métrica é armazenada em cada estado, a qual é atualizada pela soma do seu atual valor pelo valor do instante anterior. Essa seqüência de instruções é, por motivos de complexidade no receptor, realizada até um tempo experimental igual a  $5 \times (2^{z+1})$  (VITERBI, 1967), (WELLS, 1999). Após este tempo, o percurso que acumular a menor métrica é selecionado e o caminho é percorrido de volta capturando-se a provável seqüência de símbolos transmitida. Um posterior demapeamento é então efetivado em um processo literalmente inverso ao da transmissão.

Detalhes do funcionamento do algoritmo Viterbi são encontrados em (LIN; JR., 2004) e em (WELLS, 1999). Esclarecimentos acerca da sua implementação em tempo real são descritos em (HUI-LING, 1995).

## 5 *Análise de Desempenho*

O desempenho do sistema OFDM via simulação computacional da taxa de erro de bits (BER) e relação potência de sinal e potência de ruído (SNR) para os canais AWGN e PLC é aqui apresentado. O projeto do sistema, bem como a descrição dos parâmetros utilizados no mesmo são expostos na metodologia. A seção que descreve os resultados mostra como as propostas de codificação (COFDM) e equalização simples melhoram consideravelmente o desempenho do sistema. Os comentários pertinentes aos resultados obtidos são por fim delineados.

### 5.1 Metodologia

Desenvolvido na plataforma Matlab <sup>1</sup>, o sistema OFDM implementado é o mostrado na Figura 36<sup>2</sup>. Um gerador de seqüência binária com distribuição uniforme, média zero e variância unitária foi utilizada para gerar uma seqüência aleatória de pouco mais de três milhões de bits, formando o bitstream da figura. A transmissão deu-se em forma de frames de 5 símbolos OFDM cada. Os mapeamentos utilizados foram o BPSK, 8-PSK, 4-QAM e 16-QAM. O pretexto da complexidade computacional limitou o tamanho da IFFT/FFT em 512, o que significa que o máximo de 256 subportadoras de informação foram transmitidas a cada símbolo OFDM. O sistema simulado assume perfeito sincronismo entre o transmissor e o receptor, além de desconsiderar modulação adaptativa nas subportadoras de informação.

Os canais simulados foram o canal AWGN e o PLC, sendo o último composto pela resposta em freqüência e pelos ruídos medidos nas redes de teste e CT2 descritos no capítulo 2. Vale ressaltar que a utilidade dos blocos inserção e remoção do intervalo de guarda se dá mediante o uso do canal PLC. O projeto de sua dimensão é analisado na subseção seguinte.

---

<sup>1</sup> *Matlab<sup>TM</sup>* é uma Marca registrada da Mathworks.

<sup>2</sup> O seu funcionamento foi narrado no capítulo 3.

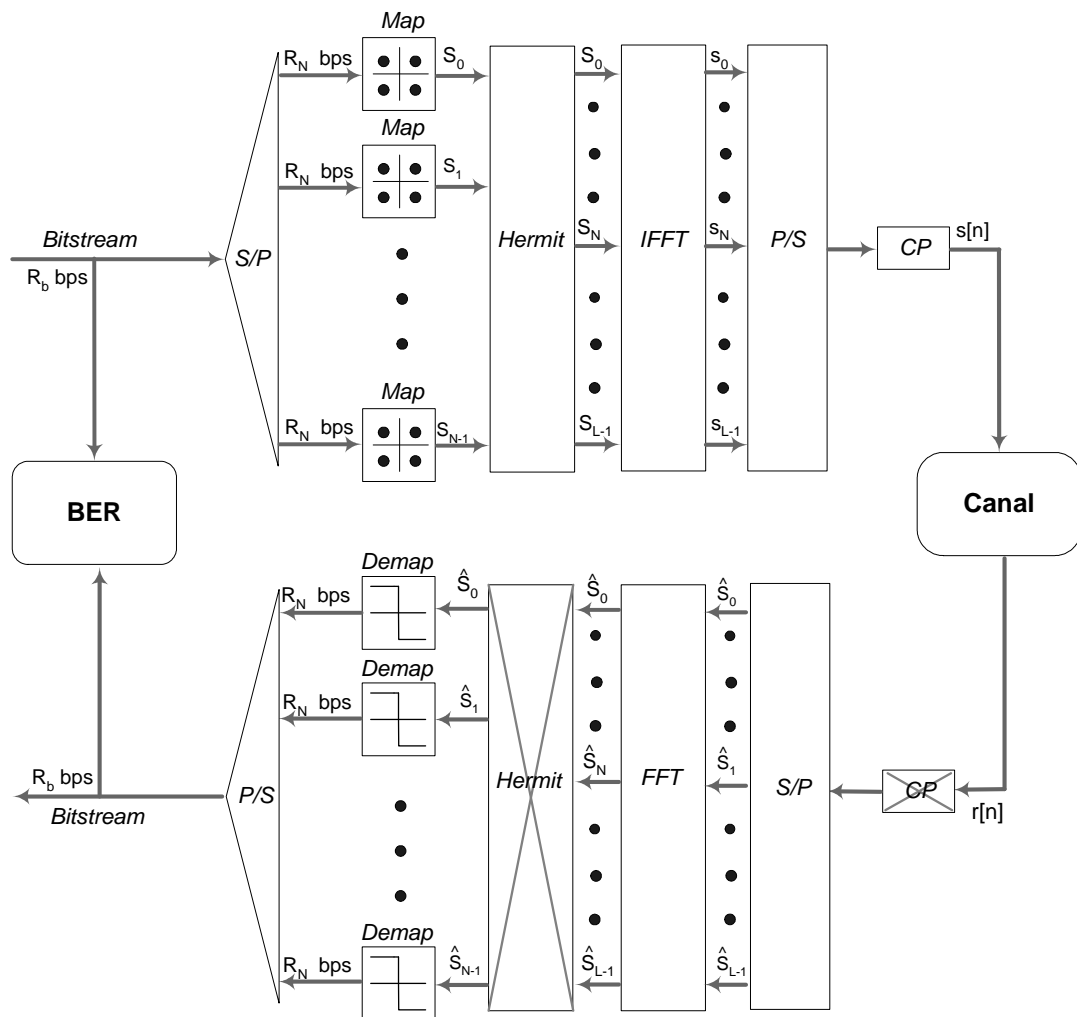


Figura 36: Sistema de Comunicação OFDM implementado.



### 5.1.1 Parâmetros dos sistemas

A parametrização do sistema OFDM obedece à determinadas premissas, tais como a duração do intervalo de guarda, quando a comunicação acontece em um canal seletivo em frequência, e a duração do símbolo OFDM gerado.

#### 5.1.1.1 Canal AWGN

O canal AWGN do sistema adiciona ruído gaussiano branco ao sinal OFDM gerado no transmissor da Figura 36, conforme ilustra a Figura 37.

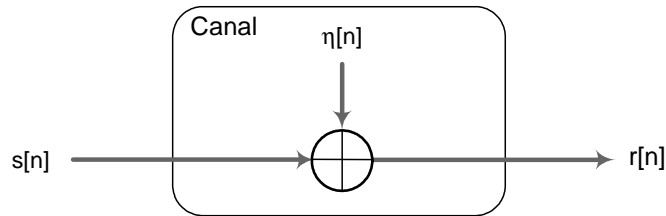


Figura 37: Canal AWGN.

Desprezando a inserção e remoção do intervalo de guarda, o projeto dos parâmetros obedeceu ao critério complexidade computacional originário do tamanho da IFFT/FFT e conseqüentemente da duração do símbolo OFDM. Assim, definida a modulação via IFFT de  $L = 512$  pontos, obtém-se um total de  $N = \frac{L}{2} = 256$  subportadoras, sendo  $N - 2 = 254$  de informação. Estipulada a modulação por subportadora como sendo 8-PSK, por exemplo, tem-se que  $M = 8$  e  $k = \log_2(M) = 3$  bits efetivos, ou seja, bits por símbolo de uma constelação sem codificar. Uma sequência de 768 bits, calculada a partir de  $B_{info} = N \times k$  forma o bitstream do sistema. Com uma largura de banda  $B = 5$  MHz, determinou-se o espaçamento em frequência das subportadoras

$$\Delta_f = \frac{B}{N} = \frac{5 \times 10^6}{256} \approx 19,53k Hz,$$

a duração do símbolo OFDM

$$T_s = \frac{1}{\Delta_f} = \frac{1}{19531.25} \approx 51,2\mu s$$

e a taxa de transmissão

$$R_s = \frac{B_{info}}{T_s} = 15Mbps.$$

Foi seguindo estas mesmas instruções que as taxas de transferência para as modulações

por subportadoras BPSK, 4-QAM e 16-QAM calculadas foram 5, 10 e 20 Mbps respectivamente.

### 5.1.1.2 Canal PLC

O canal PLC utilizado foi o da figura 38. Depois da convolução com a resposta em frequência do canal, ao sinal de saída do transmissor,  $s[n]$ , é adicionado os interferentes intrínsecos ao próprio canal. Os ruídos de fundo e impulsivos medidos nas redes de testes e CT2 foram os interferentes considerados neste trabalho.

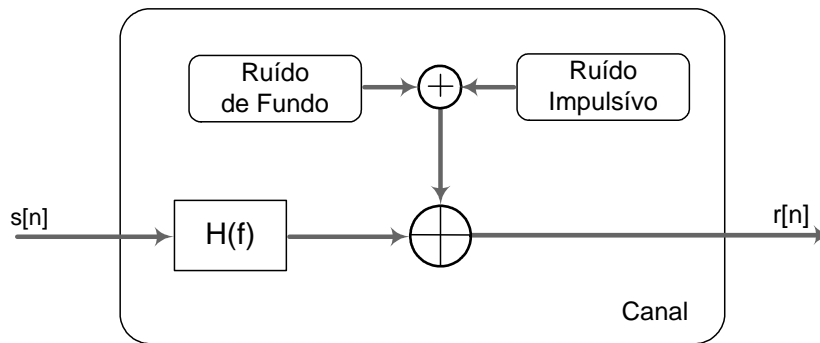


Figura 38: Canal PLC.

Conforme narrado no capítulo 3, a duração da resposta impulsiva do canal manifesta-se em um vital parâmetro de projeto de um sistema de comunicação multiportadora. É regra geral assumir como intervalo de guarda um valor no intervalo

$$2 \times \tau \leq T_g \leq 4 \times \tau, \quad (5.1)$$

para  $\tau$  a duração da resposta impulsiva do canal (PROAKIS, 1995), (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002). O compromisso evidente envolvendo a projeção da duração do símbolo OFDM se faz presente, uma vez que a escolha de um símbolo de longa duração previne a interferência intersimbólica (ISI), mas provoca a perda de ortogonalidade entre as subportadoras pela sensibilidade a desvios de fase e de frequência. Assim, para uma certa largura de banda  $B$ , uma IFFT de  $L$  pontos, e sabendo que uma perda de potência na SNR igual a 1 dB é obtida fazendo  $T_u \geq 5 \times T_g$ , arranja-se um aceitável valor de  $T_u$  na relação

$$T_u \geq 10 \times T_g, \quad (5.2)$$

como duração útil do símbolo OFDM. Composta de  $N = \frac{L}{2}$  subportadoras separadas de  $\Delta_f = \frac{1}{T_u}$  e de  $k = \log_2(M)$  bits efetivos por subsímbolo, a duração total de um símbolo

OFDM é calculado como

$$T_s = T_u + T_g. \quad (5.3)$$

Finalmente, para um bitstream de  $B_{info} = N \times k$  bits obtém-se como taxa de transmissão

$$R_s = \frac{B_{info}}{T_s}, \quad (5.4)$$

para a largura de banda

$$B = N \times \Delta_f. \quad (5.5)$$

A tabela da Figura 39 exhibe os parâmetros utilizados nas simulações da comunicação multiportadora OFDM nos canais PLC interno e externo. Evidentemente, o ponto de partida de projeto de tais parâmetros foi a duração das respostas impulsivas dos referidos canais mostrados nas Figuras 8 e 12 respectivamente.

Parâmetros dos Canais PLC			
Canal Interno		Canal Externo	
$\tau$	300 ns	$\tau$	2 $\mu$ s
$T_g = 3 \times \tau$	900 ns	$T_g = 3 \times \tau$	6 $\mu$ s
$T_u$	9 $\mu$ s	$T_u$	60 $\mu$ s
$T_s$	9.9 $\mu$ s	$T_s$	66 $\mu$ s
N	256	N	256
$\Delta_f$	111.1 kHz	$\Delta_f$	16.67 kHz
B	28.4 MHz	B	4.3 MHz
$R_s$	~ 25.9 Mbps (BPSK) ~ 51.2 Mbps (4-QAM) ~ 77.6 Mbps (8-PSK) ~ 103.4 Mbps (16-QAM)	$R_s$	~ 3.9 Mbps (BPSK) ~ 7.8 Mbps (4-QAM) ~ 11.6 Mbps (8-PSK) ~ 15.5 Mbps (16-QAM)

Figura 39: Parâmetros projetados para a simulação do sistema OFDM nos canais PLC interno e externo.

Salienta-se as altas taxas de transferências projetadas para o canal PLC interno mesmo mediante o limitante  $L = 512$  pontos do processamento IFFT. Alcança-se mesmo assim, valores deveras necessários quando se pretende implantar uma rede de rápida transferência de dados. Maiores taxas podem ser encontradas mediante o aumento das relações das equações 5.1 e 5.2.

### 5.1.1.3 Sistema COFDM proposto

A presença de ruídos impulsivos no canal PLC sugeriu a implementação de um código corretor de erros. A escolha da codificação TCM ocorreu graças à facilidade de sua integração ao sistema da Figura 36, mas também da sua não menos importante capacidade de correção de erros em rajadas. A sua inserção no sistema originou o denominado COFDM (*Coded OFDM*) ilustrado na Figura 40.

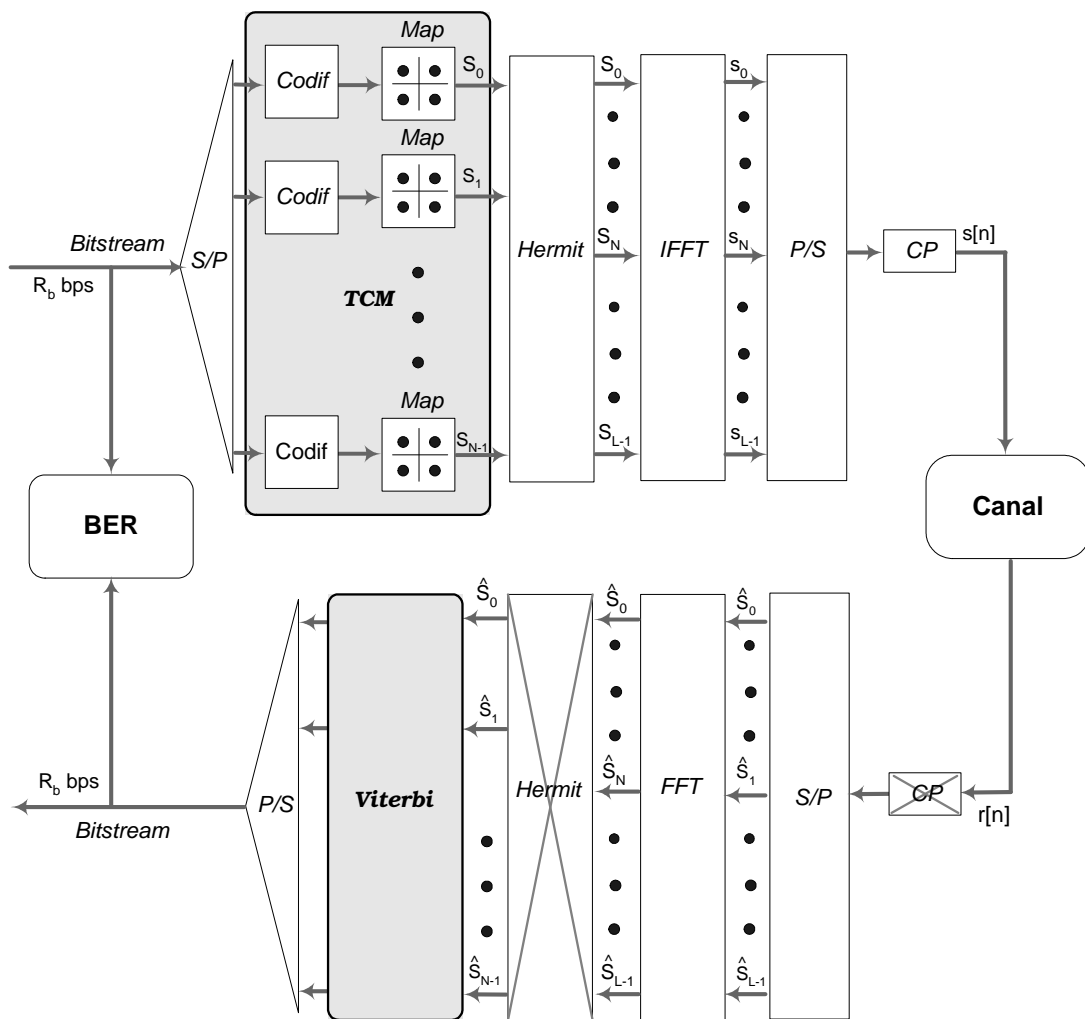
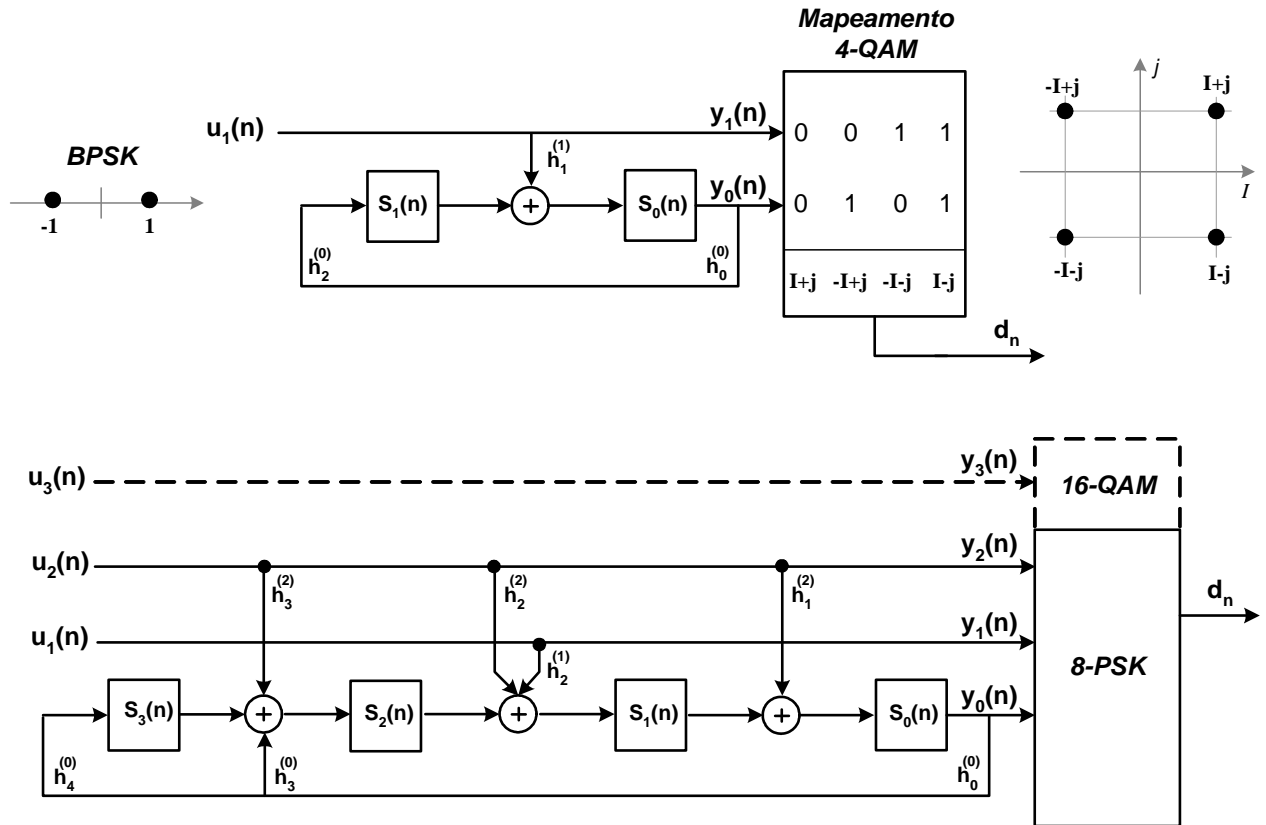


Figura 40: Sistema COFDM sugerido.

Formando um único bloco *TCM*, a codificação e o mapeamento das palavras código são agora integrados. Os codificadores, seus polinômios e seus diagramas de constelação são mostrados na Figura 41. A decodificação é no atual sistema realizado pelo algoritmo de Viterbi de decisão suave, de complexidade computacional crescente com o aumento da quantidade de registradores do codificador e, conseqüentemente, com o de estados.



POLINÔMIOS de VERIFICAÇÃO de PARIDADE		
Codificador $R_c = 1/2$ , BPSK / 4-QAM, Ganho (AWGN) = 3.0 dB		
	$H^{(1)} = 2 = 010 = x$	$H^{(0)} = 5 = 101 = 1+x^2$
Codificador $R_c = 2/3$ , QPSK/8PSK, Ganho = 4.13 dB; Codificador $R_c = 3/4$ , 8-PSK/16-QAM, Ganho = 6.12 dB		
$H^{(2)} = 16 = 001\ 110 = x+x^2+x^3$	$H^{(1)} = 4 = 100 = x^2$	$H^{(0)} = 23 = 010\ 011 = 1+x^3+x^4$

Figura 41: Codificadores TCM utilizados nas simulações.

## 5.2 Resultados

A avaliação das sugestões deste trabalho acompanhou uma série de simulações concatenadas. Antes da análise em canais PLC, avaliou-se o desempenho dos sistemas OFDM e COFDM perante um canal AWGN. Após esta fase inicial, testes em canais contendo apenas os ruídos medidos nas redes PLC consideradas foram executadas. A aplicação das idéias propostas culminou com as simulações dos sistemas de comunicação OFDM, COFDM e COFDM equalizado em canais PLC abrangendo não só os ruídos inerentes mas também as funções de transferência dos mesmos.

### 5.2.1 Canal AWGN

O objetivo das simulações em canais AWGN foi o de validar os sistemas de comunicação implementados. Segundo (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), o desempenho de um sistema multiportadora tem que ser o mesmo do de portadora única no citado canal. A Figura 42 ilustra tal informação, comparando o desempenho do sistema OFDM implementado com as equações analíticas do desempenho de diferentes sistemas de portadora única.

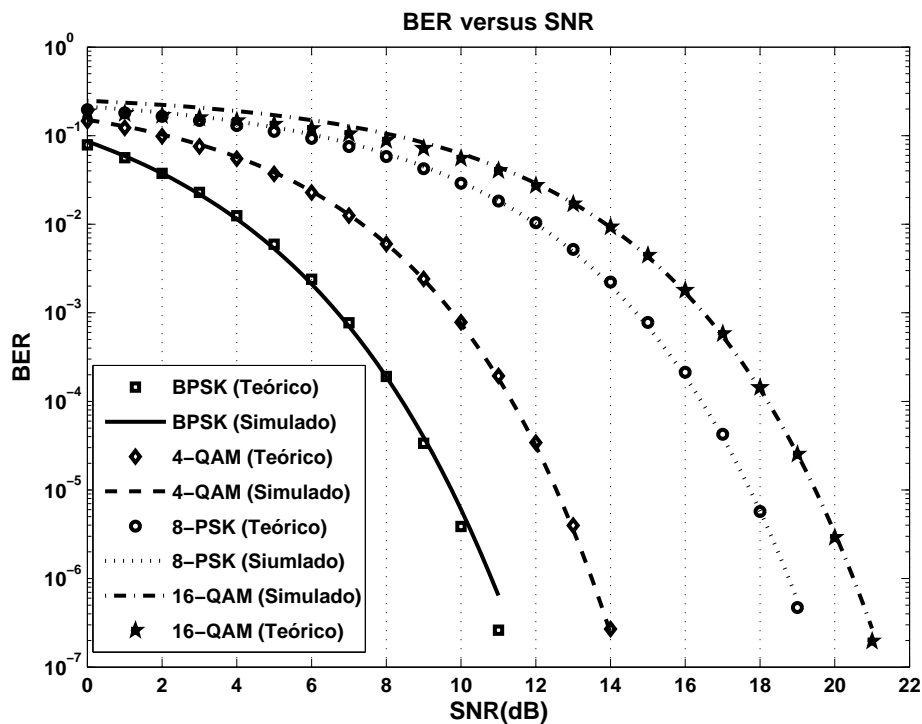


Figura 42: BER x SNR teórico e simulado do sistema OFDM com os mapeamentos BPSK, 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM para o canal AWGN.

Os mapeamentos por subportadoras considerados no OFDM, foram a BPSK, 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM, os mesmos das seguintes equações analíticas que matematicamente descrevem o desempenho dos sistemas uniportadoras:

- Probabilidade de erro de bit BPSK,  $P_b = \frac{P_s}{k}$  para  $P_s = Q(\sqrt{2SNR})$ , onde  $P_s$  é a probabilidade de erro de símbolos,  $k = \log_2(M)$  é a quantidade de bits por símbolos de uma constelação de  $M$  pontos e  $Q$  a função  $Q(x) = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$  para  $erfc$  a função de erro complementar.
- Probabilidade de erro de bit 8-PSK,  $P_b = \frac{P_s}{k}$  para  $P_s \approx 2Q\left[\sqrt{2kSNR} \times \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right]$ ,  $M = 8$  e  $k = \log_2(M) = 3$ .
- Probabilidade de erro de bit M-QAM,  $P_b = \frac{P_s}{k}$  para  $P_s \approx 1 - \left[1 - \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}}Q\left(\sqrt{\frac{3kSNR}{M-1}}\right)\right]^2$ , a probabilidade de erro de símbolo de constelações retangulares ( $M$  par).

A título de curiosidade, é mostrado na Figura 43 os diagramas de constelação dos diferentes mapeamentos utilizados. Em todos os mapeamentos simulados, foram escolhidos os valores de SNR correspondentes à comunicação a baixa taxa de erro,  $BER = 10^{-6}$ . Mesmo na presença da nuvem à volta dos pontos da constelação, o detector utilizado consegue aproximar os símbolos recebidos aos prováveis transmitidos à taxa de erro exigida para transmissão multimídia.

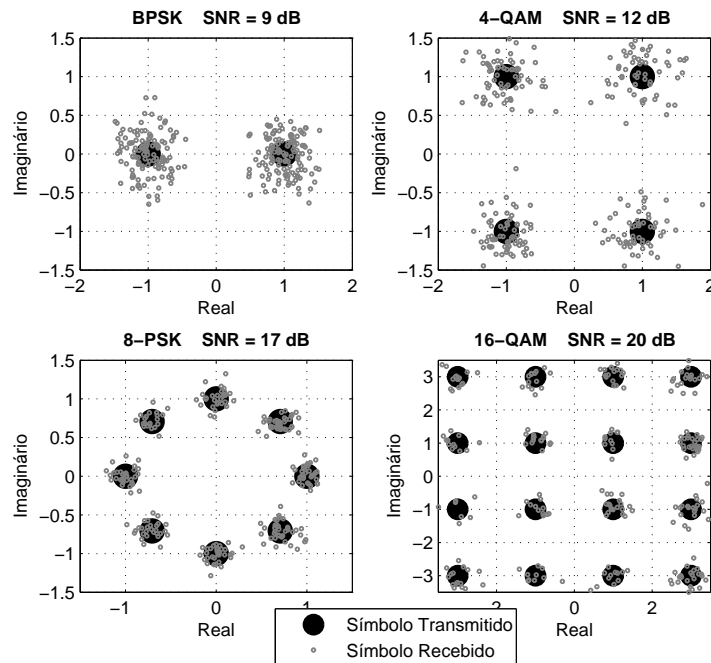


Figura 43: Diagrama de constelação dos símbolos transmitidos e recebidos.

O espectro dos sinais OFDM transmitido e recebido para 0 dB de SNR é mostrado na Figura 44. Constata-se a largura de banda  $B = 5$  MHz projetada na seção 5.1.1.1.

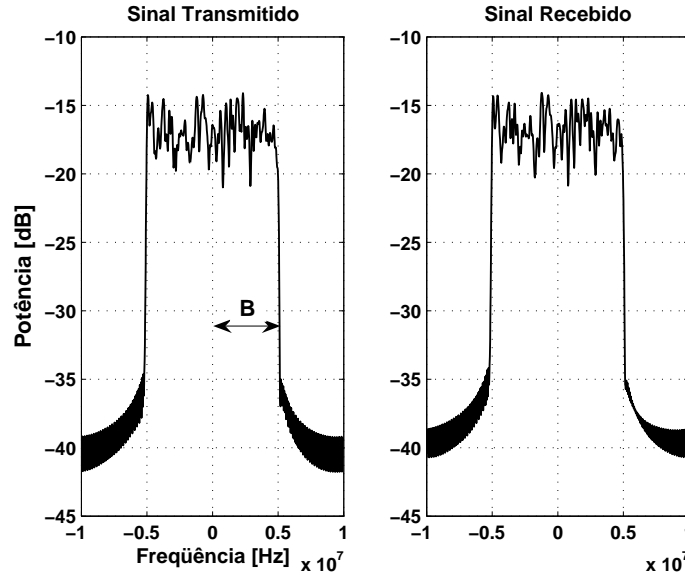


Figura 44: Espectros do sinal OFDM transmitido e recebido, para comunicação em canal AWGN, mapeamento 8-PSK e  $SNR = 0$  dB.

Para comprovar os ganhos de codificação <sup>3</sup> mencionados na Figura 41, efetuaram-se simulações do sistema COFDM da Figura 40. Como o codificador TCM só é realizável para constelações de  $M > 2$  pontos, as Figuras 45, 46 e 47 mostram o desempenho do sistema OFDM codificado para mapeamentos 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM respectivamente, perante o não codificado.

O fato do sistema ser multiportadora propiciou o aparecimento de ganhos relativos aos previstos, de aproximadamente 1,5 e 1,9 para os mapeamentos 4-QAM e 8-PSK respectivamente, exceto no 16-QAM onde o ganho praticamente se mantém. Com isso, no sistema COFDM, a BER do cenário da Figura 43 pode ser obtida diante de valores de SNR 4.5 a 6 dB menores dependendo da modulação por subportadora.

O ponto de cruzamento da Figura 47 é natural em sistemas codificados em TCM, uma vez que a codificação insere mais memória na transmissão. Portanto, para uma certa faixa de SNR, a codificação não é justificável. A feliz observação advém da baixa BER dessa faixa.

<sup>3</sup>Obtidos em sistemas uniportadoras.



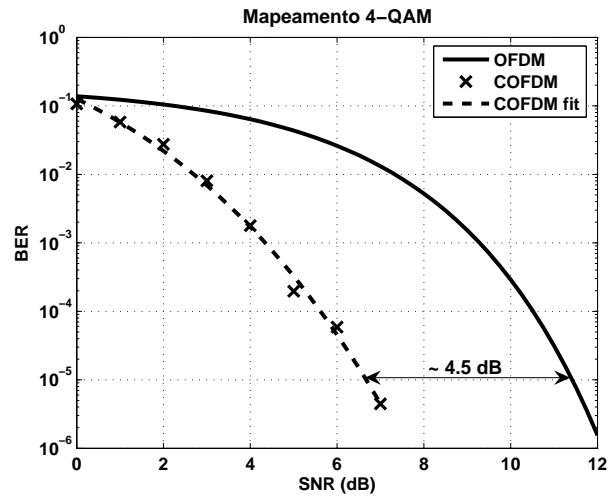


Figura 45: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 4-QAM nas subportadoras.

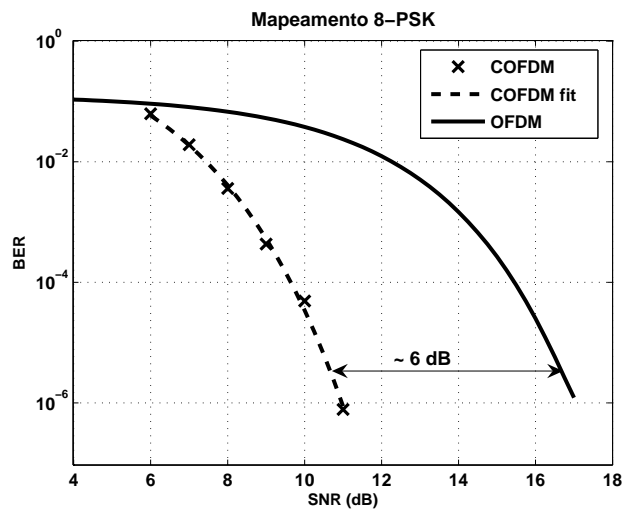


Figura 46: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 8-PSK nas subportadoras.

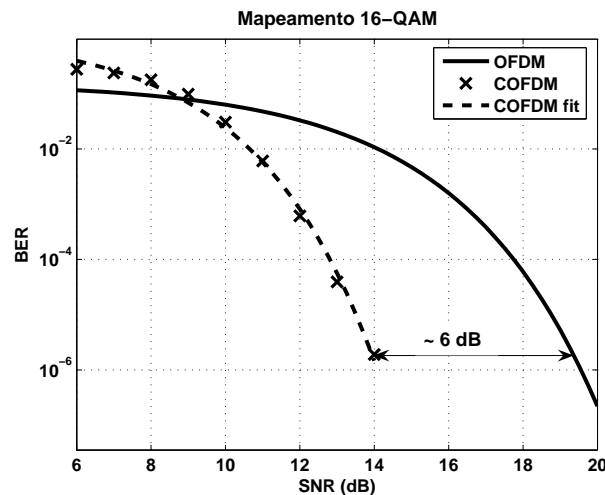


Figura 47: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal AWGN para mapeamento 16-QAM nas subportadoras.

## 5.2.2 Canal PLC

A questão aqui levantada foi relativa à manutenção destes desejáveis ganhos no canal de comunicação via rede elétrica. O teste em apenas ruídos intrínsecos à rede elétrica antecedeu a avaliação do canal PLC como um todo.

### 5.2.2.1 Ruídos do Canal PLC

O ensejo em encontrar os mesmos ganhos do canal AWGN ante os ruídos de fundo e impulsivo da rede elétrica orientou simulações dos sistemas OFDM e COFDM com os mesmos mapeamentos avaliados nas subseções anteriores. Os ruídos adicionados aos símbolos OFDM gerados são os das Figura 48. Em um tempo igual a  $100 \mu s$  um total de 3 impulsos de  $20 \mu s$  cada, propiciam o aparecimento dos críticos erros em rajada.

As Figuras 49, 50 e 51 esboçam os resultados dos testes realizados nestas condições. O fato do ruído medido na rede de testes não afetar tanto o desempenho sistema justifica um ganho de codificação apenas igual a 1,5 dB quando o mapeamento por subportadora é 4-QAM. Este ganho aumenta para 5 dB quando erros em rajadas são inseridos na transmissão pela inserção dos ruídos medidos na rede CT2. Quando 8-PSK é a modulação constante nas subportadoras, ganhos iguais a 4.5 e 6 dB para os ruídos das redes de testes e CT2 respectivamente são encontrados. Comparado com o desempenho da Figura 49, percebe-se que o ganho de codificação é maior quando utiliza-se o 8-PSK como mapeamento nas subportadoras.

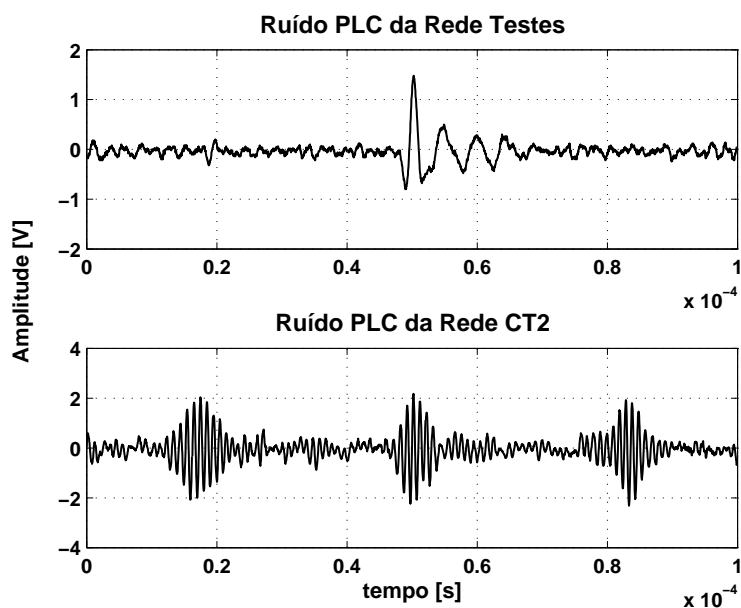


Figura 48: Ruído PLC = ruído de fundo + ruído impulsivo. Os ruídos considerados encontram-se nas Figuras 14 e 15, e foram obtidos nas redes PLC de testes e CT2.

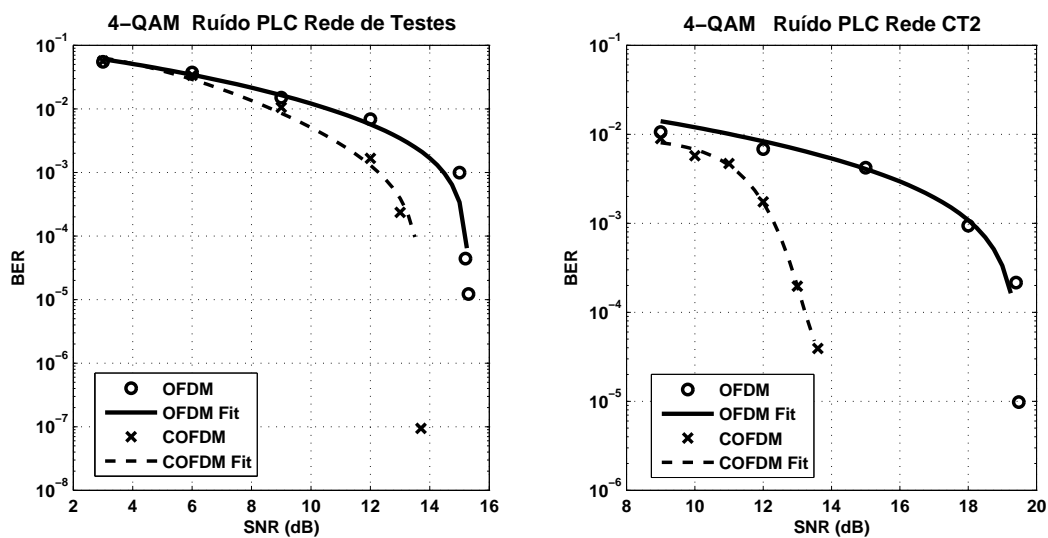


Figura 49: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras.

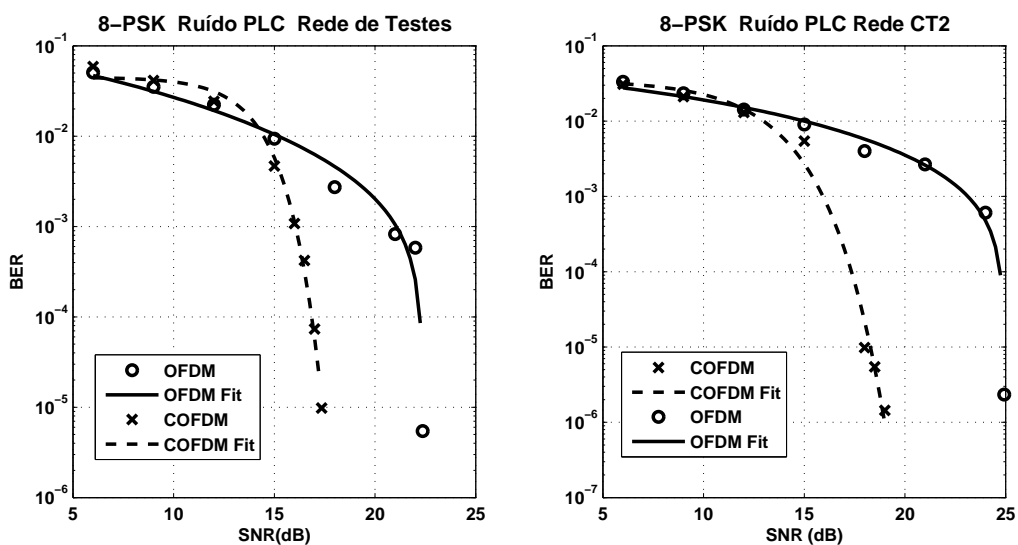


Figura 50: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras.

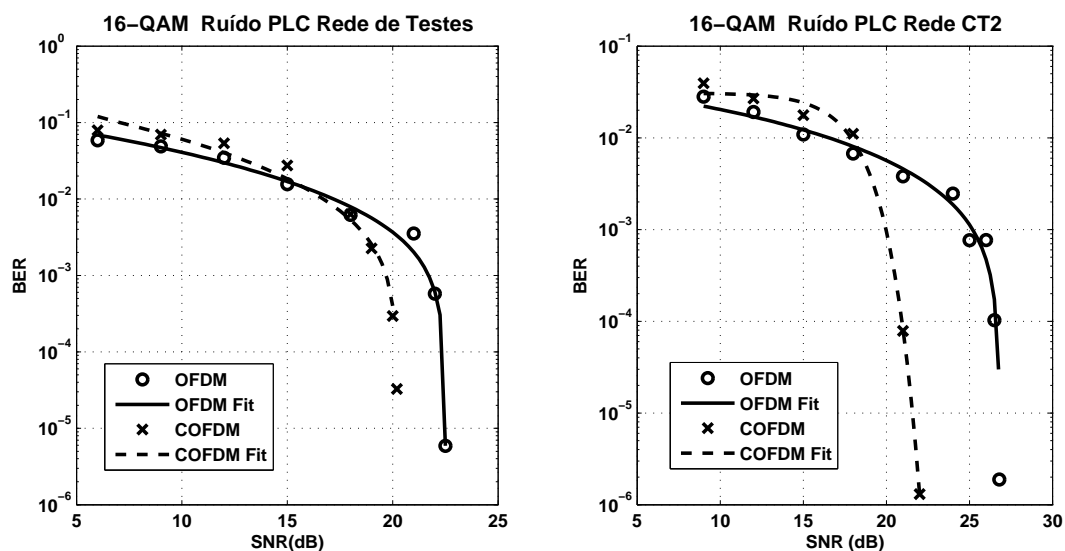


Figura 51: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras.

Para o mapeamento 16-QAM, os ganhos alcançados na Figura 51 são de aproximadamente 2,5 e 5,5 dB. Realça-se a preferência em escolher um sistema COFDM com mapeamento nas subportadoras 16-QAM mediante outro OFDM com subportadoras mapeadas em 8-PSK. No primeiro, a BER igual a  $10^{-6}$  é obtida com SNR igual a 20 e 22,5 dB para comunicação com os ruídos da rede de testes e CT2 respectivamente. No segundo sistema esta taxa de erro de bits só é alcançada com valores de SNR iguais a 22,5 e 25 dB.

### 5.2.2.2 Canal PLC Externo

Os efeitos da resposta em frequência típica de uma rede de acesso foram analisados mediante a avaliação do desempenho da relação taxa de erro de bits e razão potência de sinal e potência de ruído. A comunicação a altas taxas de transferência dos sistemas OFDM e COFDM foi simulada no canal definido por Dostert e mostrado na Figura 52 (DOSTERT, 2001). A duração da resposta impulsiva  $\tau = 2\mu s$  serviu de base para o projeto dos parâmetros da Figura 39. Ao canal foram adicionados os ruídos PLC da Figura 48. Os mapeamentos utilizados em ambos os sistemas multiportadoras foram o 4-QAM, 8-PSK e 16-QAM. Os resultados das simulações são mostrados nas Figuras 53, 54 e 55.

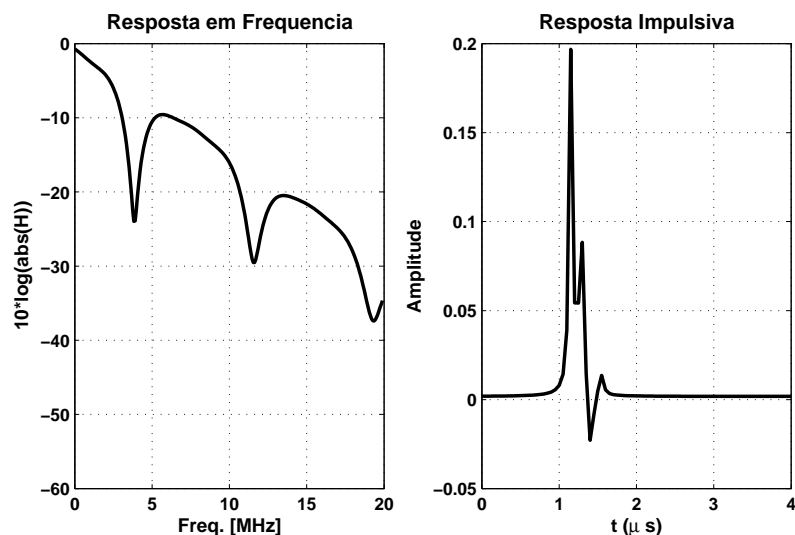


Figura 52: Resposta em frequência e resposta impulsiva da rede de acesso simulada.

Ganhos de aproximadamente 2,5 e 5 dB foram encontrados na Figura 53, a partir da  $BER = 10^{-5}$  quando ao canal externo foi adicionado os ruídos rede de teste e rede PLC respectivamente. Estes resultados revelam-se praticamente os mesmos da Figura 49, na faixa  $B = 4,3 MHz$  da resposta em frequência.

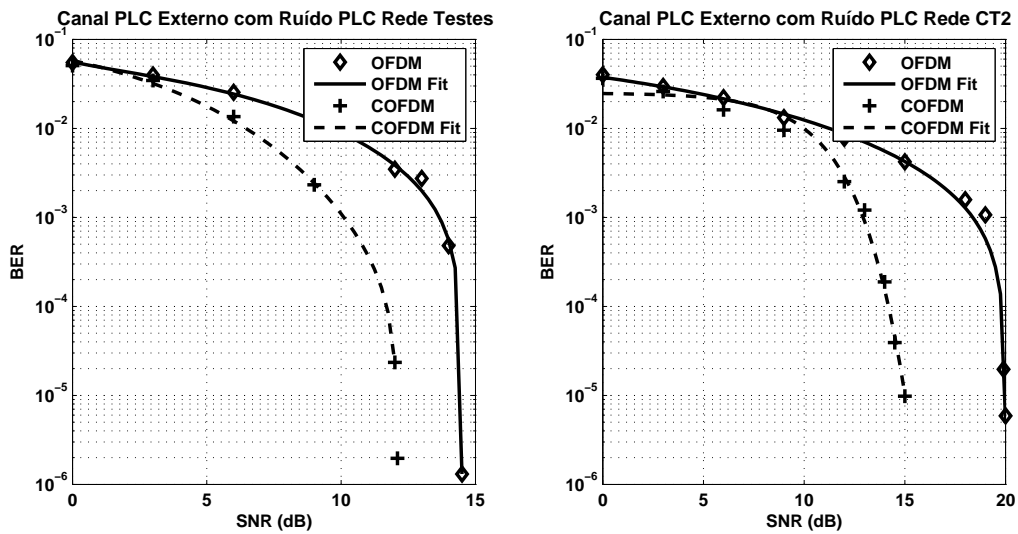


Figura 53: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras.

Ótimos 8 dB de ganho foram alcançados no cenário da Figura 54. A penalidade que advém do uso da modulação 8-PSK nas subportadoras, comparada com o 4-QAM, é facilmente reparada pela codificação. Observa-se que o desempenho do OFDM com mapeamento 4-QAM é quase idêntico ao do COFDM mapeamento 8-PSK.

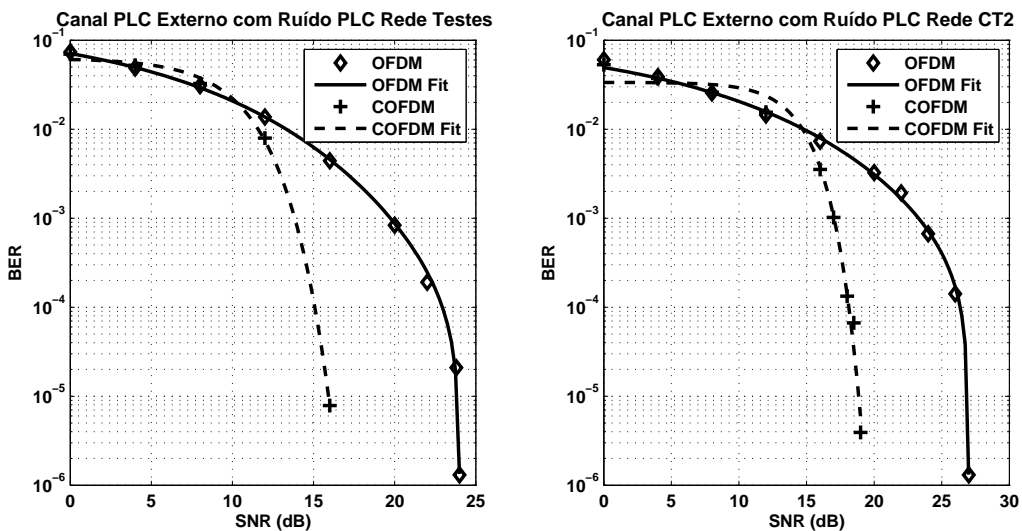


Figura 54: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras.

O comportamento da taxa de erro de bits em função da relação potência de sinal e potência de ruído da Figura 55, para o sistema não codificado, já era esperado. Para mapeamento constante 16-QAM, ocorreu um fenômeno chamado "cauda" na taxa de erro.

Notado em ambos os cenários da figura, este define um piso na BER versus SNR, o que significa que mesmo com o aumento da SNR, a BER se manterá constante e acentuada entre  $10^{-2}$  e  $10^{-3}$ . Coadjuvado por um simples equalizador de um atraso (*one tap equalizer*), o COFDM anulou a cauda, gerando uma taxa igual a  $10^{-6}$  em aproximadamente 20 dB em ambos as avaliações (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (HARA; PRASAD, 2003), (PROAKIS, 1995).

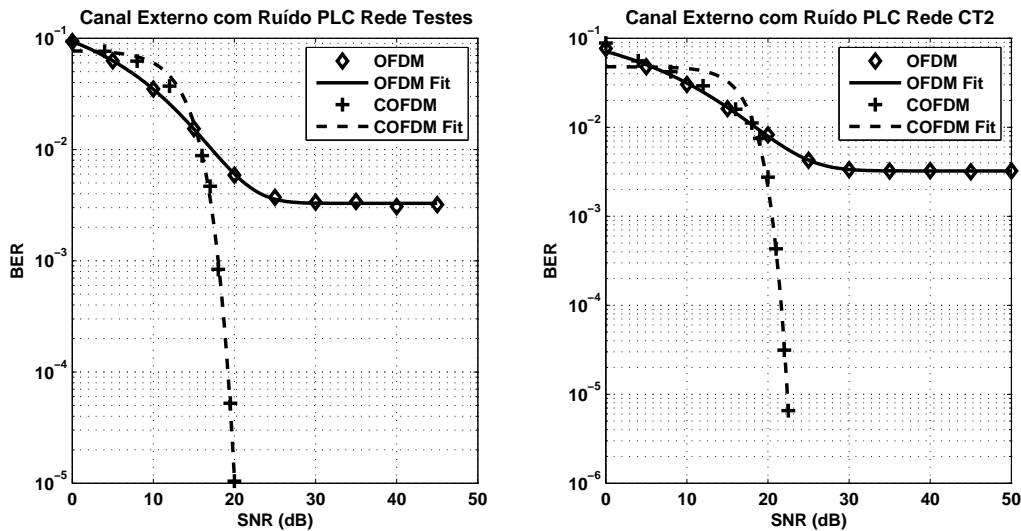


Figura 55: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM no canal PLC externo com Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras.

Conforme ilustrado na Figura 56, é realizada a convolução do símbolo OFDM recebido com o inverso dos coeficientes da resposta em frequência estimados por uma sequência conhecida previamente transmitida. Denominada na literatura de *One Tap Equalizer*, este conseguiu extinguir os efeitos indesejados introduzidos pela função de transferência do canal, devido à aplicação de um sistema multiportadora. À codificação coube a tarefa de corrigir erros introduzidos pelos ruídos PLC.

As Figuras 57 e 58 esclarecem tal acontecimento em termos do diagrama de constelação e espectro de potência dos símbolos transmitidos e símbolos recebidos com e sem equalizar. Sem equalização, a atenuação de aproximadamente 5 dB da Figura 58 nos símbolos recebidos os concentra em torno do centro do diagrama 16-QAM, formando uma constelação irreconhecível pelo receptor. Com um simples equalizador *one tap*, os símbolos recebidos são praticamente os mesmos aos transmitidos à SNR igual a 40 dB. O ganho de potência de quase 13 dB observado no espectro do símbolo OFDM equalizado é referente ao aumento da potência do ruído PLC pelo equalizador.

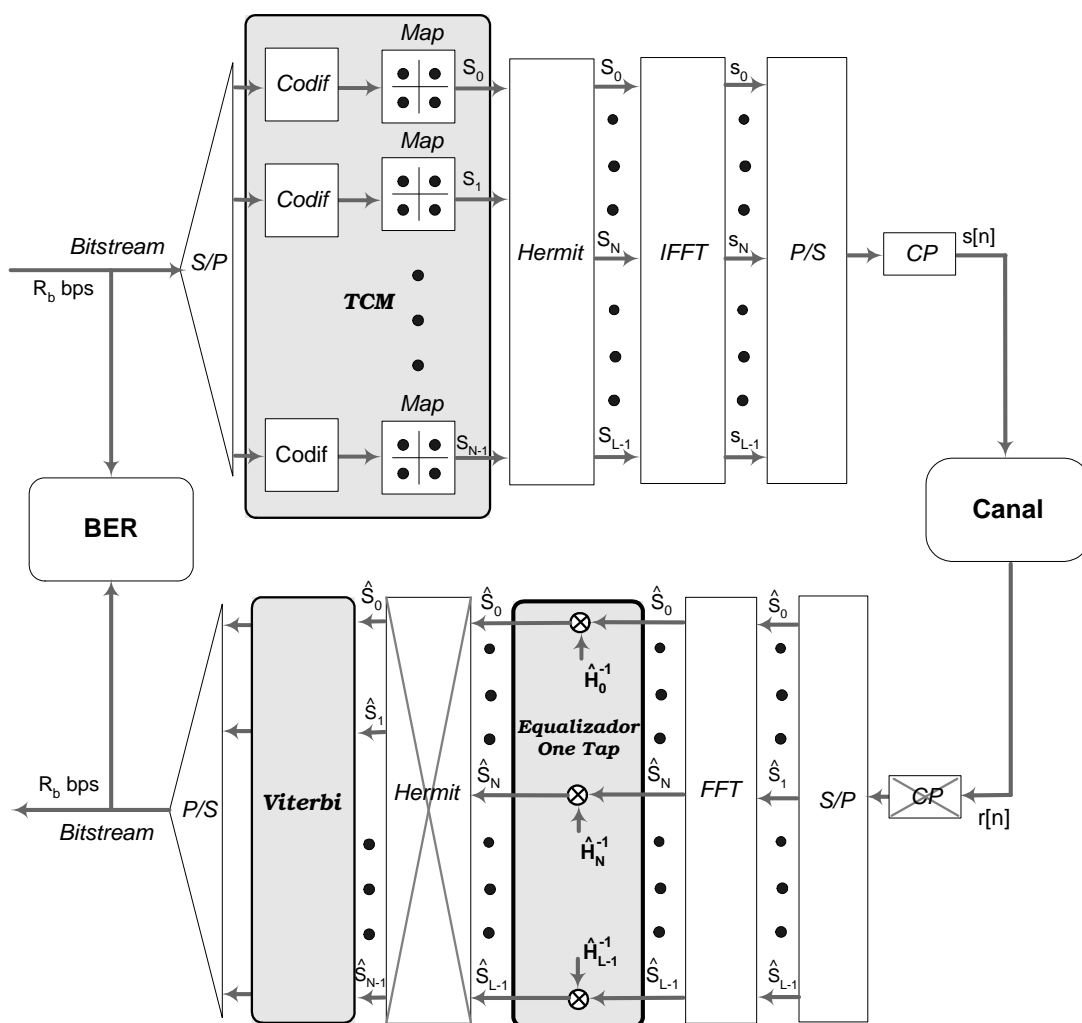


Figura 56: Sistema COFDM equalizado por um equalizador de um atraso (*one tap Equalizer*).

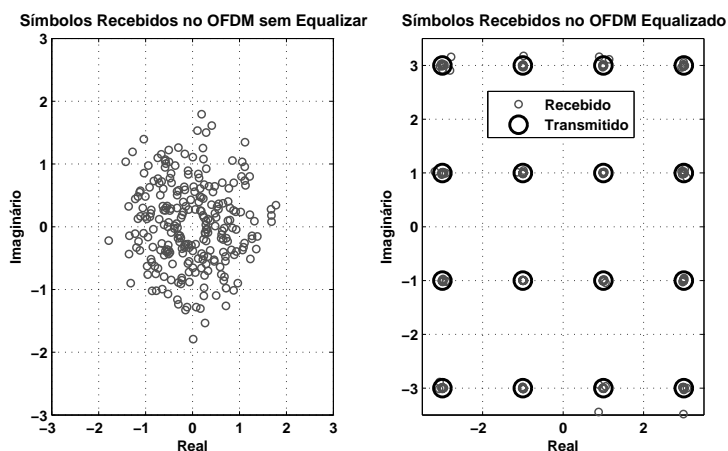


Figura 57: Comparação dos símbolos nos sistemas sem e com equalização para SNR igual a 40 dB.



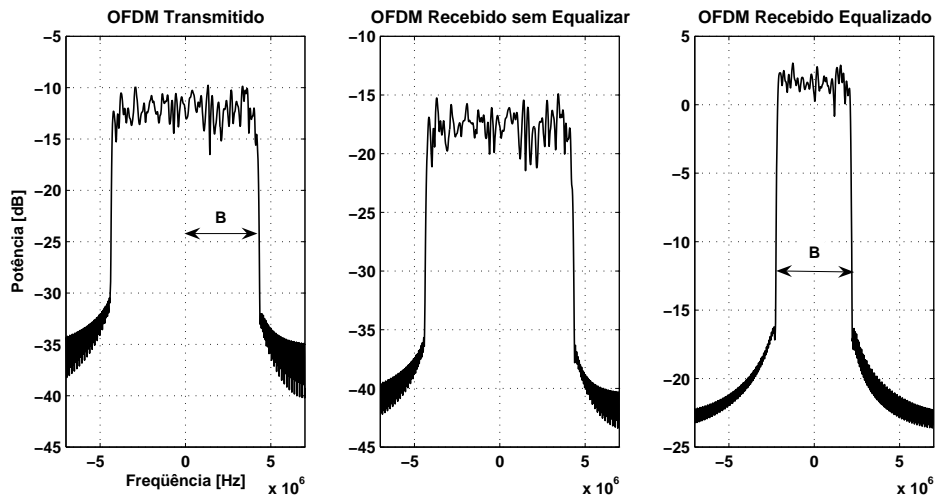


Figura 58: Espectros em banda base dos sinais OFDM transmitido, recebido sem equalizar e recebido mas equalizado, para comunicação em canal PLC com ruídos, mapeamento 16-QAM e  $SNR = 40$  dB.

### 5.2.2.3 Canal PLC Interno

A mesma análise da subseção anterior foi realizada no canal PLC da rede interna cuja resposta em frequência e resposta impulsiva medidas são aqui reproduzidas. A Figura 59 ilustra o valor  $\tau = 300$  ns que serviu de base do projeto do sistema OFDM de 256 subportadoras espaçadas de 111,1 kHz em uma largura de banda  $B = 28,4$  MHz e taxa de transmissão igual a 103,4 Mbps para mapeamento 16-QAM.

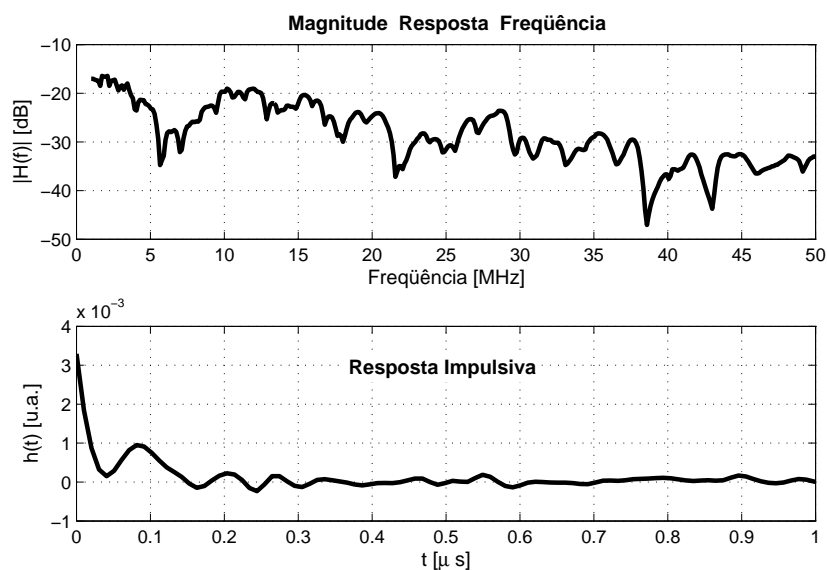


Figura 59: Respostas em frequência e impulsiva da rede PLC interna.

A atenuação do canal determinou os resultados das Figuras 60, 61 e 62. A comunicação neste canal só foi possível mediante o uso da equalização ilustrada na Figura 56.

Ganhos de codificação em torno de 3 dB foram encontrados na simulação dos sistemas OFDM e COFDM equalizados com mapeamento 4-QAM, quando ao canal PLC interno foram adicionados os ruídos medidos nas redes de teste e CT2.

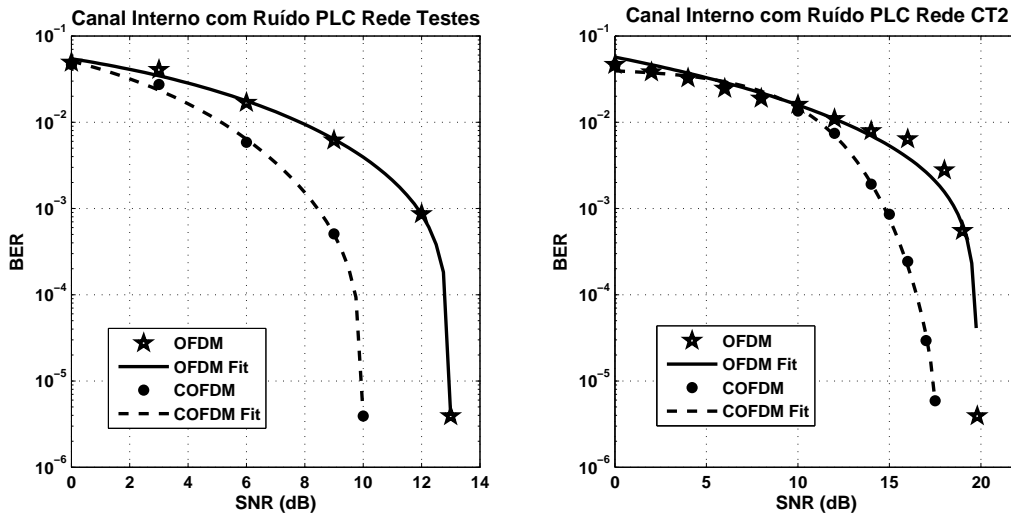


Figura 60: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 4-QAM nas subportadoras.

O ganho aumentou para 8 dB em ambos os cenários da Figura 61, onde 8-PSK foi o mapeamento por subportadora utilizado.

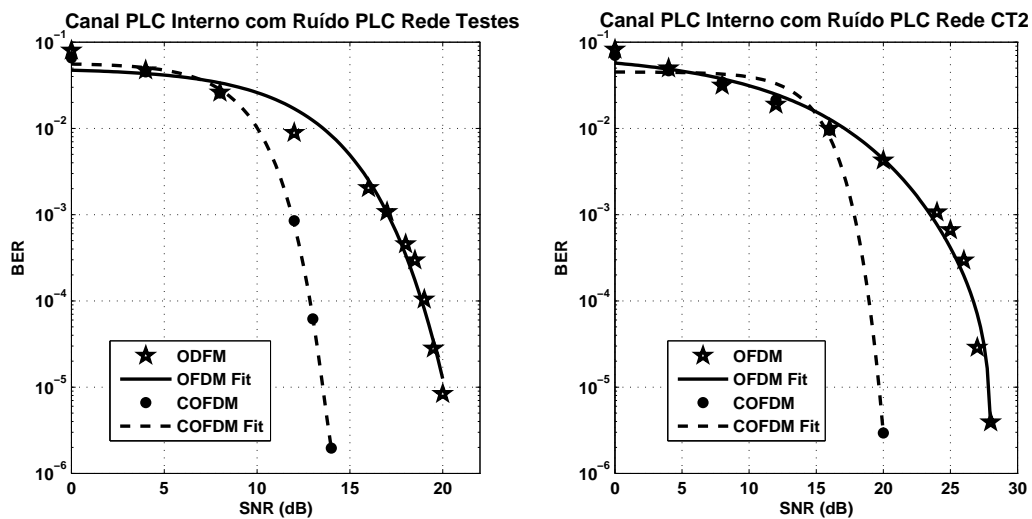


Figura 61: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 8-PSK nas subportadoras.

A natural substituição do sistema OFDM equalizado, mapeamento 4-QAM, por um COFDM também equalizado, e com mapeamento 8-PSK, é justificada pelo alcance da taxa de erro de bits igual a  $10^{-5}$  em 13 e 20 dB de SNR nas redes de testes e CT2 respectivamente.

A cauda no desempenho da BER vesus SNR surgiu mais uma vez para modulação 16-QAM nas subportadoras no sistema OFDM equalizado. Desta vez, a codificação resolveu o problema, permitindo a transferência de informações no sistema COFDM equalizado proposto com taxa de erro de bits em torno de  $10^{-6}$  pela razão potência de sinal e potência de ruído igual a 20 e 24 dB no canal com interferência dos ruídos medidos nas redes de teste e CT2 respectivamente.

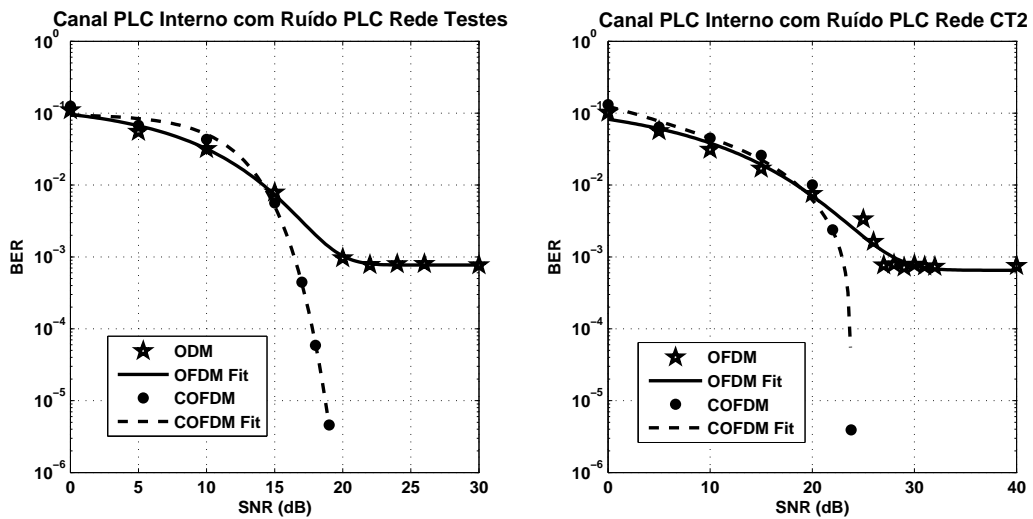


Figura 62: Comparação do desempenho dos sistemas OFDM e COFDM equalizados no canal PLC interno com Ruído PLC para mapeamento 16-QAM nas subportadoras.

As Figuras 63 e 64 mostram os efeitos da seletividade em frequência do canal agregado aos efeitos dos ruídos PLC em termos do diagrama de constelação e espectro de potência dos símbolos transmitidos e símbolos recebidos para os sistemas OFDM equalizados com e sem codificar. A atenuação de aproximadamente 20 dB da Figura 64 nos símbolos recebidos os desloca para o centro do diagrama 16-QAM, formando uma constelação completamente irreconhecível. A codificação foi a responsável pela solução do problema haja vista a aproximação dos símbolos recebidos aos transmitidos na constelação. O ganho 13 dB do espectro do símbolo OFDM equalizado também se refere ao aumento da potência do ruído PLC pelo equalizador.

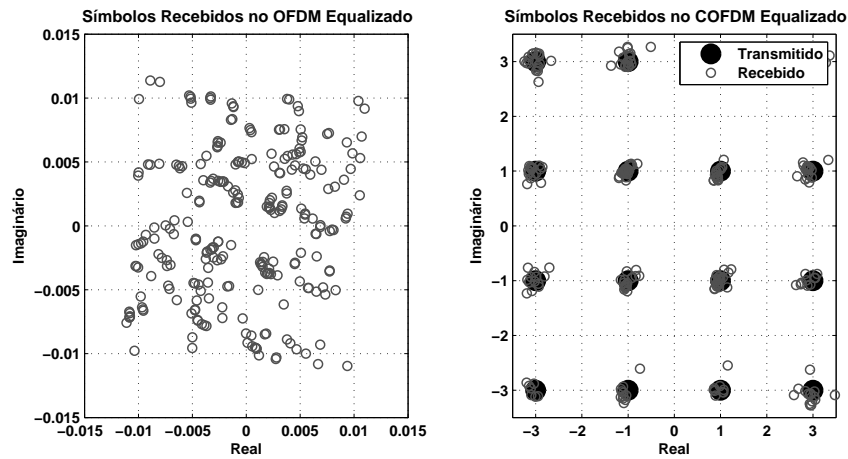


Figura 63: Comparação dos símbolos nos sistemas sem e com codificação para SNR igual a 40 dB.

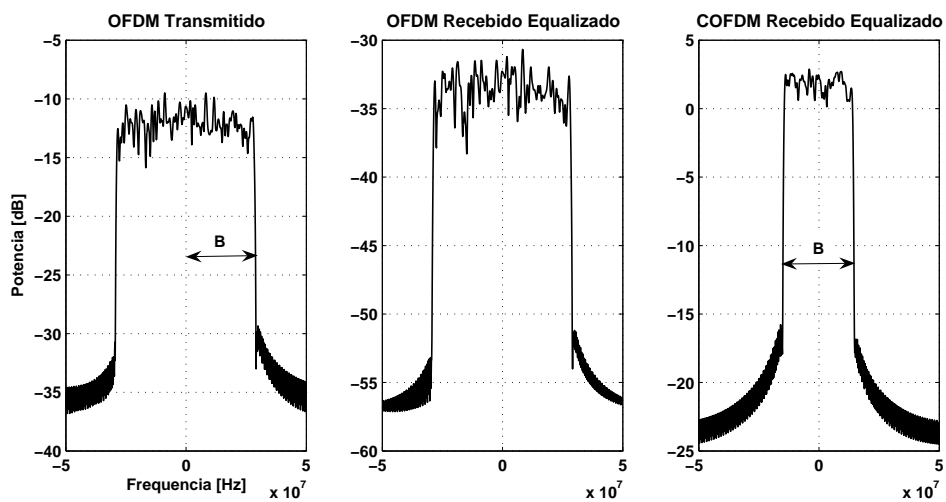


Figura 64: Espectros em banda base dos sinais OFDM transmitido, recebido equalizado e sem codificar e recebido equalizado e codificado, para comunicação em canal PLC interno com ruídos, mapeamento 16-QAM e  $SNR = 40$  dB.

## 5.3 Comentários

Conforme demonstrado em (DEZAN, 2004), a modulação multiportadora OFDM é realmente indicada para a transmissão em canais PLC. Todavia, em aplicações que demandam desempenhos com baixa taxa de erro de bits, outros recursos são fortemente recomendados. O prosseguimento deste trabalho sugeriu a integração da codificação ao OFDM.

Esta dissertação comparou a taxa de erros por relação potência de sinal e potência de ruído de sistemas multiportadoras sem (OFDM) e com codificação (COFDM), em um modelo de canal PLC para serviços de acesso à Internet e um canal medido em uma rede interna construída. Os resultados obtidos na avaliação do desempenho dos sistemas propostos comprovaram a utilidade da codificação TCM e da equalização simples de um tap sobre canais afetados com ruídos impulsivos e atenuação por multipercurso.

Na solução para comunicação em redes de acesso, foi possível designar um sistema multiportadora OFDM de 256 subportadoras espaçadas em 16,67 kHz em uma banda  $B = 4,3$  MHz comunicando à taxa  $R = 11,6$  Mbps com mapeamento constante 8-PSK nas subportadoras. Sobre o modelo de canal de (DOSTERT, 2001) tal sistema alcançou a  $BER = 10^{-6}$  para valores de SNR em torno de 25 dB com o canal sofrendo interferências de ruídos impulsivos medidos na rede interna. A sugestão de codificar utilizando a modulação codificada em treliça melhorou o desempenho do sistema em surpreendentes 8 dB de ganho de codificação. Destaca-se a presença de um fenômeno de cauda na curva de BER versus SNR quando o mapeamento nas subportadoras utilizada foi o multinível 16-QAM. O problema foi resolvido ante a utilização de um equalizador de um atraso *one tap equalizer*, o qual foi definido por uma simples multiplicação de um coeficiente do canal com o inverso de outro de um canal estimado através do envio de uma sequência de dados conhecidos.

Para o projeto de uma rede interna a altas taxas de comunicação, mediante a conjugação do citado equalizador ao sistema COFDM, obteve-se um sistema de comunicação no referido canal sob efeitos dos ruído PLC medidos no mesmo, de 103,4 Mbps de taxa de transmissão empregando mapeamento 16-QAM com  $SNR = 25$  dB e  $BER = 10^{-6}$ . Com a quantidade de subportadoras limitada em  $N = 256$ , por motivos de custo computacional, este sistema confirmou a tendente melhoria do desempenho mesmo em um canal atenuante e seletivo em frequência de faixa  $B = 28,4$  MHz.

Salienta-se finalmente que a possibilidade do uso de eficientes algoritmos de sincro-

---

nismo, modulação adaptativa nas subportadoras para variar o carregamento em cada uma de acordo com o seu SNR, além da concatenação de códigos corretores de erros de fato aumentarão o desempenho do sistema aqui analisado. A possível normatização da tecnologia PLC só contribuirá para o desenvolvimento de tais técnicas a ela aplicadas.

## 6 Conclusões

De uma maneira geral, a modulação multiportadora em canais com multipercurso foi o objeto de estudo desta dissertação. A capacidade da técnica multicanal OFDM em comunicar sob os penosos efeitos do canal PLC foi analisada através da avaliação do desempenho da técnica na curva taxa de erro de bits e relação potência de sinal e potência de ruído. É largamente comprovado pela literatura que o intervalo de guarda praticado na multiplexação OFDM elimina efeitos de interferência intersimbólica, ISI, causados pela duração da resposta impulsiva do canal. Sendo assim, o presente trabalho preocupou-se em combater primeiramente os efeitos de ruídos impulsivos que medidos em redes de comunicação interna revelaram-se fontes de erros em rajada. As conseqüências da atenuação e da seletividade em freqüência do canal PLC constituíram os outros efeitos a serem combatidos.

Em ambos os canais utilizados, um modelo apropriado de canais de acesso (externo) e um canal interno medido em uma rede propositalmente construída, os resultados ilustraram ganhos na SNR que chegaram aos 8 dB, com o emprego da modulação codificação em treliça, TCM, quando as subportadoras foram mapeadas em 8-PSK. De salientar um aumento de 2 dB relativos ao ganho de codificação igual a 6 dB previsto e comprovado na simulação do mesmo sistema em um canal AWGN.

Na modulação 16-QAM nas subportadoras, ocorreu um piso em torno de  $10^{-3}$  na curva de desempenho do canal PLC externo com transmissão OFDM. Este fenômeno foi completamente eliminado graças ao uso de um equalizador *one tap*. O equalizador traduziu-se em uma simples operação de multiplicação do inverso dos coeficientes do canal estimado com a resposta em freqüência do canal, devido à modulação multiportadora OFDM empregada. Ao dividir o espectro em restritos 256 canais, o OFDM facilita a estimativa de canal necessária para a equalização.

A comunicação no canal *indoor* medido só foi possível mediante o emprego do citado equalizador. A justificativa advém da seletividade em freqüência característica de

canais contendo nulos em frequências provocadas por diversos tipos de descasamentos de impedância inerentes à rede elétrica. Mais uma vez a cauda na taxa de erro castigou a transmissão OFDM neste canal. Felizmente, a codificação eliminou tal feito autorizando a concessão de um sistema COFDM de 256 portadoras espaçadas em 111,1 kHz em uma largura de banda igual a 28,4 MHz. Excelentes 103,4 Mbps,  $BER = 10^{-6}$  a  $SNR = 25$  dB foram alcançados neste sistema com mapeamento por subportadora constante e igual a 16-QAM.

A junção da codificação TCM para amenizar os efeitos de ruídos, e da equalização de um atraso para suavizar o multipercurso, aos sistemas OFDM projetados, descreveu a originalidade do presente trabalho.

A solução implementada pode ser aproveitada para estudos futuros envolvendo o mapeamento adaptativo nas subportadoras. Algoritmos de carregamento dependentes da SNR de cada subcanal devem melhorar o desempenho do sistema COFDM. O sincronismo é outro recurso que pode ser colocado em prática visando o combate às interferências intercanal e inter-simbólica na implementação em hardware da técnica de transmissão.

Em tempos de discussão do modelo de TV digital a ser adotado no Brasil, importantes análises podem ser realizadas utilizando-se as técnicas OFDM e COFDM em canais sem fio (*wireless*). Esquemas de redução da razão potência máxima do sinal OFDM pela potência média do mesmo (PAR) são também recomendáveis com o objetivo de diminuir distorções de sinal causados pela não linearidade de amplificadores utilizados na disposição do sinal OFDM gerado no canal.



## *Referências*

ABAD, J. et al. Extending the power line lan up to the neighborhood transformer. *IEEE Communication Magazine*, Abril 2003.

AHOLA, J. *Applicability of Power-Line Communications to Data Transfer of On-Line Condition Monitoring of Electrical Drives*. Tese (Doutorado) — Lappeenranta University of Technology, Acta Universitatis Lappeenrantaensis 157, Finland, Agosto 2003.

ANEEL. [S.l.], 2003. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br> Acesso em 08/08/2006>.

BAIG, S.; GOHAR, N. D. A discrete multitone transceiver at the heart of the phy layer of an in-home power line communication local area network. *IEEE Communication Magazine*, Abril 2003.

BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Commun. Mag.*, v. 28, n. 5, p. 5–14, Maio 1990.

BOSTOEN, T.; WIEL, V. del. Modelling the low-voltage power distribution network in the frequency band from 0.5 mhz to 30 mhz for broadband powerline communications (plc). *IEEE*, 2000.

CAÑETE, F. J. et al. Extending the power line lan up to the neighborhood transformer. *IEEE Communication Magazine*, Abril 2003.

CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 45, p. 1775–1796, Dezembro 1966.

CHANG, R. W.; GIBBY, R. A. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-16, p. 529–540, Agosto 1968.

CHENG, D. K. *Field and Wave Electromagnetics*. [S.l.]: Addison Wesley, 1989.

CIMINI, L. J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, COM-33, n. 37, p. 665–675, Julho 1985.

CIOFFI, J. M. Digital communications, chapter 4: Multichannel modulation. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.stanford.edu/class/ee379c/>, Acesso em 08/08/2006. 2003.

DAI, H.; POOR, H. V. Advanced signal processing for power line communications. *IEEE Communication Magazine*, Maio 2003.

- DEZAN, T. L. *Comparação das Técnicas de Modulação Multiportadoras aplicadas às Comunicações via Rede Elétrica*. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, ES, Brasil, Março 2004.
- DEZAN, T. L. et al. Comparação das técnicas de modulação multiportadoras aplicadas às comunicações via rede elétrica. *SBT 2004 Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Setembro 2004.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B.; NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais*. Porto Alegre, Brasil: Bookman, 2004. ISBN 8536304189.
- DOELZ, M. L.; HEALD, E. T.; MARTIN, D. L. Binary data transmission techniques for linear systems. *Proc. IRE*, p. 656–661, Maio 1957.
- DOSTERT, K. *Powerline Communications*. Freiburger, Germany: Prentice Hall, Inc., 2001. ISBN 3-7723-4423-2.
- EBA POWERLINE COMMUNICATIONS GROUP. *EBAPLC*. [S.l.], 2000. Disponível em: <<http://www.ebapl.com.br>, Acesso em 08/08/2006>.
- ESCELSA. *Tecnologia PLC: Estudo de caso*. [S.l.], 2002. Disponível em: <<http://www.labtel.ele.ufes.br>, Acesso em 08/08/2006>.
- FERREIRA, H. C. et al. Power line communications: an overview. *IEEE AFRICON 4<sup>th</sup>*, v. 2, p. 558–563, Setembro 1996.
- GÖTZ, M.; DOSTERT, K. A universal high speed powerline channel emulation system. *IEEE*, 2002.
- GÖTZ, M.; RAPP, M.; DOSTERT, K. Power line channel characteristics and their effect on communication system design. *IEEE Communications Magazine*, Abril 2004.
- HANZO, L.; WEBB, W.; KELLER, T. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. Baffins Lane, England: John Wiley and Sons, 2000. ISBN 0471492396.
- HARA, S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2003. ISBN 1580534821.
- HAYKIN, S. *Digital Communication*. Singapore: John Wiley and Sons, 1988. ISBN 0471629472.
- HIROSAKI, B. An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed qam systems. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-28, p. 73–83, Janeiro 1980.
- HIROSAKI, B. An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform. *IEEE Trans. Commun.*, COM-29, n. 7, p. 982–989, Julho 1981.
- HOMEPLUG POWERLINE ALLIANCE. *PowerLine Alliance*. [S.l.], 2000. Disponível em: <<http://www.homeplug.org>, Acesso em 08/08/2006>.
- HUI-LING, L. Implementing the viterbi algorithm: Fundamental and real-time issues for processor designers. *IEEE Signal Processing Magazine*, Setembro 1995.

- INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER-LINE COMMUNICATIONS. *ISPLC*. [S.l.], 2001. Disponível em: <<http://www.isplc.org>, Acesso em 08/08/2006>.
- KLENNER, P. Communications technology laboratory, the ofdm multi carrier system. Notas de aula não publicadas. Disponível em <http://www.ant.uni-bremen.de/whomes/klenner/> Acesso em 08/08/2006. 2004.
- KRAUS, J. D.; CARVER, K. R. *Eletromagnetismo*. Rio de Janeiro, Brasil: Guanabara, 1973. ISBN 1978-543.
- LIN, S.; JR., D. J. C. *Error Control Coding*. 2ª edição. New Jersey: Prentice Hall, 2004. ISBN 0-13-042672-5.
- MARUBAYASHI; TACHIKAWA, S. Spread spectrum transmission on residential power line. *IEEE Conference on Spread-Spectrum Techniques*, p. 1082–1086, Janeiro 1996.
- MENG, H. et al. A transmission line model for high-frequency power line communication channel. *IEEE*, 2002.
- PAVLIDOU, N. et al. Power line communications: State of the art and future trends. *IEEE Communications Magazine*, Abril 2003.
- PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. *IEEE International Conference on ICASSP '80.*, v. 5, p. 964–967, Abril 1980.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, Junho 2002.
- POWERLINE COMMUNICATIONS FORUM. *PLCForum*. [S.l.], 2000. Disponível em: <<http://www.plcforum.org>, Acesso em 08/08/2006>.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communication*. Singapore: McGraw-Hill, Inc., 1995. ISBN 0070517266.
- ROSE, B. Home networks: A standart perspective. *IEEE Communication Magazine*, v. 39, p. 78–85, Dezembro 2001.
- RUIZ, A.; CIOFFI, J. M.; KASTURIA, S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, Junho 1992.
- SALTZBERG, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-15, p. 805–811, Dezembro 1967.
- SILVA, J. A. et al. Telemetria e supervisão via rede de distribuição de energia elétrica de baixa tensão: Estudo de caso. *CBA 2004 Congresso Brasileiro de Automática*, Outubro 2004.
- SILVA, J. L. et al. Técnica ofdm aplicada a power line communications. *II Citenel.*, v. 2, p. 1071–1074, Novembro 2003.
- SIQUEIRA, T. M. Implementação de um modem ofdm em fpga. Projeto de Graduação - Universidade Federal do Espírito Santo. 2004.

- TENGDIN, J. Distribution line carrier communications - an historical perspective. *IEEE Trans. Power Delivery*, p. 321–326, 1998.
- UNGERBOECK, G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-28, p. 55–67, Janeiro 1982.
- UNGERBOECK, G. Trellis-coded modulation with redundant signals sets. part i: Introduction. *IEEE Commun. Mag.*, v. 25, p. 5–11, Fevereiro 1987.
- UNGERBOECK, G. Trellis-coded modulation with redundant signals sets. part ii: State of the art. *IEEE Commun. Mag.*, v. 25, p. 12–21, Fevereiro 1987.
- VITERBI, A. J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Trans. Info. Theory*, v. 13(2), p. 260–269, 1967.
- WEINSTEIN, S. B.; EBERT, P. M. Data transmission by frequency-division multiplexing using discrete fourier transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, COM-19, n. 5, p. 628–634, Outubro 1971.
- WELLS, R. B. *Applied Coding and Information Theory for Engineers*. New Jersey: Prentice Hall, 1999. ISBN 0-13-961327-7.
- ZIMMERMAN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for powerline channel. *IEEE*, 2002.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 44, p. 249–258, Fevereiro 2002.

## *Apêndice A - Parâmetros dos Canais Referência*

Parâmetro	Dimensão
$N$	5
$g_i$	{0.6, -0.08, 0.08, -0.08, 0.15}
$a_0, a_1$	{0, $1.5 \times 10^{-9} s/m$ }
$k$	1
$d_i$	{100, 130, 160, 190, 300}
$v_p$	{ $1.7321 \times 10^8$ }

Tabela 4: Canal 1 (100 m e nenhuma derivação).

Parâmetro	Dimensão
$N$	15
$g_i$	{0.103, 0.029, 0.043, -0.058, -0.045, -0.040, 0.038, -0.038, 0.071, -0.035...}
$g_i(cont.)$	{...0.065, -0.055, 0.042, -0.059, 0.049}
$a_0, a_1$	{0, $2.5 \times 10^{-9} s/m$ }
$k$	1
$d_i$	{113.2, 90.1, 101.8, 143, 148, 200, 260, 322, 411, 490, 567, 740, 960, 1130, 1250}
$v_p$	{ $1.7321 \times 10^8$ }

Tabela 5: Canal 2 (110 m e 6 derivações).

Parâmetro	Dimensão
$N$	12
$g_i$	{0.17, 0.25, -0.1, -0.12, 0.33, -0.37, 0.18, -0.2, 0.05, -0.15, 0.15, -0.15}
$a_0, a_1$	{0, $4.5 \times 10^{-9} s/m$ }
$k$	1
$d_i$	{211.5, 228, 243, 254, 278, 306, 330, 360, 390, 420, 540, 740}
$v_p$	{ $1.7321 \times 10^8$ }

Tabela 6: Canal 3 (Rede Irregular e muitas derivações).

## *Apêndice B - Ruídos Impulsivos Medidos*

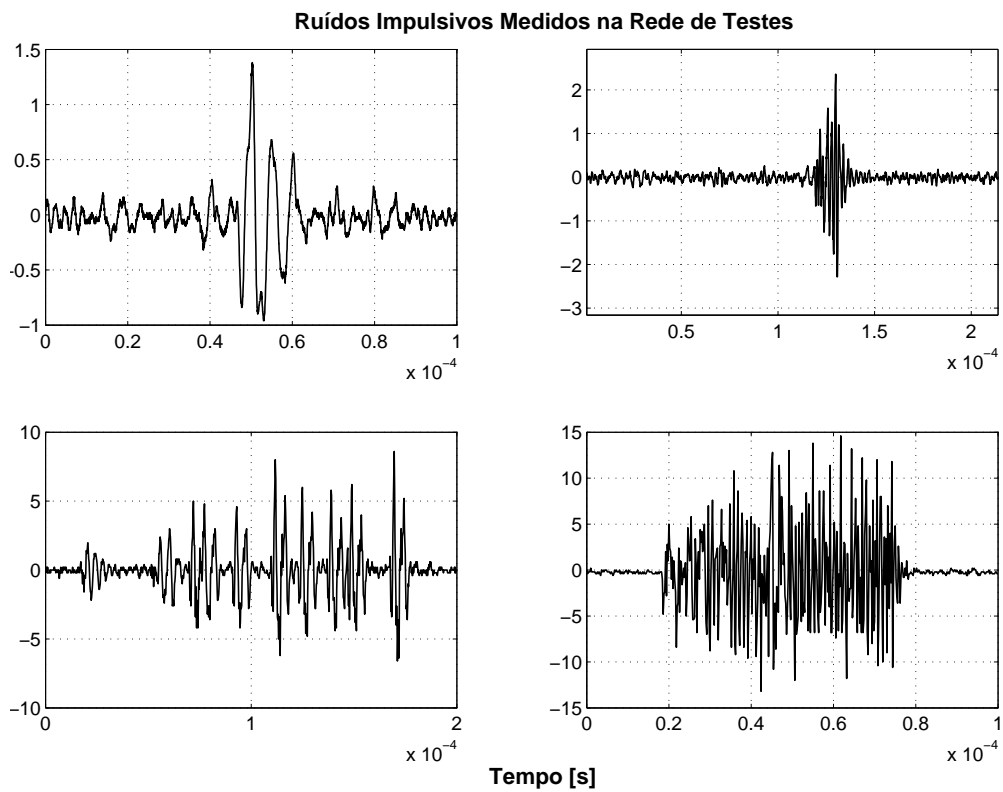


Figura 65: Ruídos impulsivos medidos na rede de testes da Figura 10.

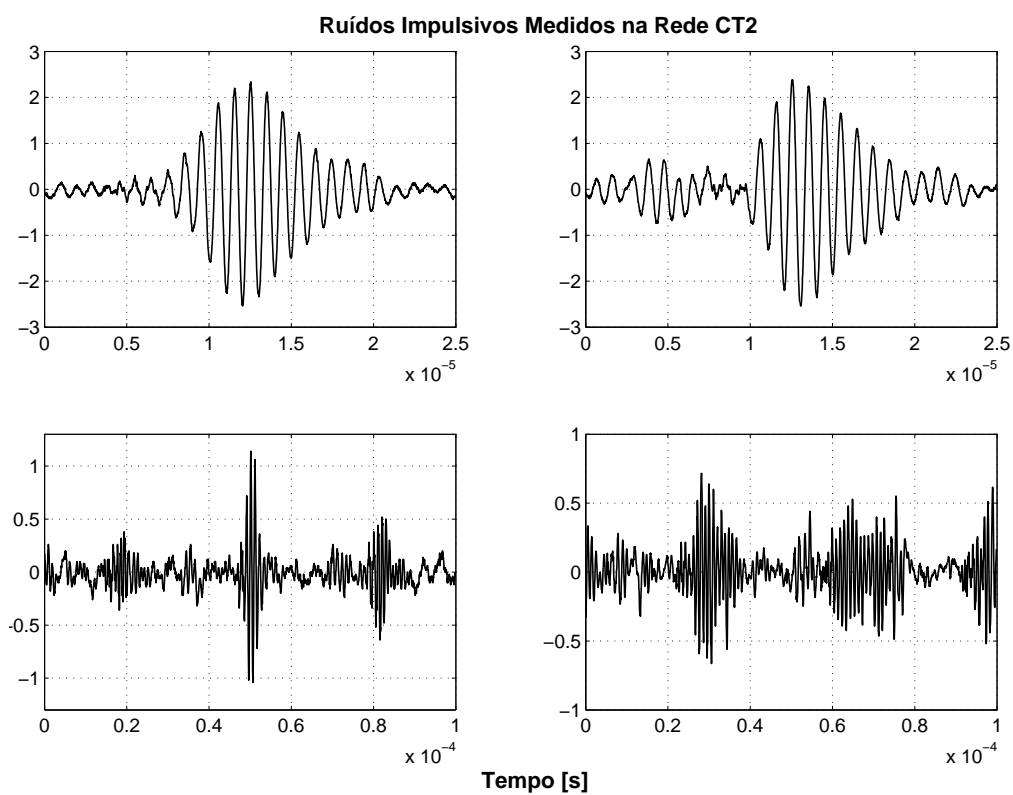


Figura 66: Ruídos impulsivos medidos na rede CT2.

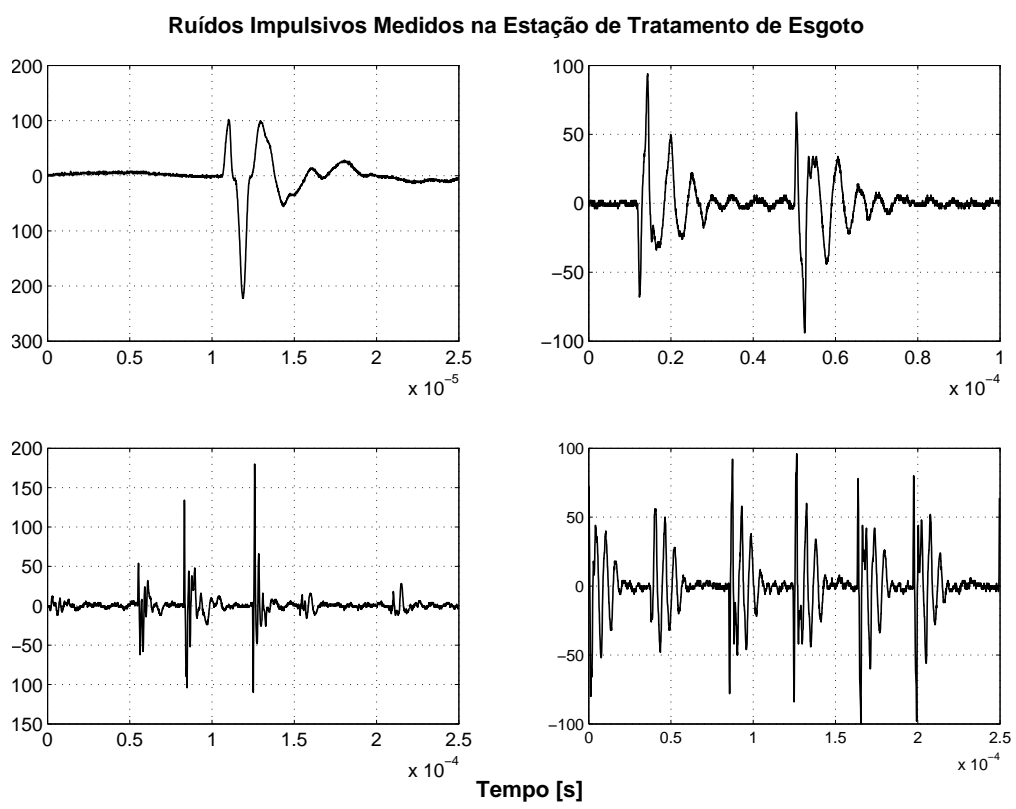


Figura 67: Ruídos impulsivos medidos em uma estação de tratamento de esgoto.



## *Apêndice C - Ortogonalidade das Subportadoras Sobrepostas*

O procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt afirma que um conjunto de  $M$  sinais de energia,  $\{s_i(t)\}$ , definidos no intervalo  $[0, T)$ , pode ser representado como uma combinação linear de  $N \leq M$  funções reais de uma base ortonormal,  $\{\psi_1(t), \dots, \psi_N(t)\}$  (HAYKIN, 1988). Ou seja, a cada  $T$  segundos é possível representar  $s_i(t)$  como

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \cdot \psi_j(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (6.1)$$

onde, o coeficiente de valor real,  $s_{ij}$ , dado por

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \cdot \psi_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad e \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (6.2)$$

representa a projeção de  $s_i(t)$  na função de base  $\psi_j(t)$  e

$$\int_0^T \psi_i(t) \cdot \psi_j(t) = \begin{cases} k & \text{se } i = j, \\ 0 & \text{se } i \neq j, \end{cases} \quad (6.3)$$

para um  $k$  constante. A equação 6.3 declara que as funções  $\psi_j(t)$  são ortogonais no intervalo  $0 \leq t \leq T$ .

No sistema multiportadoras com subcanais centralizados em frequências  $f_i = f_0 + i(B_N)$  (para qualquer  $f_0$  e  $B_N$  a largura de banda de cada subcanal), as subportadoras não sobrepostas são ortogonais uma vez que a interpretação do procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt é perfeitamente aplicável, pois o símbolo OFDM de coeficientes reais, que é transmitido no canal é dado por,<sup>1</sup>

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \Re \left\{ s_i \cdot g_{Tx}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t} \right\} = \sum_{i=0}^{N-1} [a_i \cos(2\pi f_i t) - b_i \sin(2\pi f_i t)], \quad (6.4)$$

onde  $s_i = a_i + jb_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal  $i$  centrado na frequência  $f_i = f_0 + i(B_N)$  para subportadoras não sobrepostas,  $g_{Tx}$  retangular,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$

---

<sup>1</sup>Consulte o apêndice B.

e  $i = 1, \dots, N - 1$ .

A figura 68 mostra que se as suportadoras forem sobrepostas de forma que a separação em frequência das mesmas seja  $\Delta_f = B_N = \frac{1}{T_N}$ , a ortogonalidade mútua entre as subportadoras se mantém pois, pela equação 6.4, a base de funções é composta pelas funções,

$$\phi_1(t) = \cos(2\pi f_i t), \quad (6.5)$$

$$\phi_2(t) = \sin(2\pi f_i t), \quad (6.6)$$

as quais satisfazem a condição 6.3 haja visto que:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_N} \phi_1^2(t) dt &= \int_0^{T_N} \frac{1 + \cos(4\pi f_i t)}{2} \cdot dt \\ &= \frac{T_N}{2} + \frac{\sin(4\pi f_i T_N)}{8\pi f_i T_N} \\ &\approx \frac{T_N}{2} \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} \int_0^{T_N} \phi_1(t)\phi_2(t) dt &= \int_0^{T_N} \frac{\sin(4\pi f_i t)}{2} \cdot dt \\ &= -\frac{\cos(4\pi f_i T_N)}{8\pi f_i T_N} \\ &\approx 0 \end{aligned}$$

onde a aproximação se dá pelo  $f_i T_N \gg 1$ , limitando o numerador das funções em um e aproximando o denominador para zero.

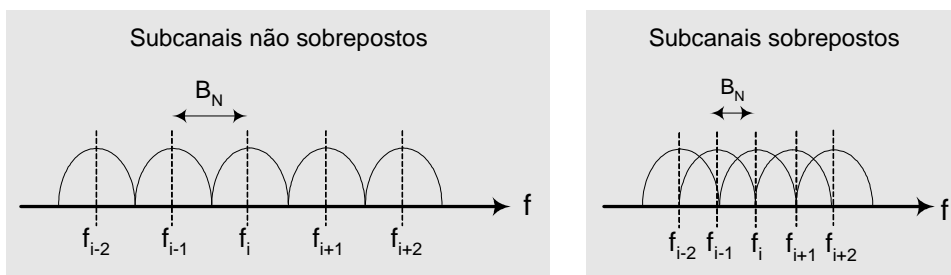


Figura 68: Sobreposição espectral. Observe que a largura de banda de cada subcanal diminui 50% com a sobreposição.  $\Delta_f = \frac{1}{T_N} = B_N$ .

A mesma ortogonalidade é também mantida se a aplicação do sistema OFDM for para comunicações sem fio (*wireless*), onde é desejável que o sinal na saída do transmissor seja

complexo <sup>2</sup> e matematicamente expresso por,

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) \cdot e^{j2\pi f_i t},$$

pois, para duas subportadoras  $e^{j2\pi f_1 t}$  e  $e^{j2\pi f_2 t}$ ,

$$\int_0^{T_N} e^{j2\pi f_1 t} \cdot e^{j2\pi f_2 t} dt = \int_0^{T_N} e^{j2\pi(f_1 - f_2)t} dt = \begin{cases} T_N & \text{se } i = j, \\ 0 & \text{se } i \neq j. \end{cases}$$

---

<sup>2</sup>Normalmente, este sinal é deslocado para uma determinada frequência central  $f_c$ .

## *Apêndice D - Descrição*

### *Matemática do sinal OFDM real na saída da IDFT*

A saída do operador IDFT produz um símbolo OFDM de tempo discreto, matematicamente escrito como,

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{ni}{N}}, \quad (6.1)$$

onde  $N$  é o número de subportadoras,  $s_i = a_i + jb_i$  o subsímbolo  $i$  e  $0 \leq n \leq T_N$ .

Se a intenção é transmitir sinais reais, deve-se gerar símbolos OFDM com coeficientes reais a partir dos subsímbolos complexos, ou seja, a saída da IDFT deve fornecer símbolos  $s[n]$  dados por,

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} \Re\{s_i \cdot e^{j2\pi \frac{ni}{N}}\}. \quad (6.2)$$

Fazendo,

$$\begin{aligned} z_1 &= s_i = a_i + jb_i \\ z_2 &= e^{j2\pi \frac{ni}{N}} = \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) + j \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \\ x_1 &= a_i \\ x_2 &= \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \\ y_1 &= b_i \\ y_2 &= \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right), \end{aligned}$$

obtém-se a partir da propriedade da multiplicação de números complexos,<sup>1</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} \left[ a_i \cos\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) - b_i \sin\left(2\pi \frac{ni}{N}\right) \right]. \quad (6.3)$$

Por razões analíticas, a expressão da equação 6.3 pode ser melhor expressa em termos da

---

<sup>1</sup> $Z = z_1 \cdot z_2 = (x_1 + jy_1)(x_2 + jy_2) = (x_1x_2 - y_1y_2) + j(x_1y_2 + x_2y_1)$ .  $\Re(Z) = (x_1x_2 - y_1y_2)$ .

amplitude e da fase do sinal  $s[n]$ :

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{N} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (6.4)$$

onde  $A_i = (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}}$  e  $\phi_i = \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right)$  representam respectivamente a "envoltória" e a fase do subsímbolo. Portanto, a equação 6.4 contém a mesma informação que a representação do sinal OFDM descrito em termos dos componentes em fase e quadratura da equação 6.3, uma vez que, pelas identidades trigonométricas,<sup>2</sup>

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot \left[ \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \cos(\phi_i) - \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \sin(\phi_i) \right].$$

Como  $\cos(\phi) = \frac{a_i}{A_i}$  e  $\sin(\phi) = \frac{b_i}{A_i}$ ,

$$\begin{aligned} s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[ A_i \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \frac{a_i}{A_i} - A_i \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \frac{b_i}{A_i} \right], \\ s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[ a_i \cos \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) - b_i \sin \left( \frac{2\pi ni}{N} \right) \right]. \end{aligned}$$

Comprova-se então, a possibilidade de se usar a simetria hermitiana na implementação do transmissor OFDM. Essa propriedade se torna uma boa alternativa para a obtenção de coeficientes reais na saída da IFFT, haja vista a semelhança da equação 6.4 com a que descreve o símbolo OFDM contendo  $L$  coeficientes reais, aqui reeditada:

$$s[n] = \sum_{i=0}^{L-1} (a_i^2 + b_i^2)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \left[ \frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left( \frac{b_i}{a_i} \right) \right], \quad (6.5)$$

onde  $L = 2N + 2$ .

---

<sup>2</sup> $\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) - \sin(a) \sin(b)$

## *Apêndice E - Cálculo do Máximo PAR*

No tempo discreto, a razão potência de pico e potência média do sinal, PAR ((*Peak to Average power Ratio*)) é dado por

$$PAR = \frac{\max|s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}. \quad (6.1)$$

As amostras de um sinal OFDM na saída do bloco IFFT são naturalmente escritas como

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} S_i \cdot e^{j\frac{2\pi in}{N}}. \quad (6.2)$$

Considerando  $N$  (suficientemente grande) variáveis aleatórias iid gaussianas,  $S_i$  com  $0 \leq i \leq N-1$ , de média zero e potência unitária, tem-se que,

$$E[|S_0 + S_1 + \dots + S_{N-1}|^2] = E|S_0|^2 + E|S_1|^2 + \dots + E|S_{N-1}|^2 = N. \quad (6.3)$$

Do cálculo do máximo valor de pico,

$$\max[|S_0 + S_1 + \dots + S_{N-1}|^2] = N^2, \quad (6.4)$$

obtem-se

$$PAR = \frac{N^2}{N} = N \quad (6.5)$$