

BERNARDO LOPES VALENTIM

EQUALIZAÇÃO PARA SISTEMAS OFDM ÓPTICO

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, MSc. Jair Adriano Lima Silva

VITÓRIA

2010

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

V155e Valentim, Bernardo Lopes, 1985-
Equalização em sistemas OFDM óptico / Bernardo Lopes
Valentim. – 2010.
91 f. : il.

Orientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.
Co-Orientador: Jair Adriano Lima Silva.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito
Santo, Centro Tecnológico.

1. Telecomunicações. 2. Equalizadores (Eletrônica). 3.
Comunicações ópticas. 4. Multiplexação. 5. OFDM
(Telecomunicação). I. Segatto, Marcelo Eduardo Vieira. II. Silva,
Jair Adriano Lima, 1977-. III. Universidade Federal do Espírito
Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

BERNARDO LOPES VALENTIM

EQUALIZAÇÃO PARA SISTEMAS OFDM ÓPTICO

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 18/03/2010.

COMISSÃO EXAMINADORA

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

MSc. Jair Adriano Lima Silva
Universidade Federal do Espírito Santo
Co-orientador

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

Prof. Dr. Renato Tannure Rotta de Almeida
Instituto Federal do Espírito Santo

*Dedico este trabalho a todos que me apoiaram, mesmo quando não precisavam,
pois desta forma me mostraram sua verdadeira amizade.*

Agradecimentos

Para a conclusão deste trabalho foram necessárias a presença de várias pessoas que contribuíram significativa para minha vida.

- Primeiramente agradeço a Deus que desde o meu nascimento tem me oferecido grandes oportunidades e se faz presente em minha vida.

- À minha esposa Priscila que com sua compreensão e ajuda me permitiu chegar a estes resultados.

- À minha filha Milena que com seu sorriso me incentivava a não desistir.

- Aos meus pais e meu irmão que jamais deixaram de acreditar em mim e sempre deixaram isto claro.

- Aos meus orientadores Marcelo Segatto e Jair Adriano, pois desde minha graduação me transmitem mais do que conhecimentos técnicos.

- Aos amigos do Labetel pelo ambiente científico, descontraído e cativante.

- Aos colegas do curso técnico em Automação Industrial de Linhares pela amizade e experiências vividas.

- À meus familiares que também sempre deixaram seu apoio presente.

A todos que participaram desta jornada, direta ou indiretamente, MUITO OBRIGADO.

“As coisas encobertas pertencem ao SENHOR nosso Deus, porém as reveladas nos pertencem a nós e a nossos filhos para sempre, para que cumpramos todas as palavras desta lei.”

Deuteronômio 29:29.

Sumário

Resumo

Abstract

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

1	Introdução	19
2	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais - OFDM	22
2.1	Modulação Digital por Portadora Única	23
2.1.1	Modulação QAM	24
2.1.2	Desvantagens do sistema SCM	26
2.2	Modulação Multiportadora	26
2.2.1	Modelo de Transmissão	28
2.2.2	Modelo de Recepção	30
2.3	A Multiplexação OFDM	31
2.3.1	Modulação via IFFT	32
2.3.2	Demodulação via FFT	36
2.4	Manutenção da ortogonalidade	37
2.5	Sistema OFDM básico	41
2.6	Desafios da Modulação Multiportadora	42
2.6.1	Razão Potência de Pico e Potência Média do Sinal	42

2.6.2	Desvio de Frequência	42
3	Estimação e Equalização de canal em sistemas OFDM.	44
3.1	Equalização perfeita	44
3.2	Inversibilidade do Canal de Comunicação	46
3.3	Estimação de canais	47
3.3.1	Tons Pilotos	47
3.3.2	Arranjo das Portadoras Piloto	51
3.3.3	OFDM como caso especial de Equalização no Domínio da Frequência.	53
4	Sistemas Ópticos	55
4.1	WDM (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)	57
4.2	Técnica de Modulação RF	58
4.3	OFDM Óptico (OOFDM)	62
5	Resultados	65
5.1	Sistema Implementado	65
5.2	Avaliação da Transmissão	65
5.3	Escolha dos parâmetros do canal e da transmissão.	66
5.3.1	Valores dos Tons Pilotos.	67
5.3.2	Número de tons pilotos.	68
5.3.3	Largura de Banda Máxima.	72
5.4	Simulação do Sistema.	74
5.4.1	Comparação entre símbolos de treinamento e tons pilotos.	76
5.5	Simulação do Sistema com Máscara de Modulação.	76
5.6	Avaliação dos Resultados.	78
6	Conclusões	81

Referências Bibliográficas	83
Apêndice A - Calculadora OFDM	87
Apêndice B - EVM (<i>Error Vector Magnitude</i>)	89

Resumo

Na última década a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) tem ganhado cada vez mais espaço nas comunicações com e sem fio. A área das comunicações ópticas também se desenvolveu bastante nos últimos anos. Recentemente iniciou-se a junção destes dois recursos: a técnica OFDM e o canal óptico. Dentro deste panorama, este trabalho se propõe a estudar a conjugação destes dois recursos e propor um sistema óptico simples, onde a compensação de dispersão e o alocamento de banda ficam sob a responsabilidade da OFDM aplicando a técnica de equalização de canal utilizando tons piloto. A esta técnica é dado o nome de OOFDM (*Optical OFDM*). Neste trabalho foi considerado um sistema óptico de fibra monomodo padrão com modulação de intensidade e detecção direta (IM-DD - *Intensity Modulation - Direct Detection*), visando deixar a parte óptica simples. Na transmissão OFDM foi utilizada a simetria hermitiana, para a transmissão em banda base, mapeamento 16-QAM e a alocação variada através do *bit loading*. Para corrigir a dispersão do canal foi implementada uma estimação e equalização de canal através de tons piloto e interpolação linear. O sistema foi simulado e os resultados mostraram a possibilidade de uma transmissão em 20 km de fibra com taxa de 47 Gbps com $BER \approx 10^{-5}$ e $EVM \approx -22$ dB. Os resultados possibilitam a atuação desta técnica em redes metropolitanas e como solução para enlaces de última milha em altas taxas de bits.

Palavras-Chave: OFDM, Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais Ópticas (OOFDM), Portadoras Piloto, Equalização, Máscara de Modulação, Comunicações Ópticas.

Abstract

In the last decade the OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) technique had a great growth in wireless and wireline communications. The optical communication area had a great development too in the last years. The union of this two areas has recently started: the OFDM technique and the optical channel. Inside this background this thesis had as main objective study this union and propose a simple optical system with the dispersion compensation and frequency band allocation lays under OFDM responsibility through the pilote tones technique. This technique is named OOFDM (*Optical OFDM*). In this thesis we present an optical system composed of standard monomode fiber with intensity modulation and direct detection (IM-DD). We have used a base band OFDM transmission system with hermitian symmetry, 16-QAM mapping and bit loading for band allocation. In order to minimize the chromatic dispersion effects over the optical channel we have developed channel estimation and equalization based on pilot tones and linear interpolation. Our simulations have shown that the transmission in 20 *km* fiber with 47 *Gbps* rate, $BER \approx 10^{-5}$ and $EVM \approx -22$ *dB*. This overcomes assured this technique actuation in metropolitans networks and as last-mile solution for high rates.

Keywords: OFDM, Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OOFDM), Pilote Tones, Equalization, Modulation Mask, Optical Communications.

Lista de Figuras

1	Espectro das sub-portadoras da transmissão paralela FDM.	23
2	Espectro das sub-portadoras da transmissão paralela OFDM.	23
3	Constituição do QAM.	25
4	Esquemático do modulador QAM.	25
5	Diagramas de constelação QAM. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM	26
6	Resposta em frequência de um canal não linear.	26
7	Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.	27
8	Divisão de um canal não linear em vários subcanais.	28
9	Alocação de banda com máscara de modulação.	29
10	Configuração de um transmissor multiportadora.	29
11	Configuração de um receptor multiportadora.	30
12	Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras, para $T_n = 1$	32
13	Configuração básica de um transmissor OFDM.	35
14	Sinal OFDM característico no Tempo e sua Densidade Espectral de potência.	36
15	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>	37
16	Resposta impulsiva do canal.	38
17	a) Portadora A; b) Portadora B; c) Resposta Impulsiva de um canal com multipercursos.	39
18	Resultados das Técnicas de intervalo de guarda.	40
19	Prefixo Cíclico.	40

20	Sistema OFDM básico.	41
21	Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em Δ_f (sem ICI) e espaçadas em $\Delta_f + \delta_f$ (com ICI).	43
22	Efeito da variação da resposta em frequência do canal sobre o espectro de frequência do sinal multiportadora transmitido.	45
23	Equalização perfeita: em preto tem-se o canal real; em vermelho a função inversa do canal; e em azul o produto do canal pela sua função inversa. . .	46
24	Regiões inversíveis e não inversíveis do canal de comunicação.	47
25	Estimação de canal com sinal de treinamento.	48
26	Estimação de canal Cega.	48
27	Estimação de canal através de poucos tons piloto e interpolação linear. Canal Sub-Amostrado.	49
28	Estimação de canal através de tons piloto e interpolação linear. Canal devidamente Amostrado.	49
29	Estimação de canal através de vários tons piloto e interpolação linear. Canal Super-Amostrado.	50
30	Tipos de arranjos de tons piloto em <i>frames</i> OFDM.	52
31	Esquema genérico de Equalização no domínio da frequência.	53
32	Esquema de Equalização no domínio da frequência para o caso especial da OFDM.	53
33	Sistema OFDM genérico com estimação e equalização de canal via tons pilotos.	54
34	Evolução da atenuação por quilômetro nas fibras ópticas.	56
35	Evolução do produto Banda x Distância através do surgimento de novas tecnologias de comunicação.	57
36	Comparação da Evolução da taxa de bit entre resultados de pesquisas e sistemas comerciais implementados.	57
37	Tecnologia WDM.	58

38	Esquema de levantamento da resposta em frequência de um comprimento de onda em fibras ópticas.	59
39	Rotação de fase do sinal transmitido ao longo da fibra óptica.	60
40	Resposta em frequência de uma Fibra Óptica.	61
41	Sistema OOFDM específico para transmissão em banda base e modulação por intensidade com detecção direta.	64
42	Mapeamento das portadoras piloto nos símbolos OFDM. a) valor dos pilotos fixos em (1,0); b) valor dos pilotos fixos em (1,1); c) valor dos pilotos fixos em (3,3); d) valor dos pilotos de forma aleatória entre as combinações (-1,0) e (1,0); valor dos pilotos de forma aleatória entre as combinações (2,2),(2,-2),(-2,-2),(-2,2).	69
43	Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(a).	70
44	Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(b).	70
45	Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(c).	71
46	Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(d).	71
47	Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(e).	72
48	Análise da BER e EVM com a variação do número de pilotos.	73
49	Análise da BER e EVM com a variação da largura de banda.	74
50	Transmissão OOFDM para 20 km de fibra.	75
51	Transmissão OOFDM para 200 km de fibra.	76
52	Comparação entre a técnica de tons piloto (vermelho tracejado) e símbolos de treinamento (azul contínua).	77
53	Transmissão OOFDM para 20 km de fibra com bit loading.	78
54	Transmissão OOFDM para 200 km de fibra com bit loading.	79
55	Diagrama de constelação 4-QAM ilustrativo.	90

Lista de Tabelas

1	<i>Bandas de comunicação na Fibra Óptica.</i>	56
2	<i>Distâncias de transmissão máxima para 40 Gbps de transmissão em uma fibra SSMF, segundo (CERAGIOLI, 2008).</i>	79

Lista de Siglas

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ASK	Amplitude-Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CO-OFDM	Coherent Optical - OFDM
CP	Cyclic Prefix
CS	Cyclic Suffix
DAB	Digital Audio Broadcast
DD	Direct Detection
DFB	Distributed Feed-Back Laser
DFT	Discrete Fourier Transform
DSB	Dual Side Band
DSP	Digital Signal Processors
DVB	Digital Video Broadcast
EVM	Error Vector Magnitude
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSK	Frequency-Shift Keying
ICI	Inter-Channel Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IM-DD	Intensity Modulation - Direct Detection
ISI	Inter-Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LS	Least Squares
MAN	Metropolitan Area Network
MCM	Multi-Carrier Modulation
MMSE	Minimum Mean Square Error
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NRZ-DPSK	Non-Return to Zero - Differential Phase Shift Keying
NRZ-DQPSK	Non-Return to Zero - Differential Quadrature Phase Shift Keying
NRZ-OOK	Non-Return to Zero - On-Off Keying
ODSB	Optical Dual Side Band
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOFD	Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSSB	Optical Single Side Band
PAN	Personal Area Network
PAPR	Peak Average Power Ratio
PLC	Power Line Communication

PMD	Polarization Mode Dispersion
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RZ-DPSK	Return to Zero - Differential Phase Shift Keying
RZ-DQPSK	Return to Zero - Differential Quadrature Phase Shift Keying
RZ-OOK	Return to Zero - On-Off Keying
SCM	Single-Carrier Modulation
SMF	Standard Monomode Fiber
SSB	Single Side Band
UWB	Ultra-Wide Band
WDM	Wavelength Division Multiplex
ZF	Zero-Forcing

1 *Introdução*

As comunicações sem fio (*wireless*) e com fio (*wireline*) devem a evolução das suas taxas de transmissão à técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) que nos últimos 20 anos se impôs como uma das melhores soluções para conexão última milha (*last-mile*). Como alguns exemplos da abrangência desta técnica temos o ADSL (*Assymmetric Digital Subscriber Line*) e a PLC (*Power Line Communications*) no campo da conexão com fio, e o *WiFi* (*IEEE 802.11*) para a conexão sem fio. No campo da difusão (*broadcast*) temos o DAB (*Digital Audio Broadcast*) representando o rádio digital e o DVB (*Digital Video Broadcast*) representando a TV digital. Dentre estas aplicações alguns novos campos de atuação para a OFDM tem prometido um salto nas taxas, estes são o *WiMax* podendo atuar no ramo das LAN's (*Local Area Networks*) e até MAN's (*Metropolitan Area Networks*) e o UWB (*Ultra-Wide Band*) como novidade para as PAN's (*Personal Area Networks*).

Todo este sucesso do OFDM teve seu início com a idéia de utilizar mais de uma portadora para a transmissão, mandando assim a informação de forma paralela e consequentemente, aumentando a taxa de transmissão (DOELZ; HEALD; MARTIN, 1957). Posteriormente foi mostrado que é possível encontrar uma distância mínima entre estas portadoras sem que portadoras adjacentes interferissem entre si (CHANG, 1966). Entretanto para que esta condição de não interferência seja realizável, os filtros de transmissão e recepção devem ser casados e qualquer pequeno desvio de frequência destes ocasiona interferência entre as portadoras, dificultando a comunicação. A solução deste primeiro obstáculo veio em (WEINSTEIN; EBERT, 1971) quando estudos de bancos de filtros levaram a associação destas portadoras de forma ortogonal a uma grande eficiência de banda sem interferência entre as portadoras vizinhas. Esta solução utilizou uma transformada de Fourier inversa como modulador e a transformada direta como demodulador. Com esta descoberta a realização de um sistema OFDM funcional se aproximava, entretanto o custo da eletrônica para processar estas transformadas de Fourier era o fator determinante que impedia a evolução. A implementação deste sistema OFDM tornou-se viável com os

avanços da eletrônica como: o desenvolvimento dos processadores digitais de sinal (DSP - *Digital Signal Processor*); hardwares de aplicação específica; e as técnicas de processamento de sinais que deram origem à FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse FFT*), que são implementações digitais das transformadas direta e inversa de Fourier.

Na última década as vantagens que a OFDM oferecia a tornava uma excelente opção para diversos tipos de comunicação graças às suas características como: robustez aos multipercursos e cancelamento da interferência inter-simbólica (ISI) e inter-canal (ICI) através da simples implementação do prefixo cíclico. Outras características foram adicionadas à OFDM deixando-a mais atraente como a MIMO-OFDM, COFDM, Interleaver entre outros (OESTGES; CLERCKX, 2007; SILVA, 2006). Um destaque especial deve ser dado para as técnicas de identificação e equalização de canal que foram desenvolvidas para a OFDM. Com estas técnicas, as taxas de transmissão cresceram e a comunicação em novos canais se tornou viável. Outra técnica extremamente importante para a OFDM foi *bit loading* que permite uma alocação dinâmica das informações nas subportadoras distribuindo melhor o fluxo de informação pelo canal.

Enquanto a OFDM crescia, do outro lado tinha-se os sistemas ópticos que foram muito desenvolvidos e já interligavam longas distâncias com altas taxas. Várias técnicas também foram desenvolvidas para o transporte de informações pela fibra óptica. Grandes avanços devem-se ao desenvolvimento de técnicas como WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) e a Amplificadores Ópticos (AGRAWAL, 2002).

Nos últimos quatro anos, iniciou-se um estudo baseado na utilização da técnica OFDM em sistemas ópticos, a esta associação é dada o nome de OOFDM (*Optical OFDM*). As possibilidades para a implementação da OOFDM são divididas basicamente entre detecção coerente (CO-OFDM - *Coherent Optical OFDM*) e detecção direta (DD - *Direct Detection*). A proposta deste trabalho é utilizar um sistema óptico, onde a compensação das degradações causadas pelo canal sejam corrigidas através de uma técnica de equalização de canal característica da OFDM, a equalização por tons pilotos. Como as técnicas de CO-OFDM visam altíssimas taxas com grandes distâncias, elas são mais complexas possuindo um alto custo. Neste trabalho é utilizada a modulação por intensidade com detecção direta (IM-DD - *Intensity Modulation - Direct Detection*) por ser uma excelente solução para distâncias menores, dada a sua simplicidade.

O panorama atual da tecnologia OOFDM tem mostrado uma tendência para a CO-OFDM com detecção direta por alcançar distâncias maiores e com taxas mais altas, quando comparadas a sistemas IM-DD (SHIEH; BAO; TANG, 2008; JANSEN et al.,

2008, 2009a). No GPTUFES (Grupo de Pesquisa em Telecomunicações da UFES) as pesquisas sobre OOFDM iniciaram-se em aplicações para redes ópticas passivas (COURA, 2009; SILVA, 2009). Foi estudada, também, a influência da equalização de sistemas OFDM aplicadas em sistemas ópticos IM-DD (VALENTIM; SILVA; SEGATTO, Vila-Velha, ES, 2010), estudo do qual este trabalho faz parte. Atualmente, outros trabalhos em andamento no grupo já iniciaram a utilização da CO-OFDM.

Dentro deste escopo o presente trabalho se divide da seguinte forma: O capítulo 2 traz a explanação detalhada da técnica OFDM com os seus conceitos e características, montando a base teórica da técnica utilizada; no capítulo 3 são descritas as ferramentas para estimação e equalização de canais dentro de um sistema OFDM; a descrição de sistemas ópticos é realizada no capítulo 4, onde se detalha como obter a resposta em frequência de uma fibra assim como a apresentação de sistemas OOFDM; no capítulo 5 as informações dos capítulos anteriores é unificada e o sistema OOFDM é simulado e seus resultados apresentados; finalmente, no capítulo 6, estão dispostas as conclusões sobre este trabalho.

2 Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais - OFDM

A Técnica OFDM tem sido adotada na maioria dos padrões em comunicações digitais, seja sem fio ou com fio (BAHAI; SALTZBERG, 2002). A razão para esta escolha é embasada por algumas vantagens e características, dentre elas pode-se citar:

1. Resistência à Interferência Intersimbólica (*ISI - Inter Symbol Inteference*),
2. Combate à Interferência Intercanal (*ICI - Inter Channel Interference*),
3. Utilização de várias portadoras ortogonais e
4. pela possibilidade de ser implementada totalmente digital.

Para entender o conceito desta técnica, inicia-se imaginando um espectro com várias portadoras multiplexadas em FDM como ilustra a Figura 1. A primeira modificação para um aumento na taxa de transmissão seria, ao invés de transmitir a informação desejada de forma serial apenas por uma portadora, transmití-la por várias portadoras ao mesmo tempo de forma paralela. Esta idéia surgiu nos anos 50 (DOELZ; HEALD; MARTIN, 1957), junto com o conceito da Modulação Multiportadora (*MCM - Multi-Carrier Modulation*) que difere da Modulação com Portadora Única (*SCM - Single-Carrier Modulation*) por utilizar várias portadoras na transmissão.

Entretanto, esta evolução na taxa de transmissão ocupava uma faixa muito grande de frequências, além de possuir uma grande complexidade relacionada ao sincronismo das portadoras. Portanto, uma segunda modificação foi necessária para combater este problema. Utilizando o conceito de ortogonalidade entre vetores, em que se dois vetores são ortogonais o produto entre eles é zero, é possível obter a projeção de um vetor no outro. Em outras palavras calcula-se a "quantidade" de influência que um vetor exerce sobre o

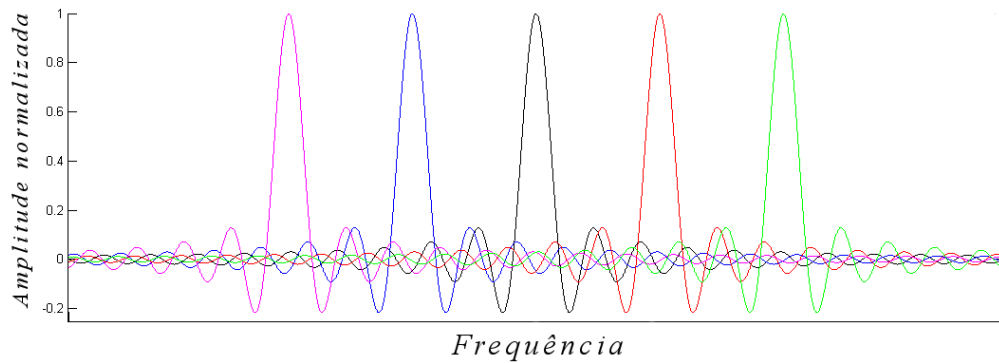


Figura 1: Espectro das sub-portadoras da transmissão paralela FDM.

outro. A partir desta teoria, mostrou-se possível encontrar um afastamento mínimo entre as portadoras de tal forma que a influência, ou melhor, a interferência entre as portadoras adjacentes, seja nula (CHANG, 1966). Deste conceito de ortogonalidade chegamos, como mostra a Figura 2, a uma configuração onde o máximo de cada portadora se encontra no mínimo das adjacentes.

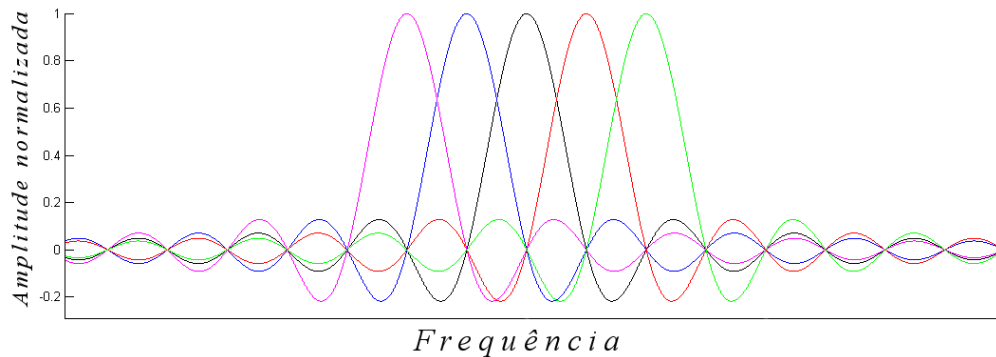


Figura 2: Espectro das sub-portadoras da transmissão paralela OFDM.

2.1 Modulação Digital por Portadora Única

A técnica SCM tem sido utilizada por muitas décadas por ser a modulação mais simples de ser implementada, pois utiliza apenas uma portadora para enviar toda a informação desejada. Como apenas uma portadora estará sendo utilizada os dados devem ser enviados de forma serial, conseqüentemente os símbolos gerados são transmitidos sequencialmente. Outra característica para a utilização de uma única portadora é, que a largura de banda do canal a ser utilizado deverá ser totalmente ocupada por esta.

Entre as técnicas de modulação digital mais usadas, pode-se destacar (CARVALHO, 2001):

ASK (*Amplitude-Shift Keying*)

A amplitude da portadora senoidal é alterada de acordo com o sinal digital a ser transmitido.

FSK (*Frequency-Shift Keying*)

O sinal digital a ser transmitido atua sobre a frequência da portadora senoidal.

PSK (*Phase-Shift Keying*)

O sinal digital a ser transmitido atua sobre a fase da portadora senoidal.

QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)

O sinal digital a ser transmitido atua tanto sobre a fase quanto sobre a amplitude da portadora senoidal.

2.1.1 Modulação QAM

As modulações digitais citadas acima possuem características próprias que devem ser observadas para uma correta escolha de modulação em um projeto.

Das modulações citadas acima a que se destaca para a OFDM é a Modulação de Amplitude em Quadratura - QAM, pois os símbolos gerados podem ser alocados de forma conveniente mantendo uma distância maior entre si.

Como o sinal digital transmitido atua sobre a fase e sobre a amplitude da portadora senoidal, verifica-se que o QAM é um misto da modulação ASK com a PSK conforme mostra a Figura 3.

Para a construção dos símbolos a modulação QAM utilizam-se duas portadoras de mesma frequência, porém defasadas em 90 graus, que são moduladas em amplitude por um sinal multinível através de um conversor binário multinível, gerando os níveis de tensão a e b de acordo com o número binário de entrada. Neste processo são gerados um alfabeto finito de símbolos, ou seja, só existirão alguns níveis discretos. A Figura 4 ilustra este processo de modulação.

O que torna possível utilizar duas portadoras com a mesma frequência, cada uma enviando informações independentes, é o conceito da ortogonalidade. Por estarem de

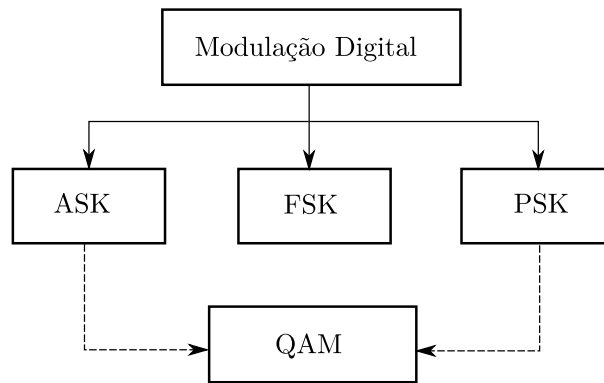


Figura 3: Constituição do QAM.

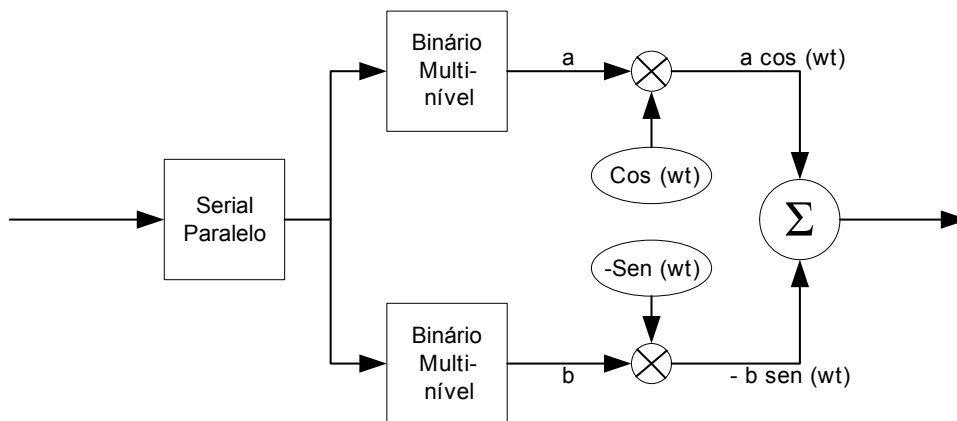


Figura 4: Esquemático do modulador QAM.

fasadas de 90° elas estão ortogonais, logo o produto escalar entre elas é zero portanto uma não interfere na outra. Por exemplo, em um modulador QAM de dois bits, um bit é enviado para o mapeamento em fase, e o outro bit é enviado para o mapeamento em quadratura. Já para um modulador de quatro bits, dois bits são enviados para o mapeamento em fase e os outros dois são enviados para o mapeamento em quadratura 4.

Diagrama de constelação

O diagrama de constelação de um modulador QAM é montado de acordo com a combinação dos níveis discretos produzidos pelo conversor. Assim, em um modulador QAM de dois bits temos apenas quatro pontos na constelação, como ilustra a Figura 5(a), esse modulador é chamado de 4-QAM. Da mesma forma, o modulador QAM de 4 bits é denominado 16-QAM por gerar 16 combinações possíveis e assim por diante. A Figura 5(b) ilustra a constelação do modulador 16-QAM

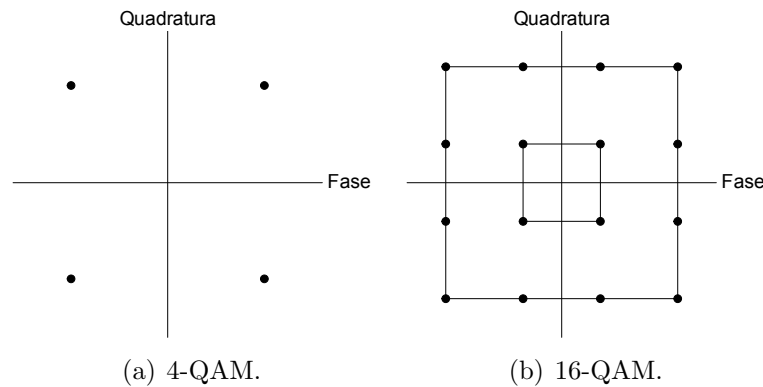


Figura 5: Diagramas de constelação QAM. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM

2.1.2 Desvantagens do sistema SCM

Um dos principais problemas enfrentados pelos sistemas SCM é a seletividade em frequência do canal como apresenta a Figura 6. Sendo o canal seletivo em frequência a banda disponível para comunicação fica comprometida, normalmente sendo um limitante para as taxas de transmissão. As técnicas de equalização de canal para sistemas SCM conseguem aumentar estas taxas, mas não a tornam atraente quando comparada a sistemas MCM.

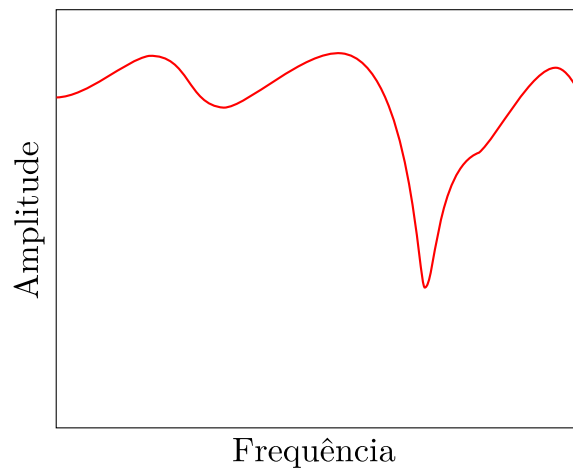


Figura 6: Resposta em frequência de um canal não linear.

2.2 Modulação Multiportadora

A modulação multiportadora (MCM) divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subseqüências, que paralelamente moduladas em igual número de portado-

ras ¹ 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, τ_{max} , do canal $h(t)$, isto é, que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação, conforme ilustra a Figura 7. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é T_s - já que com resposta em frequência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências com desvanecimento multipercurso relativamente plano (HARA; PRASAD, 2003), (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (BINGHAM, 1990).

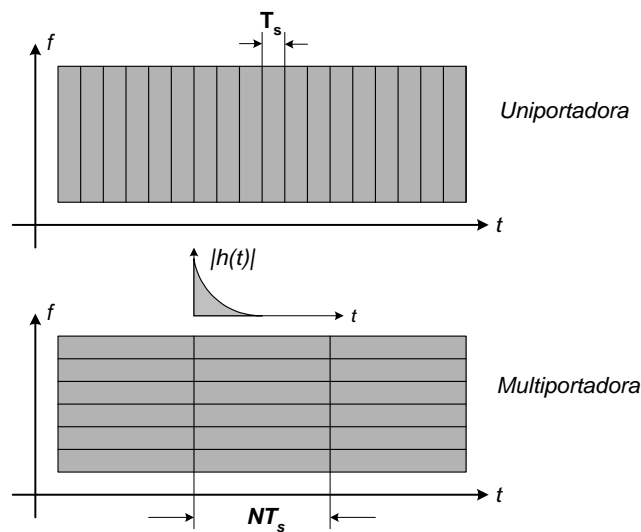


Figura 7: Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

Esta resposta em frequência quase plana ocorre graças à divisão do espectro em várias portadoras como ilustra a Figura 8, porém é necessário uma escolha adequada para este número de divisões.

Alocação de Banda (Bit-Loading) e Máscara de Modulação

Uma grande vantagem que a modulação multiportadora traz consigo é a possibilidade de modular individualmente cada portadora envolvida na transmissão. Devido a esta funcionalidade pode ser feita uma alocação dinâmica das portadoras no canal visando evitar que seja enviada informação por uma faixa de frequência em que o canal não possui uma boa resposta.

Outro recurso disponível em sistemas multiportadoras é, simplesmente, evidenciar

¹Denominadas subportadoras.

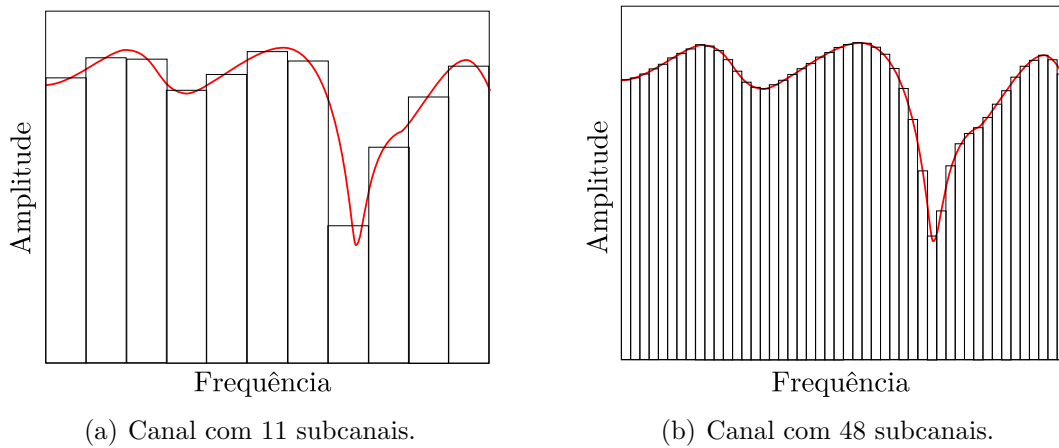


Figura 8: Divisão de um canal não linear em vários subcanais.

portadoras com boas condições de transmissão, baixa atenuação por exemplo, e anular as portadoras com péssimas condições. A esta técnica chama-se máscara de modulação, pois após uma avaliação das condições do canal é criada uma máscara indicando as regiões com boas e péssimas condições de transmissão.

Um exemplo destas técnicas é ilustrado na Figura 9 onde as portadoras em cinza escuro, que estão localizadas acima da linha verde A , sofrem menor atenuação do canal possuindo assim uma melhor relação sinal ruído (SNR - *Signal Noise Ratio*). Estas portadoras receberão mais bits para transmissão que serão alocados através da modulação digital. As portadoras cinza claro encontram-se entre a linha verde A e a linha verde B , logo já possuem uma menor SNR e deverão transmitir um número menor de bits. Por fim as portadoras com uma atenuação muito acentuada, abaixo da linha verde B , não devem transmitir nenhum bit pois não será possível recuperar a informação enviada através desta região do canal.

2.2.1 Modelo de Transmissão

A Figura 10 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A sequência 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 - QAM), 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 ² $s_i(t)$ é modulado por uma subportadora de frequência f_i ocupando uma

²Cada símbolo paralelo é também chamado de subsímbolo.

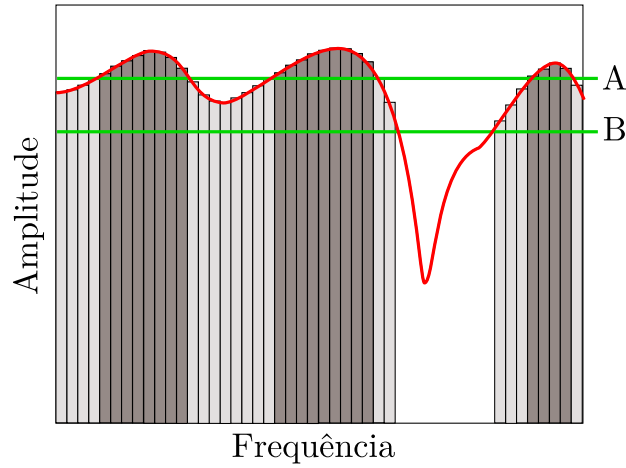


Figura 9: Alocação de banda com máscara de modulação.

largura de banda B_N . Somados, tais subsímbolos formam o sinal multiportadora a ser transmitido no canal (HANZO; WEBB; KELLER, 2000), (CIOFFI, 2003).

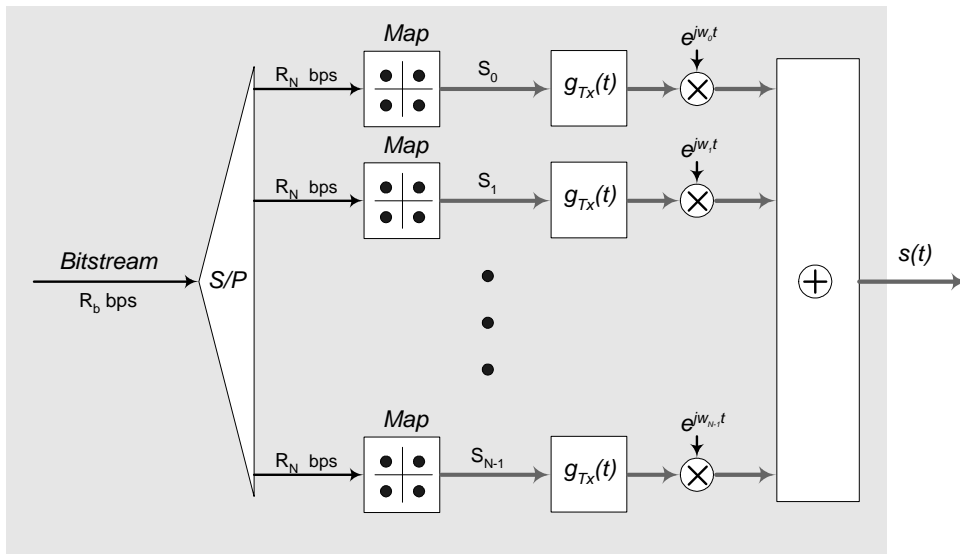


Figura 10: Configuração de um transmissor multiportadora.

Observe pela Figura 10 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),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t} \quad (2.1)$$

onde s_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, $i = 1, \dots, N - 1$, $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$ e $j = \sqrt{-1}$.

2.2.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na Figura 11, que depois de separá-las, as demodula e filtra usando um banco de filtros de recepção $g_{Rx}(t)$ idêntico ³ ao do transmissor $g_{Tx}(t)$. O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseguinte conversão paralelo para serial fornece a sequência de bits de saída.

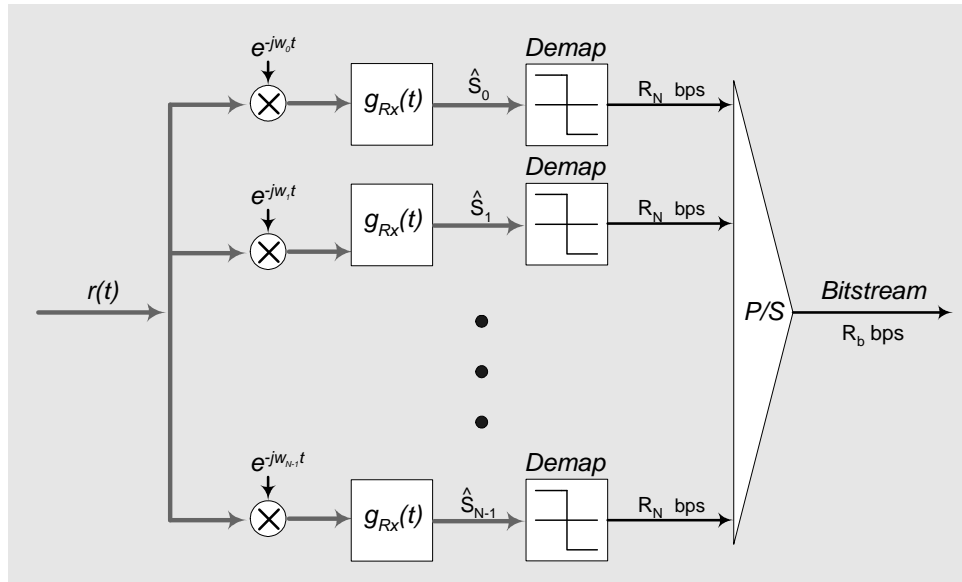


Figura 11: Configuração de um receptor multiportadora.

Desprezando os efeitos do canal $h(t)$ e do ruído $n(t)$, e sendo s_j a representação do sinal $s(t)$ da equação do sinal no modelo de transmissão da equação (2.1), e considerando ainda, o filtro de recepção sendo um pulso ideal no intervalo $[0, T_N]$, verifica-se que cada símbolo na entrada do bloco demapeador é estimado como (KLENNER, 2004), (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002):

³Para maximizar a SNR, os filtros de transmissão e recepção devem ser casados.

$$\begin{aligned}
\hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt & (2.2) \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left(\sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot T_N \cdot s_i \\
&= s_i & (2.3)
\end{aligned}$$

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 secção descreve em linhas gerais, a solução para este problema.

2.3 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, respectivamente, a IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform/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 10 e 11 respectivamente, o pulso retangular de amplitude unitária e período T_n

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right), \quad (2.4)$$

cujos espectros são dados por

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_N \cdot \text{sinc}(\pi f T_N). \quad (2.5)$$

Observe pela Figura 12 que para transmissão sem interferência intercanal, ou seja, obtenção de ortogonalidade entre as subportadoras, o espectro de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos escolhendo como distância entre subcanais, $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$.

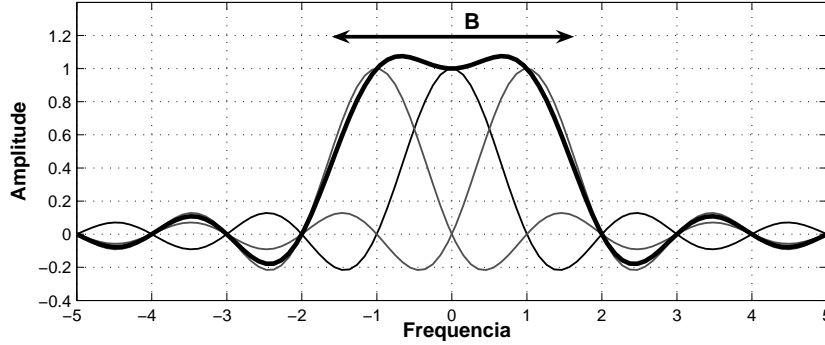


Figura 12: Espectro de um sinal OFDM contendo apenas três subportadoras, para $T_n = 1$.

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 tempo de um símbolo.

2.3.1 Modulação via IFFT

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 10 por uma IDFT, considere a equação (2.1). Substituindo $g_{Tx}(t)$ pelo impulso retangular da equação (2.4), tem-se que (PINTO; ALBUQUERQUE, 2002), (KLENNER, 2004),

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{j2\pi f_i t}. \quad (2.6)$$

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

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

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot i}{N}}, \quad (2.7)$$

para $0 \leq n \leq T_N$. Sem perda de generalidade pode-se então afirmar que a equação (2.7) 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

$$s[n] = IFFT\{s_i\}. \quad (2.8)$$

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).

Simetria Hermitiana

Observando as propriedades da transformada de Fourier percebe-se que a saída do modulador OFDM terá valores complexos que necessitarão de uma modulação em quadratura, similar a realizada no QAM para transmitir ambas informações. Padrões de comunicação como Wi-Fi, Wimax, DVB e DAB transmitem a saída Real modulada em *cosseno* e a saída Imaginária modulada em *seno* (LAWREY, 2001). Entretanto, para transmissão em canais com fio (*wireline* ou *wired*), necessita-se de um sinal real na saída do bloco IDFT (SILVA, 2006). Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria hermitiana na sequência de entrada do mesmo bloco.

Na equação (2.10) tem-se a Transformada Inversa de Fourier, onde aplicada a identidade de Euler chega-se à equação (2.11). Sendo $y(f)$ um sinal com parte real apresentando simetria par e parte imaginária apresentado simetria ímpar, como mostra a equação (2.9), pode-se aplicá-lo em (2.11) obtendo (2.12). Verifica-se que, neste caso, o segundo e terceiro termos da equação (2.12) possuirão simetria ímpar por ser realizada a multiplicação de uma função com simetria ímpar por uma função com simetria par. Desta forma elimina-se a parte imaginária após a integração de $-\infty$ a ∞ , pois estes termos possuirão valor 0.

Sendo $\theta = 2\pi ft$.

$$y(f) = (par) + j(impar) \quad (2.9)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.10)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(f)\cos(2\pi ft)df + j \int_{-\infty}^{\infty} y(f)\sen(2\pi ft)df \quad (2.11)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} (par)\cos(\theta)df + j \int_{-\infty}^{\infty} (impar)\cos(\theta)df + \\ j \int_{-\infty}^{\infty} (par)\sen(\theta)df - \int_{-\infty}^{\infty} (impar)\sen(\theta)df \quad (2.12)$$

Desta forma conclui-se que, possuindo o sinal de entrada simetria par na parte real e simetria ímpar na parte imaginária, a resposta da modulação via IFFT só possuirá parte Real diferente de zero. Aplicar esta simetria, ao modelo do transmissor, consiste em espelhar o sinal de entrada da IFFT com seu complexo conjugado, transformando este sinal em outro com simetria par. Isto é ilustrado pelos valores de (2.13) e de (2.14). Sendo os valores (2.13) o sinal na saída do mapeamento, e os valores de (2.14) obtidos a partir de (2.13) após aplicação da Simetria Hermitiana.

$$\begin{aligned} a_1 + jb_1 \\ a_2 + jb_2 \\ a_3 + jb_3 \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned}
 & 0 + j0 \\
 & a_1 + jb_1 \\
 & a_2 + jb_2 \\
 & a_3 + jb_3 \\
 & 0 + j0 \\
 & a_3 - jb_3 \\
 & a_2 - jb_2 \\
 & a_1 - jb_1
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Percebe-se que a desvantagem deste procedimento é que o número de valores que deverão ser transmitidos é o dobro mais dois em relação à forma tradicional.

Configuração básica de um transmissor OFDM

A Figura 13 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 10, onde o bloco *Hermit* faz a simetria hermitiana para que a operação IFFT gere coeficientes reais na sua saída.

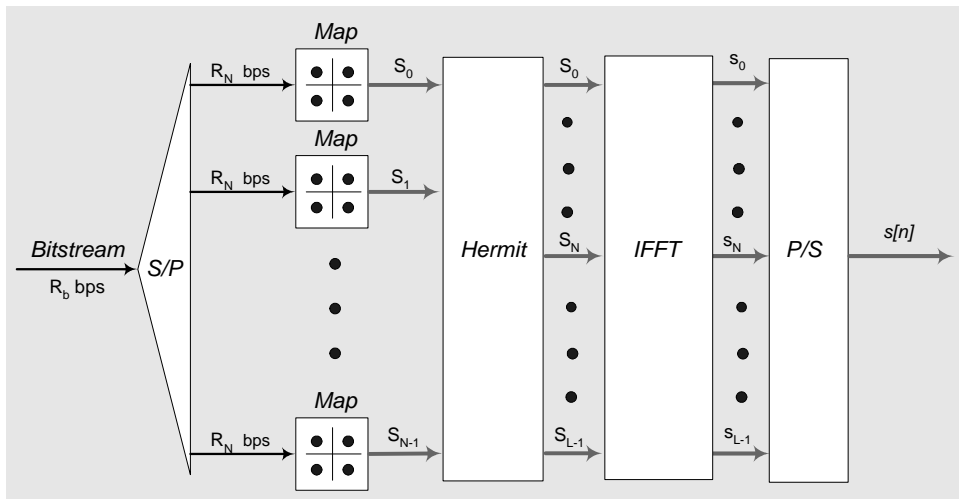


Figura 13: Configuração básica de um transmissor OFDM.

A Figura 14 mostra o sinal OFDM característico no tempo, bem como o seu espectro de potência (SILVA, 2006). Este sinal foi gerado através da simulação do sistema ilustrado pela Figura 13 com 512 subportadoras e mapeamento QPSK nos subsímbolos. Depois da IFFT, 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.

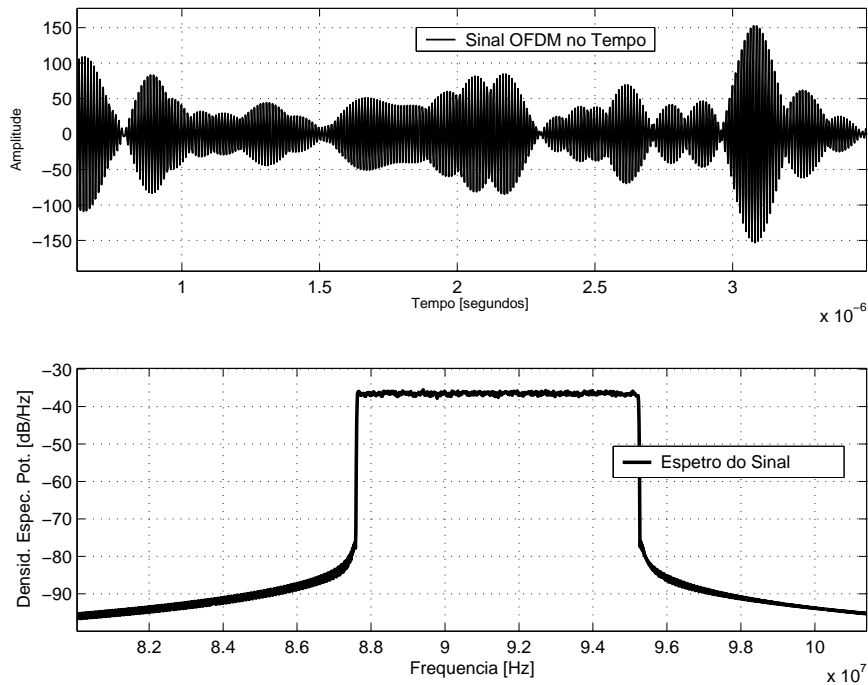


Figura 14: Sinal OFDM característico no Tempo e sua Densidade Espectral de potência.

2.3.2 Demodulação via FFT

Pode-se concluir que, uma vez que a modulação é realizada por uma IFFT, a demodulação OFDM é realizada por uma FFT (SILVA, 2006),

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \cdot FFT\{r[i]\}, \quad (2.15)$$

e que a configuração do receptor OFDM pode ser a mostrada na Figura 15, nela $r[n]$ representa o sinal recebido pelo canal.

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

Elimina-se com isso, a necessidade dos N osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiportadora proposta na secção 2.2.2, 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

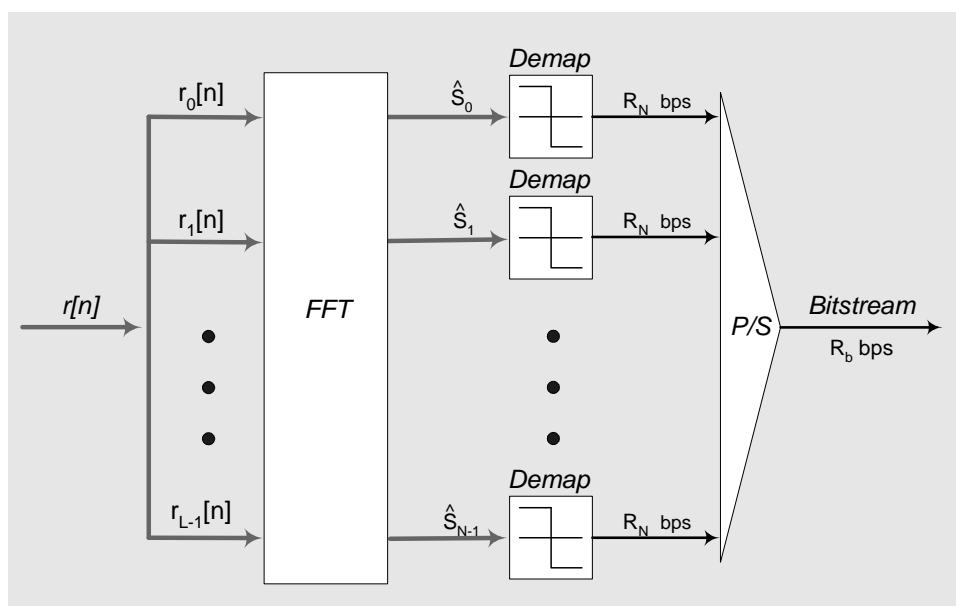


Figura 15: Configuração básica de um receptor OFDM. Omite-se o bloco que remove a simetria *hermitiana* pois se considerou $N = \frac{L}{2}$ subsímbolos OFDM na entrada do bloco *Demap*.

OFDM é perfeitamente possível de ser implementado.

2.4 Manutenção da ortogonalidade

Para que o sistema MCM, utilizando sobreposição de espectro, funcione é necessário que se garanta a ortogonalidade entre os vários subcanais, pois os mesmos não possuem a banda limitada.

Ao se transmitir um símbolo MCM imediatamente seguido de outro a ortogonalidade não será mais mantida, pois, devido a resposta do canal ilustrada pela Figura 16, o final de um símbolo interferirá em ν amostras do início de outro.

Quando isso acontece um subcanal começa a interferir em outro, gerando a interferência intercanal, ICI (*Inter-Channel Interference*). Outro problema ocorre quando há distorções lineares no canal, como atrasos devido a multipercursos e reflexões, que geram a interferência intersimbólica, ISI (*Inter-Symbol Interference*). Tanto a ICI quanto a ISI causam a perda da ortogonalidade do sistema.

Para resolver esse problema basta introduzir um período de guarda de ν amostras entre um símbolo e outro, de tal forma que o final de um símbolo não interfira no próximo. Basicamente há quatro formas de se introduzir esse período de guarda (BINGHAM, 2000):

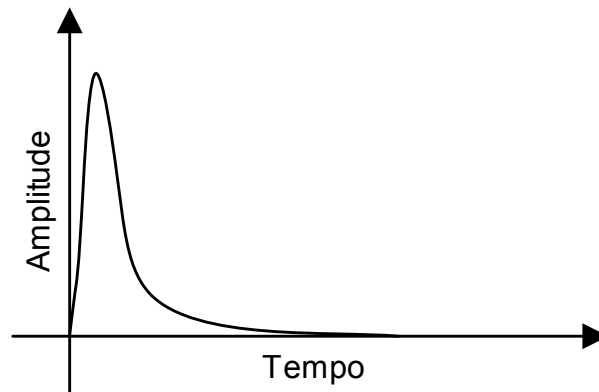


Figura 16: Resposta impulsiva do canal.

1. Adicionar as últimas ν amostras no início do sinal, fazendo assim um prefixo cíclico (*CP - Cyclic Prefix*).
2. Adicionar as primeiras ν amostras no final do sinal, fazendo assim um sufixo cíclico (*CS - Cyclic Suffix*).
3. Não transmitir nada no intervalo de guarda, e no receptor adicionar as últimas ν amostras ao início.
4. Existe ainda a combinação do CP e CS.

Entre essas técnicas a mais comum é a utilização do prefixo cíclico. O motivo para tal escolha fica claro com o seguinte exemplo: considere duas portadoras em diferentes frequências e ortogonais entre si, e a resposta impulsiva representadas na Figura 17.

A resposta ao impulso ilustrada na Figura 17 apresenta fortes características de multi-percursos. Serão montados dois símbolos através de uma combinação das portadoras A e B ilustradas na Figura 17. As portadoras A e B foram geradas a partir do equacionamento (2.16).

$$\begin{aligned} A &= \text{sen}(t + 20) \\ B &= \text{sen}(2.t + 35) \end{aligned} \tag{2.16}$$

Na Figura 18(a) para criar um sinal multiportadora foram feitas combinações entre as portadoras A e B , os sinais na cor preta foram criados com a soma $A + B$, e o sinal em verde foi criado com a diferença $A - B$. Posteriormente estes sinais foram concatenados simulando a transmissão de sinais multiportadoras sem intervalo de guarda. Na Figura

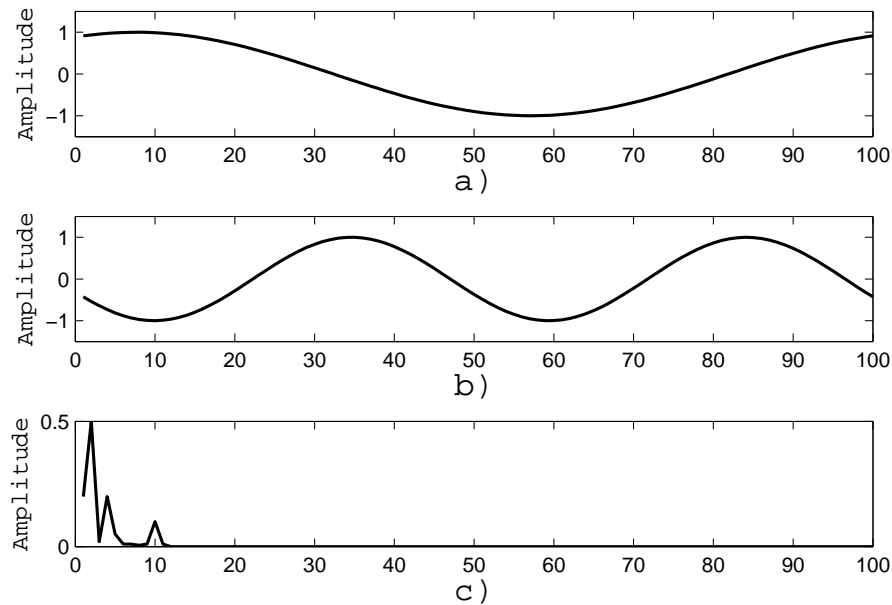


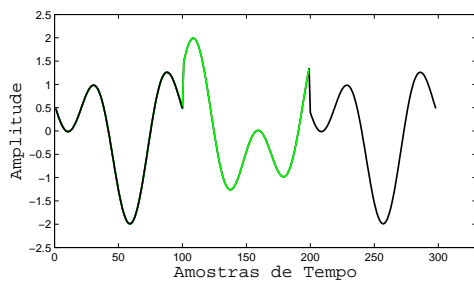
Figura 17: a) Portadora A; b) Portadora B; c) Resposta Impulsiva de um canal com multipercursos.

18(b) pode ser verificado o resultado da convolução entre a resposta impulsiva do canal (Figura 17 (c)), fica evidente que o canal danifica sinal gerando a ICI e a ISI.

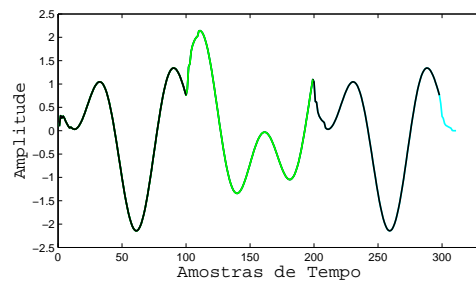
Se na concatenação dos símbolos for utilizado o conceito de intervalo de guarda haverá uma distância entre os símbolos onde nenhuma informação é transmitida, a Figura 18(c) ilustra esta técnica onde na cor verde está o intervalo de guarda e na cor preta os símbolos. Na Figura 18(d) é ilustrado o efeito do canal neste sinal, verifica-se que não ocorre interferência de um símbolo no seguinte, entretanto no início dos símbolos é visível uma degradação dos mesmos, esta degradação gera a ICI.

Para simular a técnica do prefixo cíclico, na concatenação dos símbolos uma cópia do final do símbolo é adicionada ao início do mesmo de acordo com a Figura 19. Na Figura 18(e) pode ser verificada a técnica do prefixo cíclico aplicada aos símbolos e na Figura 18(f) são ilustrados os efeitos do canal neste sinal. Neste caso não ocorre distorção no sinal transmitido, logo nem ISI nem ICI estarão presentes nesta comunicação. Como as distorções ficam limitadas ao prefixo cíclico esta técnica torna-se a mais indicada para sistemas OFDM, onde a ortogonalidade entre as portadoras é essencial.

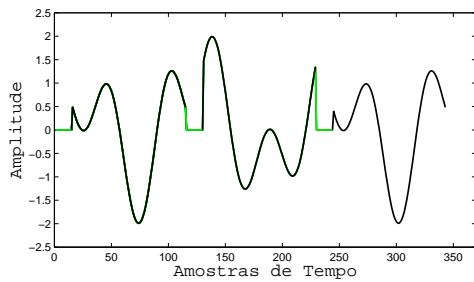
Em todas as subfiguras da Figura 18 a cor azul clara representa a cauda da convolução dos sinais com a resposta impulsiva do canal.



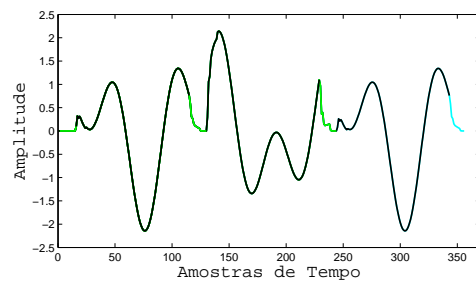
(a) Sinais multiportadora sem intervalo de guarda antes do canal.



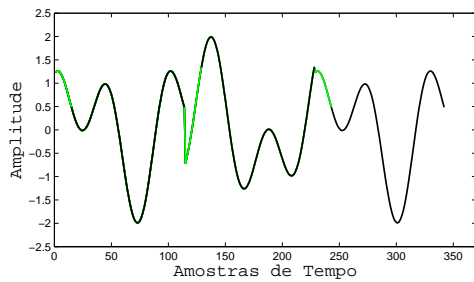
(b) Sinais multiportadora sem intervalo de guarda após o canal.



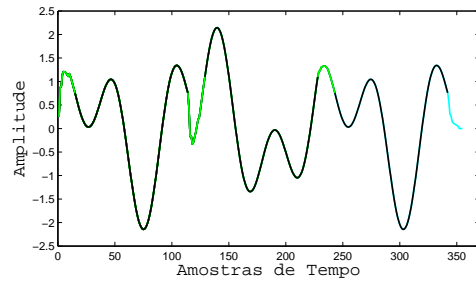
(c) Sinais multiportadora com intervalo de guarda antes do canal.



(d) Sinais multiportadora com intervalo de guarda após o canal.



(e) Sinais multiportadora com prefixo cíclico antes do canal.



(f) Sinais multiportadora com prefixo cíclico após o canal.

Figura 18: Resultados das Técnicas de intervalo de guarda.

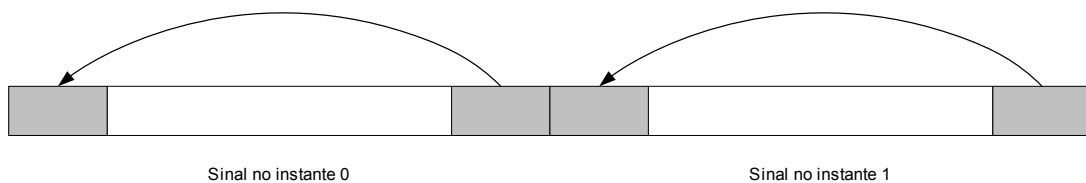


Figura 19: Prefixo Cíclico.

Neste exemplo é possível verificar que este simples recurso de inserir o final do símbolo ao seu início, promove uma forma de se evitar que os efeitos inerentes ao canal afetem o símbolo OFDM. Alguns trabalhos (ARMSTRONG, 2009a, 2009b) sugerem que a utilização do prefixo cíclico junto com o sufixo cíclico retornam melhores resultados que apenas uma destas, entretanto na prática, o tamanho do prefixo cíclico utilizado apre-

senda duração de 3 a 10 vezes a duração da resposta impulsiva, logo, a diferença entre eles não justifica o tempo gasto enviando informações duplicadas no início e final do símbolo.

2.5 Sistema OFDM básico

Após verificar as particularidades tanto do transmissor como do receptor, apresenta-se na Figura 20 um Sistema OFDM Básico.

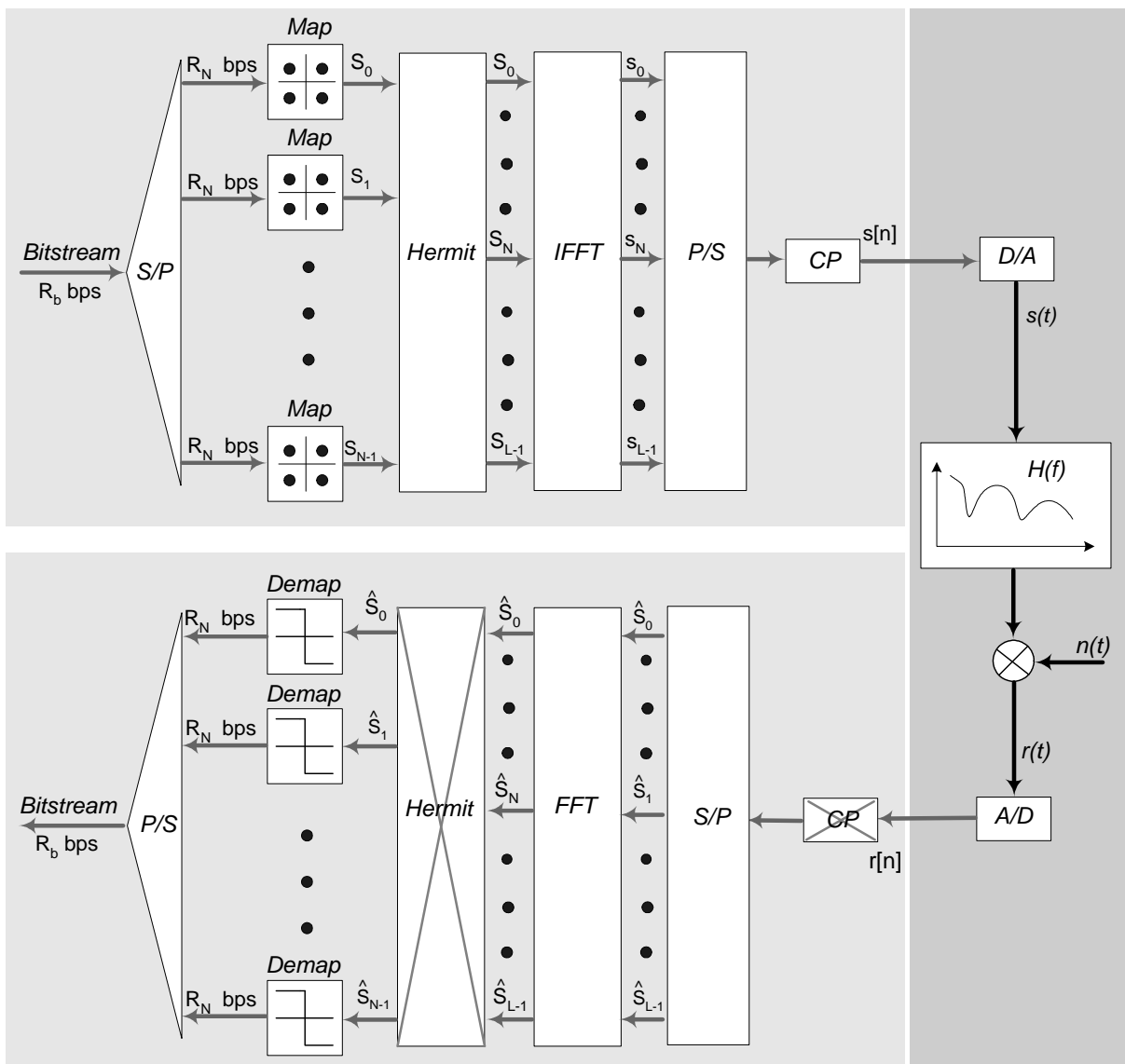


Figura 20: Sistema OFDM básico.

2.6 Desafios da Modulação Multiportadora

Assim como todo o sistema de comunicação, a técnica OFDM tem suas deficiências e 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 (SNR), sincronismo, entre outros. Para não fugir ao escopo deste trabalho, descreve-se nesta secção, de forma bem sucinta, os dois principais fatores desencorajadores da escolha da modulação multiportadora.

2.6.1 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, PAPR (*Peak to Average power Ratio*), do sinal transmitido, que nos tempos contínuo e discretos é definido por (HANZO; WEBB; KELLER, 2000),⁴

$$PAPR = \frac{\max |s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]}, \quad (2.17)$$

$$PAPR = \frac{\max |s[n]|^2}{E[|s[n]|^2]}. \quad (2.18)$$

Além de aumentar a complexidade do conversor A/D, um valor alto de PAPR 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.

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).

2.6.2 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 δ_f (inteiro não múltiplo de Δ_f) faz com que a amostragem dos subsímbolos na recepção seja feita em frequências $f_n + \delta_f$ para

⁴Denominamos $E[]$ como “operador esperança” ou “esperança matemática”.

$0 \leq n \leq N - 1$, conforme ilustra a Figura 21. Observe que com ICI o valor máximo de uma subportadora não mais coincide com o cruzamento por zero das demais.

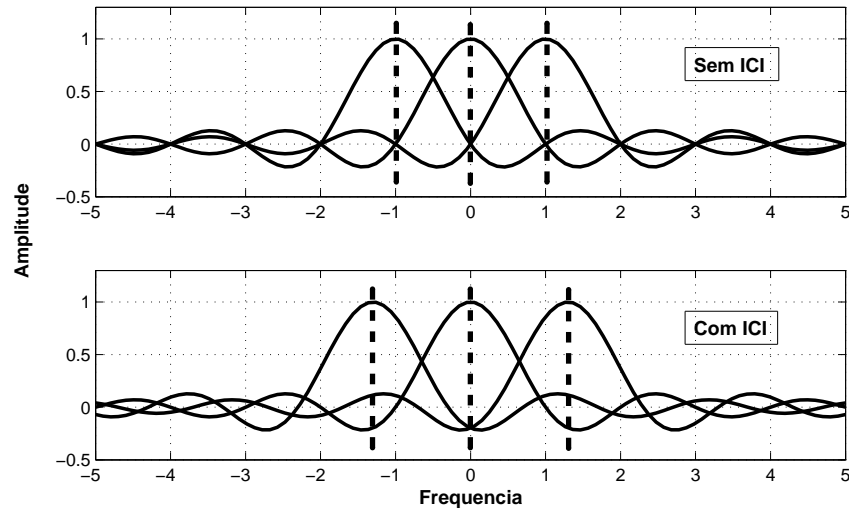


Figura 21: Espectros OFDM com as três subportadoras espaçadas em Δ_f (sem ICI) e espaçadas em $\Delta_f + \delta_f$ (com ICI).

3 *Estimação e Equalização de canal em sistemas OFDM.*

A estimação e equalização dos canais de transmissão tornam-se essenciais quando a largura de banda do sinal transmitido aumenta significativamente. Isto ocorre porque os canais de transmissão são variáveis no tempo, alguns sofrem variações mais rápidas ou mais significativas que outros, mas todos eles variam. Um ótimo exemplo para esta afirmativa é a comparação entre o canal sem fio, que possui variações rápidas, e a fibra óptica, que muitas vezes é dita não variar no tempo dada a demora para que pequenas alterações possam ser percebidas.

Quando estas variações ocorrem, o sinal recebido pode chegar muito diferente do transmitido e impossibilitar o recebimento da informação. Na Figura 22 é ilustrada a influência que variações e oscilações na resposta em frequência do canal podem causar aos sinais transmitidos. Considerando que os sinais representados ($X1(f)$, $X2(f)$ e $X3(f)$) são sinais OFDM distintos transmitidos em diferentes instantes de tempo, e que os canais ($H1(f)$, $H2(f)$ e $H3(f)$) representam o comportamento do canal de comunicação em três instantes de tempo diferentes, temos nos sinais ($Y1(f)$, $Y2(f)$ e $Y3(f)$) o comportamento das portadoras à imposição de variação da atenuação de sinal em cada instante de tempo. Desta forma percebe-se que as alterações impostas ao sinal transmitido pelo canal de comunicação precisa de uma atenção especial pois, na maioria dos casos, estas variações são aleatórias.

3.1 **Equalização perfeita**

Sendo este problema uma constante nos canais de comunicação faz-se necessário o desenvolvimento de uma técnica para solucionar ou amenizar este problema. A análise simplória da transmissão dos dados pelo canal nos permite vislumbrar uma possível correção perfeita do sinal transmitido, expressa na equação (3.1). Neste equacionamento:

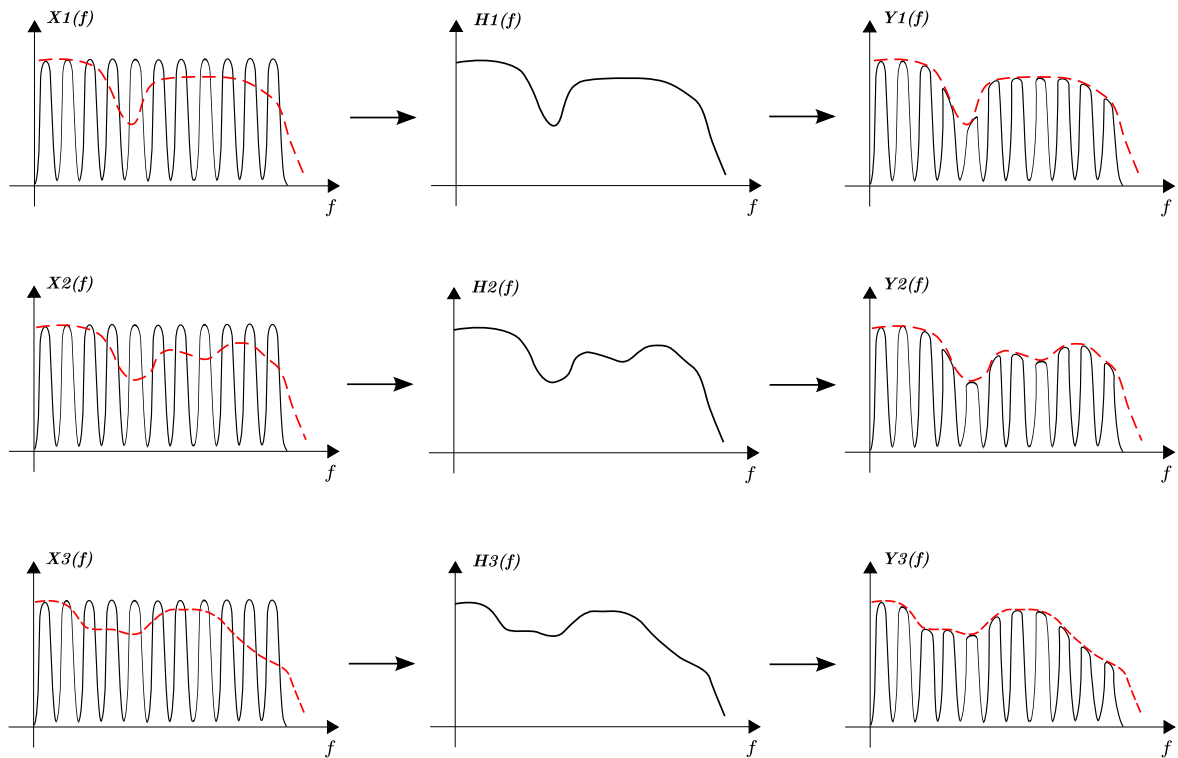


Figura 22: Efeito da variação da resposta em frequência do canal sobre o espectro de frequência do sinal multiportadora transmitido.

$x(t)$ é o sinal a ser transmitido; $H(f)$ é a resposta em frequência do canal de comunicação; $Y(f)$ sinal recebido no receptor; e $Eq(f)$ o canal estimado.

$$\begin{aligned}
 X(f) &= F\{x(t)\}; \\
 Y(f) &= H(f).X(f); \\
 Eq(f) &= \frac{1}{H(f)}; \\
 Y(f) &= Eq(f).H(f).X(f); \\
 Y(f) &= X(f)
 \end{aligned}$$

(3.1)

Através do equacionamento (3.1) infere-se que, se for possível estimar $H(f)$ será possível “invertê-lo” e recuperar perfeitamente o sinal pois, ao multiplicar o canal pela sua função inversa, o produto final será um realizando, assim, uma equalização perfeita, como ilustra a Figura 23. Esta forma de equalização é comumente chamada na literatura de *Zero-Forcing* (ZF), (PUN MICHELE MORELLI, 2007).

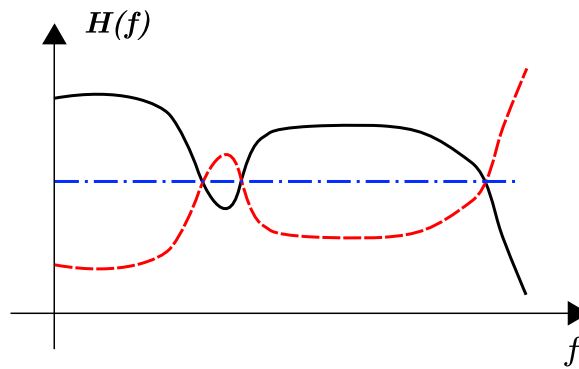


Figura 23: Equalização perfeita: em preto tem-se o canal real; em vermelho a função inversa do canal; e em azul o produto do canal pela sua função inversa.

Entretanto se for adicionado o ruído ($W(f)$) ao equacionamento (3.1) o sinal transmitido não será perfeitamente recuperado, de acordo com o equacionamento (3.2). Apesar de não ser possível recuperar perfeitamente o sinal transmitido, contanto que $Eq(f) * W(f)$ seja minimizado poderemos ter uma equalização suficientemente boa para recuperar a informação, mesmo que sinal recebido possua pequenas degradações.

$$\begin{aligned}
 X(f) &= F\{x(t)\}; \\
 Y(f) &= H(f).X(f) + W(f); \\
 Eq(f) &= \frac{1}{H(f)}; \\
 Y(f) &= Eq(f).(H(f).X(f) + W(f)); \\
 Y(f) &= X(f) + Eq(f).W(f)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

3.2 Inversibilidade do Canal de Comunicação

Outro problema enfrentado pela equalização é a inversibilidade da resposta em frequência do canal. Os equacionamentos (3.1) e (3.2) assumem que sempre será possível inverter completamente o canal. Entretanto existem regiões que não podem ser invertidas. Regiões com atenuações abruptas e acentuadas e as regiões em que a potência do sinal está inferior à potência do ruído não podem ser invertidas (VASEGHI, 2008; PUN MICHELE MORELLI, 2007), como sugere a Figura 24.

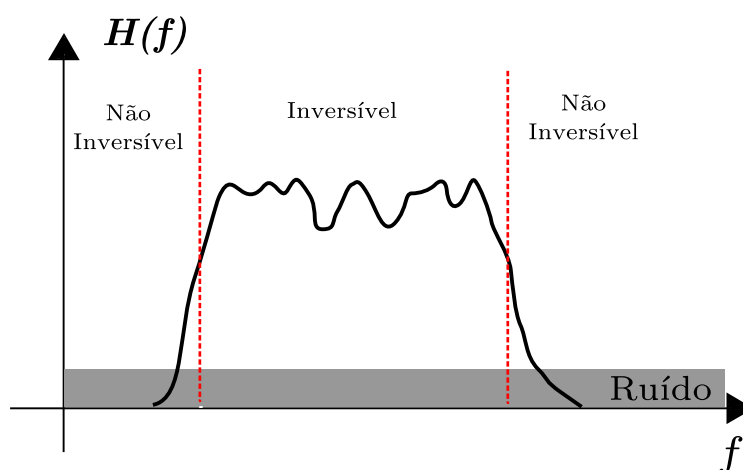


Figura 24: Regiões inversíveis e não inversíveis do canal de comunicação.

3.3 Estimação de canais

Para de fato ser possível equalizar um canal inicialmente é necessário estimar sua resposta em frequência. Na estimação é onde o receptor irá recriar o canal a partir das informações enviadas pelo transmissor. Logo sem a estimação o receptor não possui informações do canal, sendo assim impossível equalizá-lo. A forma mais tradicional de estimação de canal é ilustrada na Figura 25, onde é enviado pelo transmissor um sinal conhecido ao receptor (sinal de treinamento). Ao receber o sinal através de uma simples comparação o receptor cria uma relação entre o sinal transmitido e recebido, desta forma é estimada a degradação causada pelo canal ao sinal. Outra forma utilizada para a estimação de canais é não utilizar nenhuma sequência de treinamento conhecida pelo receptor, apenas utilizar ferramentas estatísticas para inferir as informações necessárias do transmissor. Desta forma o canal é estimado sem a necessidade de envio de informações do transmissor para o receptor, obviamente nesta técnica de equalização a taxa de dados úteis transmitidos é maior. A Figura 26 ilustra o conceito desta técnica. A desvantagem da estimação e equalização cega é que a complexidade do algoritmo de estimação é bem maior do que o algoritmo com sequência de treinamento.

3.3.1 Tons Pilotos

Em sistemas OFDM podem ser utilizadas como técnicas de estimação de canal tanto a estimação cega quanto a estimação com sequência de treinamento, embora esta última seja a mais utilizada. Em sistemas uniportadoras só existe uma via de comunicação

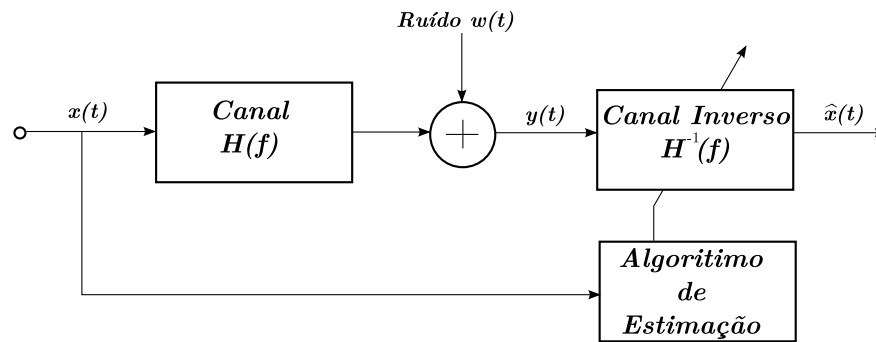


Figura 25: Estimação de canal com sinal de treinamento.

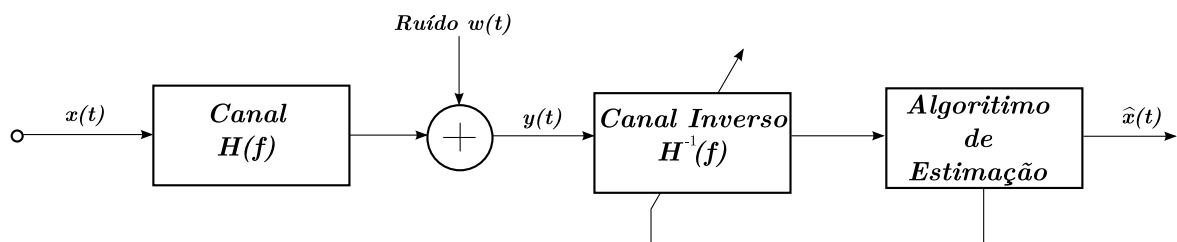


Figura 26: Estimação de canal Cega.

entre o transmissor e o receptor, logo para ser enviada a sequência para treinamento é necessário parar de enviar os dados para então enviar esta sequência. Desta forma a taxa de transmissão efetiva fica comprometida. Em sistemas OFDM a informação é transmitida nas várias subportadoras ortogonais, logo é possível modular cada portadora individualmente. Devido a esta facilidade de alocação de informação nas subportadoras surge a técnica de tons pilotos em sistemas OFDM. Basicamente o conceito dos tons pilotos surge com o envio da sequência de treinamento alocada em algumas subportadoras em quanto as demais continuam enviando a informação desejada (TONG; DONG, 2004).

Interpolação Linear

A Figura 27 ilustra a técnica de tons piloto, onde na Figura 27(a) o sinal recebido pelo receptor com as portadoras com informação em linha contínua cor preta e os tons pilotos em linhas tracejadas cor azul clara. A estimação do canal se realiza no receptor quando, ao receber o sinal retira as portadoras piloto e compara com os valores que foram transmitidos. Desta forma, para estimar o canal, basta interpolar esta relação entre os valores transmitidos e recebidos como ilustra a Figura 27(b). A técnica de estimar canais através da interpolação de tons pilotos é a mais simples, pois as operações necessárias para tal estimação são regidas por uma função linear que determina a ligação entre os

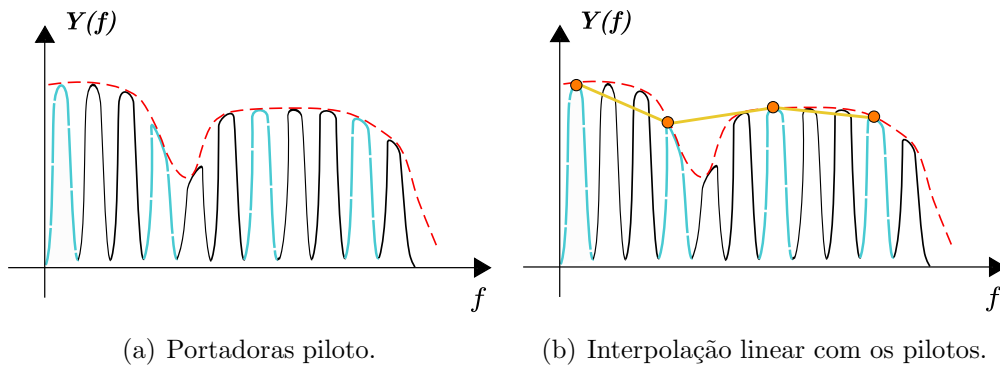


Figura 27: Estimação de canal através de poucos tons piloto e interpolação linear. Canal Sub-Amostrado.

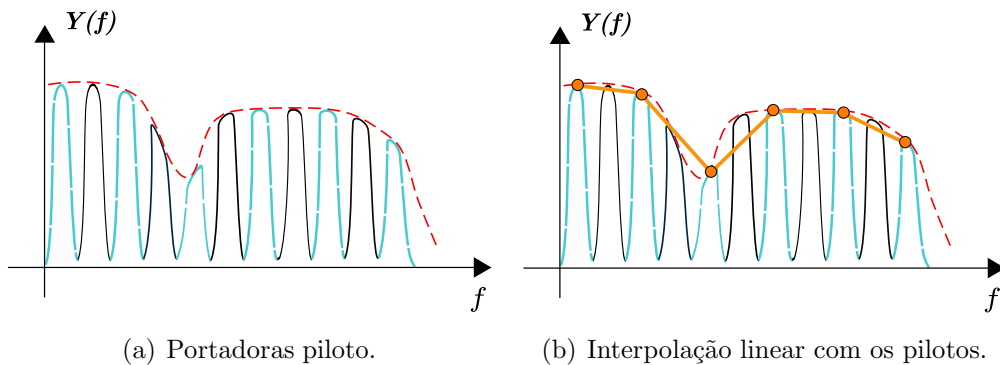


Figura 28: Estimação de canal através de tons piloto e interpolação linear. Canal devidamente Amostrado.

pontos.

Apesar da simplicidade para que esta técnica obtenha bons resultados o número de tons pilotos a ser utilizado deve respeitar o critério da amostragem de Nyquist pois, na prática as portadoras piloto realizam uma amostragem do canal de comunicação. Na Figura 27 temos um canal que foi sub-amostrado, na Figura 28 temos um sinal com um número de pilotos adequado às variações do canal e na Figura 29 temos um sinal que está superamostrando o canal porque todas as portadoras são portadoras piloto.

Filtro Passa-Baixas

Uma outra forma de se estimar o canal através dos tons pilotos é, ao invés de interpolar as portadoras pilotos de forma linear, utilizar um filtro passa baixas para interpolar os pontos. O método para realizar esta filtragem de forma ideal seria utilizar um filtro passa-baixas ideal, entretanto este filtro não é realizável. Para solucionar este problema são utilizadas as transformadas FFT/IFFT (HANZO; WEBB; KELLER, 2000). A grande

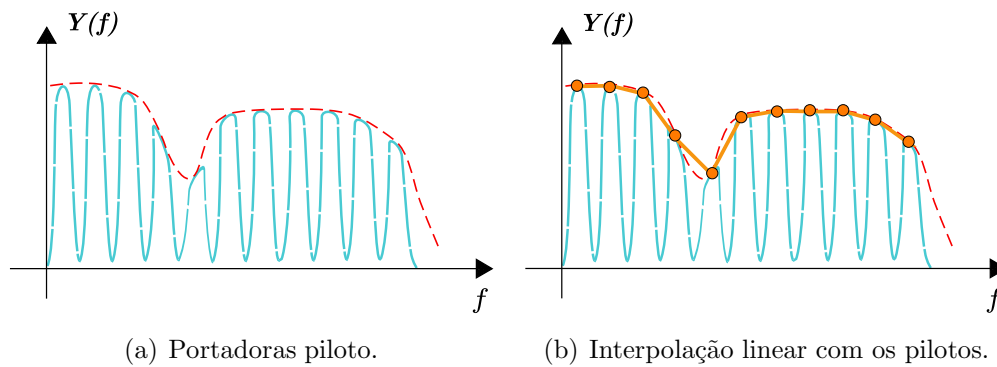


Figura 29: Estimação de canal através de vários tons piloto e interpolação linear. Canal Super-Amostrado.

desvantagem desta técnica é o custo computacional envolvido para realizar esta filtragem, contudo esta técnica garante resultados melhores e com um menor número de portadoras piloto em comparação com a interpolação linear (HANZO; WEBB; KELLER, 2000).

Interpolação Cúbica

Na tentativa de conseguir bons resultados com um menor número de tons pilotos e com uma complexidade não tão elevada como a filtragem através das transformadas FFT/IFFT temos por opção a utilização de uma interpolação cúbica. Dentro dos métodos de interpolação cúbica, cabe destacar a interpolação cúbica spline, que se encaixa perfeitamente como técnica alternativa às duas citadas anteriormente.

Estimadores LS e MMSE

Outros métodos de estimação muito utilizados para OFDM é o *Least Squares* (LS) e o *Minimum Mean Square Error* (MMSE). Uma descrição mais detalhada destes estimadores pode ser encontrada em (BEEK; AL., 1995). O estimador MMSE possui melhores resultados em comparação com o LS, entretanto o LS possui uma complexidade menor.

Uma boa comparação entre os principais estimadores pode ser encontrada em (CHUN-LONG; LI, 2009). Nesta comparação é verificada a superioridade dos estimadores LS e MMSE sobre os demais, algumas simplificações são realizadas afim de reduzir a complexidade dos algoritmos.

3.3.2 Arranjo das Portadoras Piloto

Outro fator importante para a utilização das portadoras piloto é a forma como elas serão arrançadas dentro do símbolo OFDM. Os vários padrões que já adotam a técnica OFDM procuram utilizar um arranjo de pilotos que melhor atenda aos requisitos do sinal a ser transmitido, assim como do comportamento do canal. Os arranjos utilizados são (PUN MICHELE MORELLI, 2007; ANDREWS A. GHOSH, 2007):

- *Block-Type* (Arranjo em Bloco)

Neste tipo de arranjo a cada intervalo de tempo pré-determinado é enviado um símbolo OFDM inteiro com portadoras piloto, como ilustra a Figura 30(a). Este arranjo é recomendado para canais com variações lentas, pois a atualização da estimação não ocorre em todos os símbolos recebidos.

- *Comb-Type* (Arranjo em Combinação)

Os pilotos são alocados em determinadas frequências e durante toda a duração da transmissão estas portadoras permanecem enviando tons pilotos, como ilustra a Figura 30(b). Esta combinação se torna interessante para canais com variações rápidas, porque em todos os símbolos o canal é atualizado. Um exemplo deste tipo de canal é o canal Rayleigh e um padrão que utiliza este esquema é o IEEE 802.11a (*WiFi*).

- *Comb-type* variado

Apesar de ser parecido com o *Comb-Type* neste as frequências onde os pilotos são alocados variam constantemente, de acordo com a Figura 30(c). Desta forma é possível realizar uma estimação mais precisa. O padrão DVB e o DAB utilizam este esquema de portadoras piloto.

- *Block-type* junto com *Comb-type*

Nesta última possibilidade de arranjo são utilizadas as técnicas de *Comb-Type* e *Block-Type* combinados. A vantagem desta técnica é que o canal é identificado completamente através do *Block-Type* e nos outros símbolos é realizada uma atualização dos parâmetros do canal estimado com o *Comb-Type*, até que um novo *Block-Type* seja enviado. A Figura 30(d) ilustra esta combinação. O padrão IEEE 802.16e-2005 (*Wimax*) utiliza este tipo de arranjo de tons piloto.

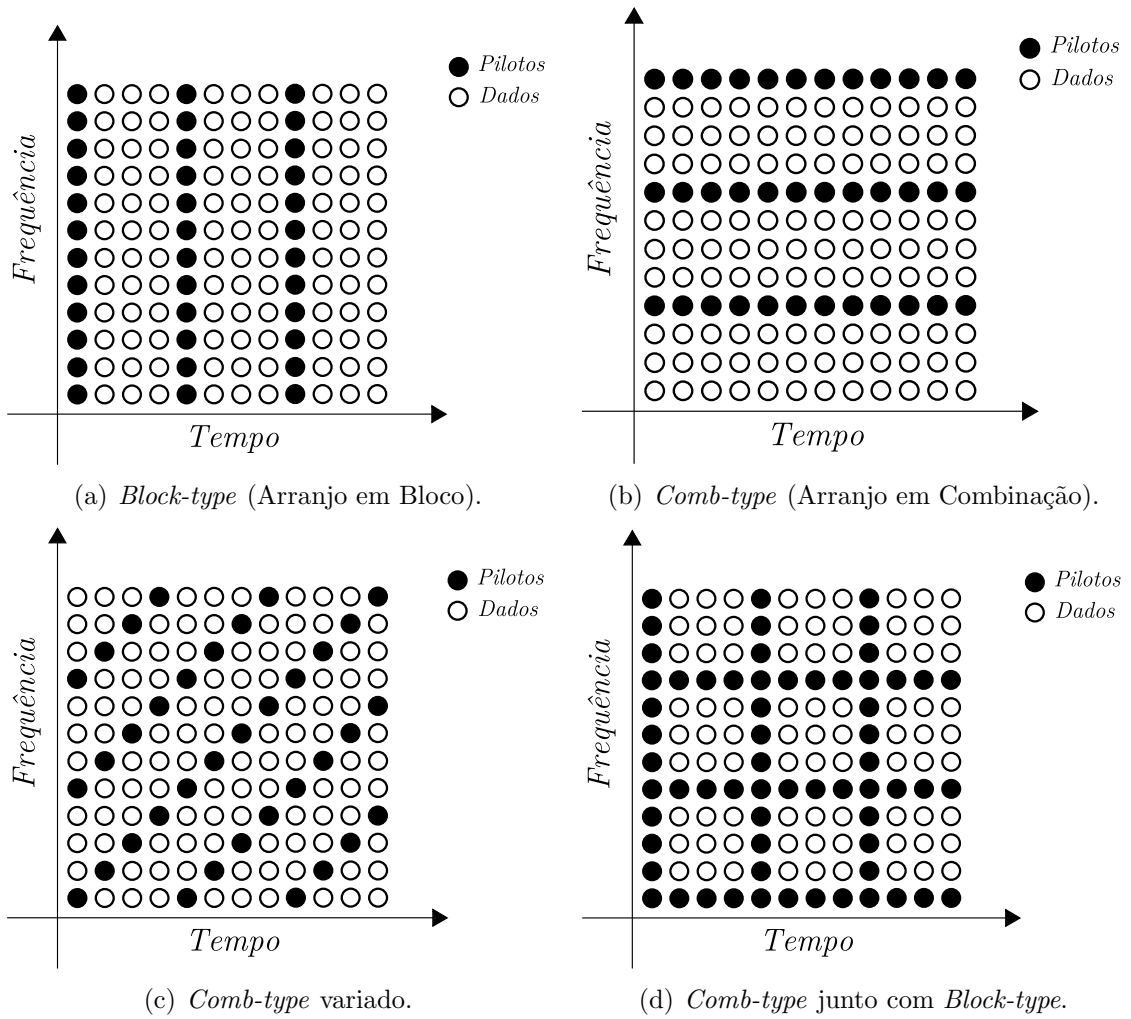


Figura 30: Tipos de arranjos de tons piloto em *frames* OFDM.

3.3.3 OFDM como caso especial de Equalização no Domínio da Frequência.

Os sistemas de transmissão que utilizam como correção do sinal a equalização no domínio da frequência são representados pelo diagrama de blocos ilustrados pela Figura 31. Nestes sistemas o sinal, após passar pelo modulador, atravessa o canal de comunicação e em seguida deverá ser equalizado. Esta equalização ocorre no domínio da frequência sendo necessário realizar a FFT e, posteriormente, multiplicar o sinal pelos valores de correção do canal. Normalmente este multiplicador exerce a função do equalizador *Zero-Forcing*. Após esta correção o sinal é novamente levado para o domínio temporal através da IFFT para enfim ser demodulado.

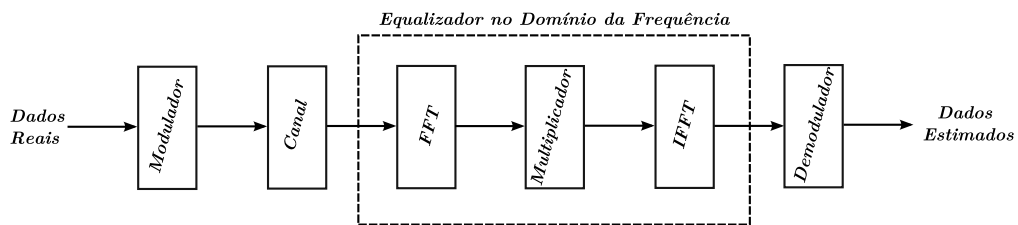


Figura 31: Esquema genérico de Equalização no domínio da frequência.

A particularidade inerente à OFDM é que (THOMPSON, 2005), o modulador é a própria IFFT e o demodulador é a FFT. Logo pode-se simplificar este sistema como mostra a Figura 32. É possível economizar um par de blocos de Transformada de Fourier além de tornar a equalização mais direta, uma vez que o multiplicador fica localizado após o demodulador.

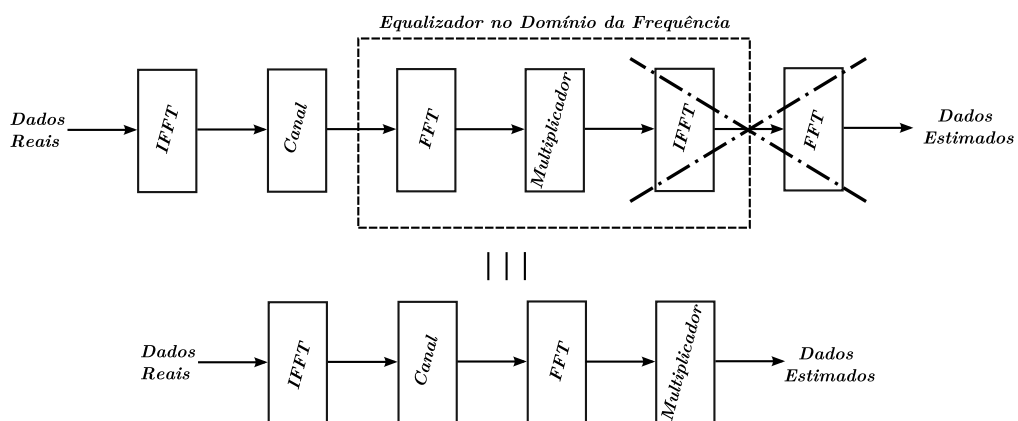


Figura 32: Esquema de Equalização no domínio da frequência para o caso especial da OFDM.

A partir desta observação é determinada a localização da estimação e equalização

através de tons pilotos dentro de um sistema OFDM. A Figura 33 ilustra um sistema OFDM genérico onde estão destacados os blocos que realizam a inserção dos tons pilotos no transmissor e os blocos que realizam a estimação e equalização do canal no receptor.

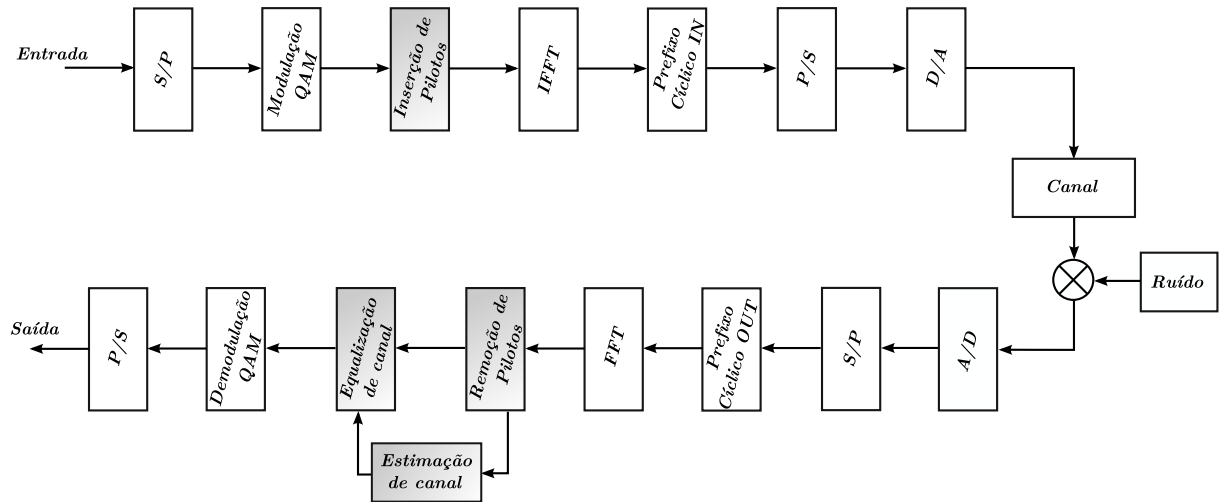


Figura 33: Sistema OFDM genérico com estimação e equalização de canal via tons pilotos.

4 *Sistemas Ópticos*

Durante a evolução das comunicações, os sistemas ópticos foram os primeiros a serem implementados devido à simplicidade de se representar informações através de fumaça, reflexo da luz solar, bandeiras entre outros. Entretanto as comunicações de forma mais tecnológica e profissional não tiveram seu início no campo óptico e sim no campo elétrico com o telégrafo. O primeiro passo histórico para a instalação das comunicações ópticas se deu com o desenvolvimento dos *Lasers* nos anos 60 (MAIMAN, 1960). A partir de então pode-se dizer que as comunicações ópticas ganharam força.

Em 1966 surgiram as primeiras propostas de utilização de dielétricos para a transmissão do feixe de luz gerado pelos *Lasers*, dentre eles o uso de fibras de ópticas feitas de vidro (KAO, 1966; WERTZ, 1966). Na década seguinte os desenvolvimentos realizados nas fibras foram significativos aperfeiçoando-as como canal de comunicação. Um dos principais parâmetros de fibras ópticas é a atenuação por quilômetro imposta ao sinal. A Figura 34 ilustra a evolução no processo de construção das fibras ópticas ao longo do tempo. O pico de atenuação localizado próximo a $1,4\mu\text{m}$ existe devido ao íon OH^- e sua presença no processo de fabricação tem sido diminuída. O limitante inferior desta curva de atenuação por quilômetro é o espalhamento Rayleigh e o limitante esquerdo é a absorção infravermelha. Mais informações e detalhamentos sobre este comportamento das fibras ópticas pode ser encontrado em (AGRAWAL, 2002; SYSTEMS, 2008).

As fibras ópticas possuem várias regiões possíveis para se transmitir dados. Na Figura 34 são ilustradas as janelas utilizadas para a comunicação. O início das comunicações nas fibras ópticas contemplava apenas a primeira janela, pois a tecnologia em que os primeiros *Lasers* foram desenvolvidos só permitia a utilização destes comprimentos de onda. Posteriormente foi possível alcançar a segunda janela e atualmente a terceira janela é a mais utilizada por conter a menor atenuação por quilômetro. A Tabela 1 apresenta as bandas de comprimento de onda utilizadas para comunicação nas fibras ópticas, cabe ressaltar que as bandas mais utilizadas são a *C* e a *L*.

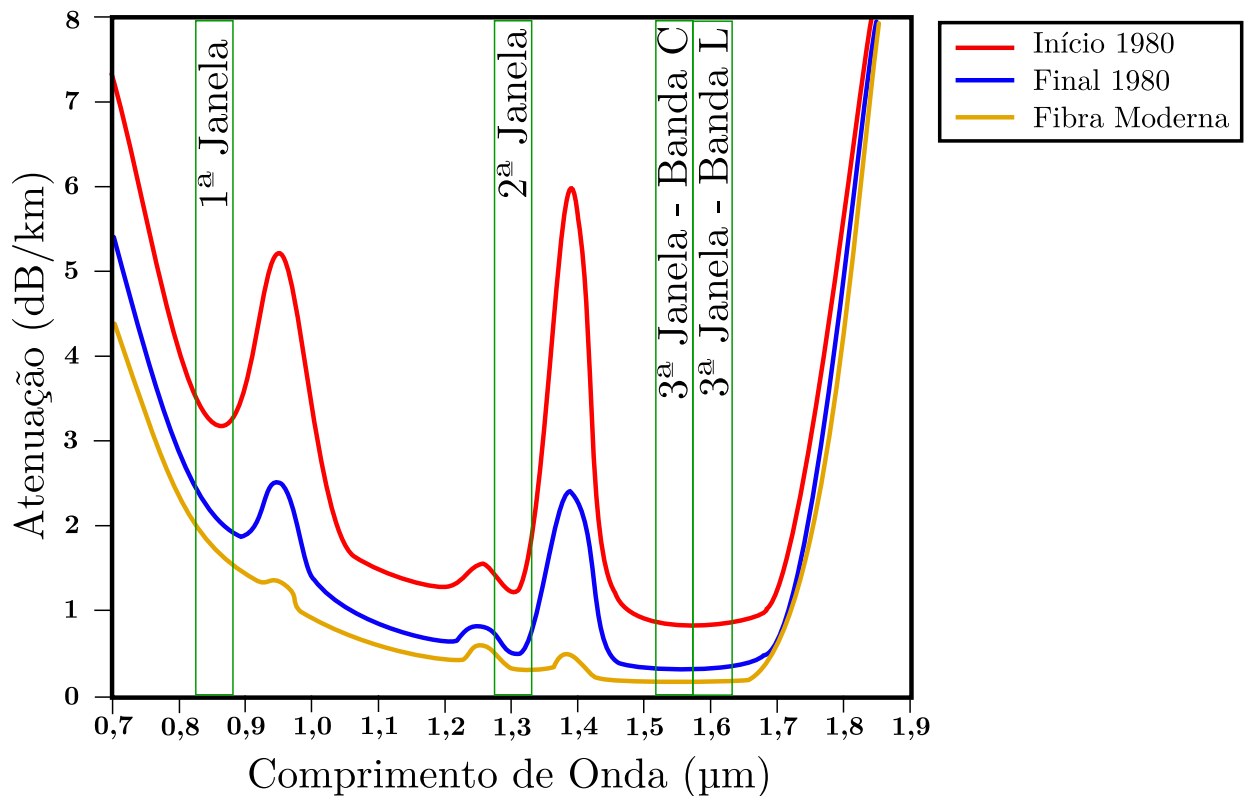


Figura 34: Evolução da atenuação por quilômetro nas fibras ópticas.

A implementação de sistemas ópticos trouxe uma nova perspectiva para as comunicações, pois a partir deste momento as taxas de transmissão tiveram um salto grande assim como as distâncias entre transmissor e receptor. A Figura 35 apresenta a evolução do produto banda x distância (BL) ao longo dos anos. Neste gráfico é visível que, após a realização das comunicações ópticas, o crescimento do produto BL foi mais acentuado (AGRAWAL, 2005).

Outra evolução muito interessante (AGRAWAL, 2002, 2005) foi a relação estabelecida ao longo dos anos entre os resultados de pesquisas sobre a taxa de bit de sistemas ópticos, e a taxa de bit dos sistemas comerciais implementados. Essa relação é apresentada na

Tabela 1: *Bandas de comunicação na Fibra Óptica.*

Banda	Descrição	Comprimento de Onda
O	Original	1260 a 1360 nm
E	Extendida	1360 a 1460 nm
S	Comp. de onda Curtos	1460 a 1530 nm
C	Convencionais	1530 a 1565 nm
L	Comp. de onda Longos	1565 a 1625 nm
U	Comp. de onda Ultra Longos	1625 a 1675 nm

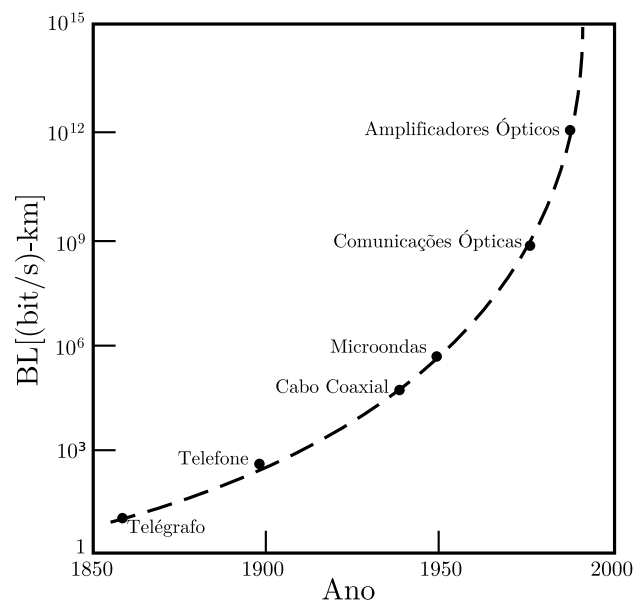


Figura 35: Evolução do produto Banda x Distância através do surgimento de novas tecnologias de comunicação.

Figura 36. Nesta Figura 36 verifica-se uma alteração na inclinação destas curvas, no início dos anos 90 para a curva pesquisa e no final dos anos 90 para a curva comercial, esta mudança de inclinação foi causada pelo surgimento da técnica WDM (*Wavelength Division Multiplexing*).

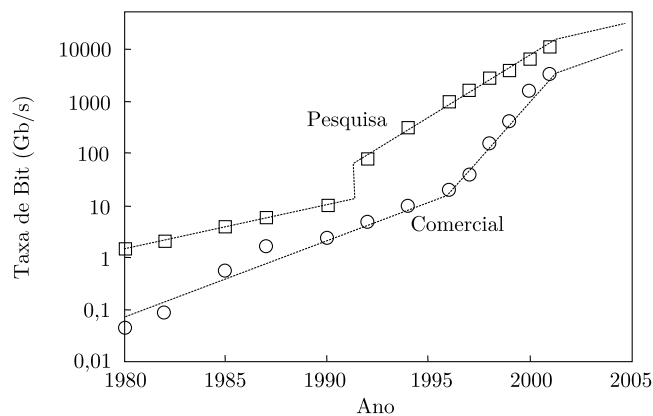


Figura 36: Comparação da Evolução da taxa de bit entre resultados de pesquisas e sistemas comerciais implementados.

4.1 WDM (*Wavelength Division Multiplexing*)

A tecnologia WDM (*Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda*) começou a ser idealizada quando os primeiros sistemas ópticos começaram a ser instalados em mea-

dos de 1980. Por se assemelhar à teoria do FDM, que já existia na época, imaginava-se que seria possível transmitir informações através de vários comprimentos de onda. Ao longo da década de 80 foram testados sistemas incipientes, utilizando dois comprimentos de onda para transmitir informações. Entretanto, o espaçamento entre esses deveria ser muito grande (AGRAWAL, 2002). Em 1990 foi mostrado que o espaçamento entre os comprimentos de onda poderiam ser reduzidos para intervalos inferiores a $0,1nm$ (AGRAWAL, 2002). A partir de então o desenvolvimento de sistemas ópticos WDM foi intensificado e gerou uma grande revolução nas comunicações ópticas, como ilustra a Figura 36. O conceito básico desta técnica é muito similar ao FDM, entretanto, ao invés de se trabalhar com frequência como portadora, o comprimento de onda assume este papel. A Figura 37 ilustra vários comprimentos de onda sendo inseridos simultaneamente na mesma fibra que, após percorrê-la, são separados novamente. Desta forma podem ser alocados vários comprimentos de onda dentro de uma mesma fibra, aumentando significativamente a taxa de transmissão de dados neste canal.

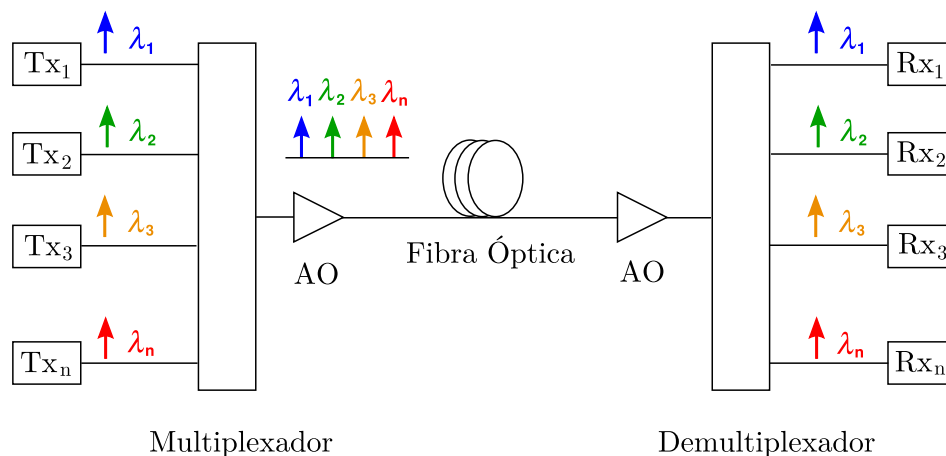


Figura 37: Tecnologia WDM.

4.2 Técnica de Modulação RF

A técnica de modulação RF permite medir a resposta em frequência da fibra óptica para um determinado comprimento de onda. A possibilidade de se obter a resposta em frequência de uma fibra óptica permite aplicar toda a análise utilizada pela transmissão de dados elétrica para as comunicações ópticas. Inicialmente esta técnica de modulação RF foi utilizada para realizar medidas de dispersão em fibras ópticas (SEGATTO, 2001; DEVAUX; KERDILES, 1993). Para se obter esta resposta em frequência, é utilizado o procedimento ilustrado pela Figura 38, em que um laser sintonizado em um determinado

comprimento de onda é modulado por uma portadora elétrica. Esta modulação do laser é realizada eletronicamente, não interferindo nos equipamentos ópticos.

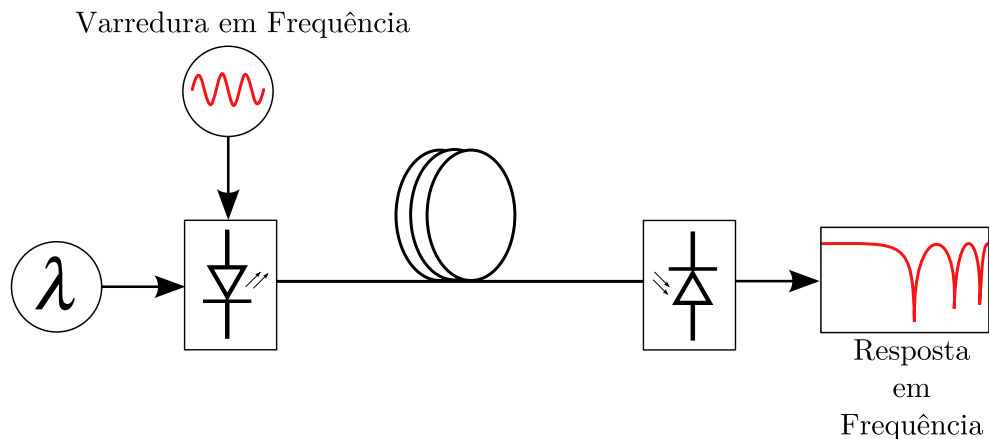


Figura 38: Esquema de levantamento da resposta em frequência de um comprimento de onda em fibras ópticas.

A Figura 40 ilustra a resposta em frequência de uma fibra óptica para duas situações distintas. Os nulos em frequência surgem como efeito da dispersão atuando sobre a fase do sinal transmitido. A Figura 39 ilustra esta situação, em vermelho está sendo representado a portadora óptica que está sendo modulada pela portadora elétrica em ODSB (*Optical Dual Side Band*). No início da transmissão, os sinais em verde e em azul estão em fase, causando uma interferência construtiva ao longo da fibra. Estes sinais são rotacionados, por desvios de fase durante a transmissão, e chegam ao fim da fibra em total oposição, causando uma interferência destrutiva e gerando os nulos da resposta em frequência.

A potência recebida do sinal ao final da fibra pode ser determinada através da equação (4.1), com a qual é possível levantar a curva de potência em função da frequência em uma fibra, ou seja, a resposta em frequência da mesma (TOGNERI, 2005). Como dito anteriormente, a técnica de modulação RF já tem sido utilizada para determinar o valor do fator de dispersão “D”, uma vez que, sendo medida a frequência em que o primeiro nulo ocorre, esta determinação fica evidente através da equação (4.2), em que os nulos são mapeados através do comprimento da fibra (SEGATTO et al., 2001; TOGNERI, 2005).

$$P_{RF} = Ae^{\alpha L} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi DL\lambda^2 f_{RF}^2}{c} \right) \quad (4.1)$$

Sendo:

- A - Constante que contabiliza perdas e ganhos do sinal;
- D - Dispersão da fibra;
- L - Comprimento da fibra;
- λ - Comprimento de onda utilizado no laser;
- f_{RF} - Frequência do sinal da portadora de RF;
- c - Velocidade da luz no vácuo;
- α - Atenuação da fibra.

$$L = \frac{Nc}{2\pi^2 f_{RF}^2 D}, N = 1, 3, 5, \dots \quad (4.2)$$

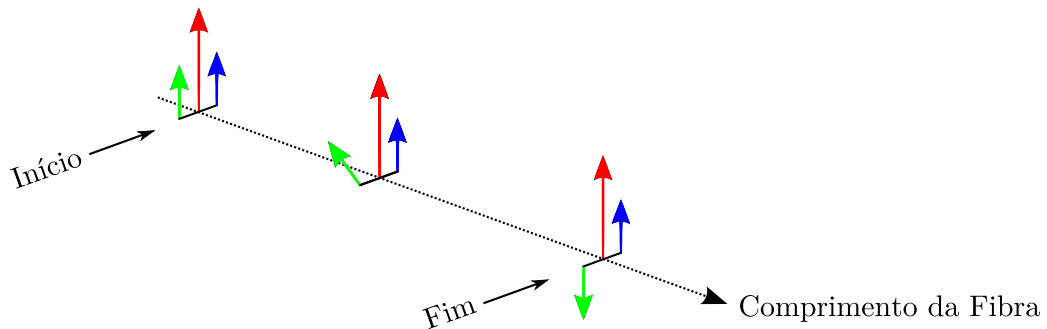
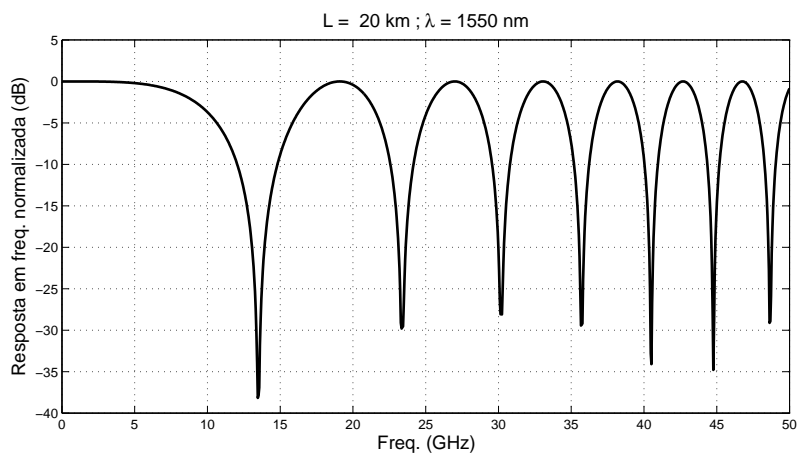
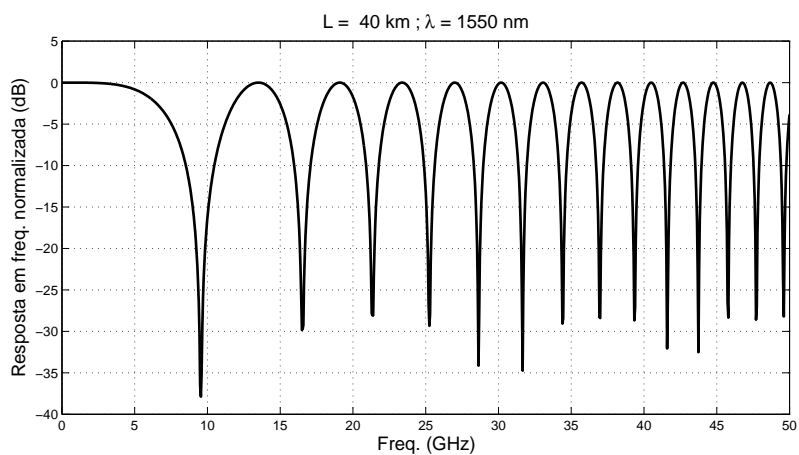


Figura 39: Rotação de fase do sinal transmitido ao longo da fibra óptica.

Na Figura 40(a) está sendo considerada a propagação em 20 *km* de fibra no comprimento de onda de 1550 *nm*. Pode-se verificar que, nesta situação, a largura de banda de 3 *dB* para o primeiro lóbulo da resposta em frequência é aproximadamente 10 *GHz*. A Figura 40(b), que apresenta 40 *km* de fibra também no comprimento de onda de 1550 *nm*, mostra que a largura de banda de 3 *dB* se reduz para aproximadamente 7 *GHz*. A partir destes resultados surge a possibilidade de encarar a fibra através da sua resposta em frequência. Desta forma os conhecimentos desenvolvidos para transmissão de dados através de canais com multi-percurso passam a ser cogitados como alternativas de comunicação também em fibras.



(a) Resposta em Frequência de 20 km de fibra modulada em 1550 nm.



(b) Resposta em Frequência de 40 km de fibra modulada em 1550 nm.

Figura 40: Resposta em frequência de uma Fibra Óptica.

4.3 OFDM Óptico (OOFDM)

Dentro do cenário das comunicações ópticas a aplicação da técnica OFDM em canais ópticos tem concentrado as atenções recentemente. A OOFDM traz consigo a promessa de causar uma nova alteração na inclinação das curvas ilustradas pela Figura 36. O conceito da OOFDM é simples, consistem em aplicar os conhecimentos adquiridos pela OFDM para os canais sem fio e com fio para comunicações ópticas (SHIEH; DJORDJEVIC, 2009). Como opções para a implementação de um sistema OOFDM existem basicamente duas vertentes: Detecção Coerente (CO-OFDM - *Coherent OFDM*) e a detecção direta (DD - *Direct Detection*). Uma visão geral das variações da CO-OFDM pode ser encontrada em (SHIEH; BAO; TANG, 2008; SHIEH; DJORDJEVIC, 2009).

Em sistemas OOFDM com detecção coerente são necessários dois *Lasers* sintonizados no mesmo comprimento de onda, um na transmissão e um na recepção (SHIEH; DJORDJEVIC, 2009). Esta necessidade aumenta a complexidade deste sistema podendo tornar a detecção coerente indesejada. A outra alternativa para a implementação da OOFDM é a detecção direta, que pode ser implementada na transmissão através da modulação por intensidade gerando a IM-DD (*Intensity Modulation - Direct Detection*) simplificando a parte óptica do sistema na transmissão. Na Figura 41 é ilustrado um sistema OOFDM com IM-DD.

Neste sistema é contemplada a transmissão em banda base, pois por ser utilizada a simetria hermitiana na saída do modulador IFFT só existem valores reais. Desta forma a conversão do domínio elétrico para o domínio óptico é simplificada. A Figura 41 ilustra também a equalização através de tons pilotos. É destacado na Figura 41 o número de subportadoras em cada etapa do processo. Inicialmente o bitstream é dividido em N subportadoras, que após a adição das portadoras piloto (p) passa a possuir $N + p$ portadoras. Posteriormente é aplicado ao sinal a simetria hermitiana que aumenta o número de subportadoras para $2(N + p) + 2$. Este número só é alterado pela inserção do prefixo cíclico (v), pois a IFFT não altera o número de subportadoras. Logo o número de pontos que é enviado para o conversor D/A é $2(N + p) + 2 + v$.

No sistema da Figura 41 a conversão elétrica-óptica é realizada por apenas um Laser com modulação de intensidade. Após atravessar a fibra a conversão óptica-elétrica é realizada por um fotodetector através da detecção direta. Já o processamento do receptor OFDM basicamente desfaz o que foi feito no transmissor, cabe um destaque para a equalização através dos tons pilotos. No bloco “Aquisição dos Tons Pilotos para estimação”

as portadoras piloto não são retiradas do símbolo, são apenas copiadas. A estimação é feita com esta cópia e só posterior à equalização e à remoção da simetria hermitiana é que as portadoras piloto são removidas definitivamente do símbolo.

Cabe ressaltar que no sistema da Figura 41, toda a correção da sinal recebido é realizada pela equalização através dos tons pilotos. Outra verificação importante é a simplicidade do sistema óptico utilizado neste sistema. É possível perceber que infra-estruturas já instaladas de redes ópticas poderão ter sua capacidade ampliada através da troca do hardware elétrico associado ao transmissor.

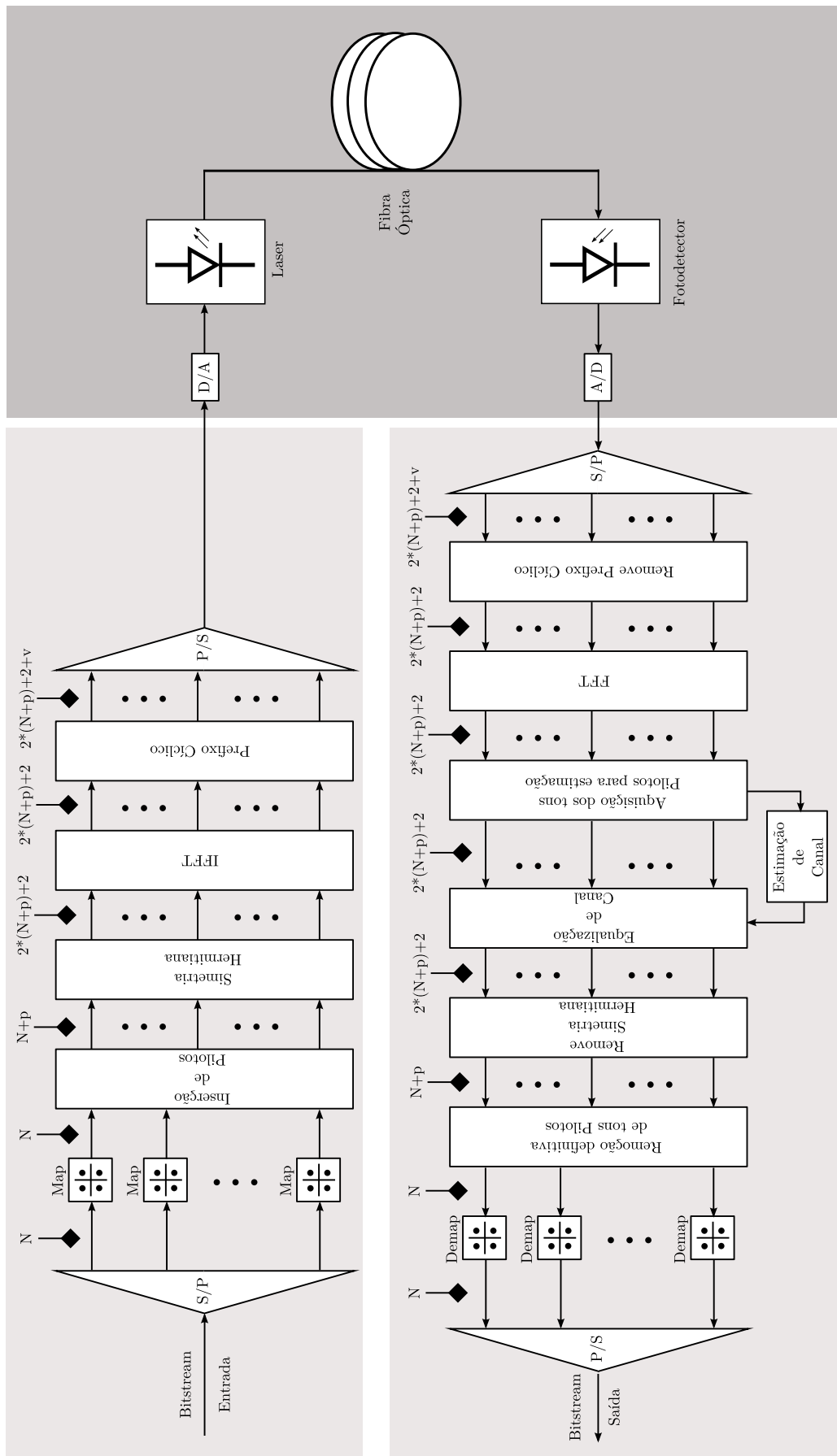


Figura 41: Sistema OOFDM específico para transmissão em banda base e modulação por intensidade com detecção direta.

5 *Resultados*

Neste capítulo é realizado um estudo da técnica de equalização de canal através de tons pilotos em sistemas OFDM aplicado ao canal óptico. Neste contexto foi implementado um sistema OOFDM com a proposta de possuir uma estimação e equalização simples, sem utilizar muitos recursos do receptor, onde toda correção de dispersão fosse realizada por esta equalização. De acordo com a literatura a técnica OOFDM é a nova promessa para um grande avanço nas taxas de transmissão (ARMSTRONG, 2009a; BUCHALI; DISCHLER; LIU, 2009). Várias implementações tem sido publicadas prometendo taxas acima de 100 *Gbps* para distâncias de até 1000 *km* (JANSEN et al., 2008, 2009a, 2009b).

5.1 Sistema Implementado

Para a implementação do sistema é necessária a realização de um projeto para a transmissão OFDM. Como visto no Capítulo 2 é necessário determinar o tamanho da IFFT, intervalo de guarda, modulação a ser utilizada entre outros parâmetros. Para esta determinação é comum em sistemas de transmissão em banda base utilizar como ponto de partida a resposta impulsiva da canal de comunicação a ser utilizado. O Anexo A traz os cálculos realizados para a determinação destes valores, estes cálculos serão denominados “calculadora OFDM”. Após determinados os parâmetros básicos do sinal OFDM são implementados o Modulador e o Demodulador OFDM, estes elementos foram descritos sucintamente no Capítulo 2. Para a simulação do canal óptico é utilizado um laser DFB (*Distributed Feed-Back*) modulado por IM-DD, em conjunto com uma fibra monomodo sendo operada no comprimento de onda de 1550 *nm*. A Figura 41 ilustra o diagrama de blocos do sistema simulado.

5.2 Avaliação da Transmissão

Os resultados da transmissão serão avaliados a partir de três métricas distintas:

- Constelação

A partir da imagem da constelação transmitida e recebida é possível enxergar rotações de fase e distorções do sinal. A intenção desta análise é verificar se os símbolos recebidos estão “manchando” a constelação, dificultando o processo de decisão. Esta avaliação é um recurso visual e depende fortemente de outras métricas para uma avaliação completa do processo de transmissão.

- BER (*Bit Error Rate*)

A taxa de erro de bit é a medida que informa a probabilidade de ocorrência de erros na transmissão, e representa a qualidade do sistema. Para as simulações realizadas a taxa de erro representa precisamente o número de erros ocorridos em relação ao número total de bits enviados pois, neste caso, foi possível contar o número de erros real. A BER considerada como aceitável neste trabalho será de $\approx 10^{-4}$, pois, será considerado que a utilização de códigos corretores de erro irá reduzir a BER para valores inferiores a $\approx 10^{-9}$.

- EVM (*Error Vector Magnitude*)

Esta medida é explanada com detalhes no Anexo B. Através da EVM pode-se também verificar a qualidade do sistema.

5.3 Escolha dos parâmetros do canal e da transmissão.

Para implementar o sistema é necessário a escolha de qual solução deverá ser oferecida pela técnica em questão. Neste trabalho foi evidenciada a transmissão última milha para redes metropolitanas, para tal foi escolhido um comprimento de 20 *km*. Para a fibra monomodo operada em 1550 *nm* temos a resposta em frequência ilustrada na Figura 40 através da técnica de modulação RF.

Neste caso pode-se verificar, também na Figura 40, que a largura de banda disponível até o primeiro nulo é de aproximadamente 13 *GHz*. Como a transmissão será em banda base é necessário lembrar que para o modulador IFFT deverá ser considerado o dobro desta largura de banda, pois a Transformada de Fourier leva em consideração o “espectro negativo”.

A identificação de canal a ser utilizada será a interpolação linear das portadoras piloto, esta técnica foi escolhida pela sua simplicidade uma vez que o canal em questão é bem comportado não sendo necessárias técnicas mais elaboradas. Entretanto os valores destes

tons pilotos e quantos deles estarão presentes em cada símbolo deverão ser determinados para melhorar a recepção.

5.3.1 Valores dos Tons Pilotos.

Na entrada do modulador IFFT os pilotos são inseridos, como mostra a Figura 33. Estes são distribuídos com um igual espaçamento ao longo do símbolo, deve ser destacado que inicialmente são inseridos dois pilotos um no início dos dados e um no final. Esta inserção serve para realizar a interpolação na região da IFFT que traz as informações.

Os valores que serão alocados nas portadoras piloto deverão ser conhecidos na recepção. Os valores de entrada no modulador são os valores de saída do mapeamento QAM utilizado. Foi utilizada uma modulação 16-QAM, logo os valores de entrada do modulador IFFT serão $I = [-3, -1, 1, 3]$ e $Q = [-3, -1, 1, 3]$. A Figura 42 traz os valores da modulação 16-QAM representado por pontos pretos e os valores para as portadoras piloto representado por cruces vermelhas. Nas Figuras 42(a), 42(b) e 42(c) os pilotos possuem valores fixos e nas Figuras 42(d), 42(e) os valores são aleatórios. A Figura 42(d) representa um sinal BPSK, e a Figura 42(e) representa um sinal 4-QAM onde os valores dos pilotos são próximos de todos os valores possíveis da modulação 16-QAM.

Todas as combinações de tons pilotos ilustrados pela Figura 42 foram simuladas sob as mesmas condições, ou seja; 500 símbolos OFDM em sequência; 20 km de fibra monomodo padrão; Largura de Banda disponível de 22,5 GHz; 5 portadoras piloto em cada lóbulo do sinal transmitido e SNR de 30 dB.

Os resultados estão ilustrados nas Figuras 43 – 47. A forma como os resultados das Figuras 43 – 47 estão dispostos será utilizada como padrão para simulações de transmissão e recepção, pois neles estão dispostos; o espectro de frequência normalizada dos sinais transmitidos e recebidos; constelações normalizadas transmitidas e recebidas; sinais no domínio do tempo e um resumo das características do sistema como potência elétrica transmitida, potência elétrica recebida, PAPR, taxa de transmissão, EVM e BER. Cabe destacar que os sinais na cor azul representam sinais transmitidos e na cor vermelha sinais recebidos.

A Figura 43 traz o resultado da simulação do sistema com o valor das portadoras piloto fixo em (1,0). Este resultado mostra que este valor de tom piloto não consegue executar uma boa estimação do canal, conseqüentemente a equalização não consegue corrigir a influência do canal no sinal transmitido. A BER para esta simulação foi muito

alta e a imagem da constelação confirma que a equalização não consegue tornar o sinal recebido em um sinal “legível”. O mesmo ocorre com a Figura 44, onde foi utilizado como valor dos pilotos a combinação (1,1). Apesar da resposta ainda não ser satisfatória é possível perceber uma melhora na BER e na constelação corrigida. Nestes dois primeiros testes o espectro de frequência mostra que a potência média das portadoras piloto fica abaixo da potência média das outras portadoras, pois os valores utilizados são baixos. Na Figura 45 foi utilizado como valor das portadoras piloto a combinação (3,3), neste caso a resposta foi satisfatória pois a BER para quinhentos símbolos foi zero e a EVM ≈ -27 dB. Entretanto a potência média das portadoras piloto foi mais alta que as outras portadoras, o que pode acarretar em um aumento da potência média do sinal OFDM caso sejam utilizadas várias portadoras. O próximo teste foi realizado com valores dos tons pilotos variando aleatoriamente entre as combinações (-1,0) e (1,0), representado uma modulação BPSK. Apesar da variação dos valores de forma aleatória a BER obtida não foi satisfatória e o resultado foi pior que o caso anterior, como ilustra a Figura 46. O último teste também utilizou uma variação aleatória dos valores dos pilotos entre as combinações (2,2),(2,-2),(-2,-2),(-2,2), simulando uma modulação 4-QAM. Os resultados ilustrados na Figura 47 foram tidos como os melhores pois a BER encontrada para os quinhentos símbolos também foi zero assim como a EVM que ficou em ≈ -25 dB. O destaque deste resultado fica para a potência média dos pilotos que é similar à potência média das outras portadoras, diferentemente do resultado da Figura 45.

A análise dos resultados ilustrados pelas Figuras 43 – 47 permite concluir que os melhores resultados foram; utilizando os valores dos pilotos fixos com valor $I = 3$ e $Q = 3$ ilustrado na Figura 45 e, utilizando valores aleatórios seguindo o padrão de um 4-QAM como mostra a Figura 47. Utilizando o arranjo da Figura 42(c) já era esperado um bom resultado pois para os pilotos está sendo enviada uma potência maior, melhorando a SNR para as portadoras piloto. Entretanto esta técnica aumenta a potência do sinal que pode ser prejudicial quando forem utilizados vários tons pilotos. Portanto a distribuição dos valores dos pilotos será determinada como ilustra a Figura 42(e).

5.3.2 Número de tons pilotos.

Outro fator importante a ser determinado para a transmissão é a quantidade de tons pilotos que deverão ser utilizados no símbolo OFDM. Graças ao comportamento da fibra óptica espera-se que sejam necessários poucos pilotos por símbolo. Visando verificar a contribuição do número de pilotos no símbolo OFDM para o resultado da transmissão,

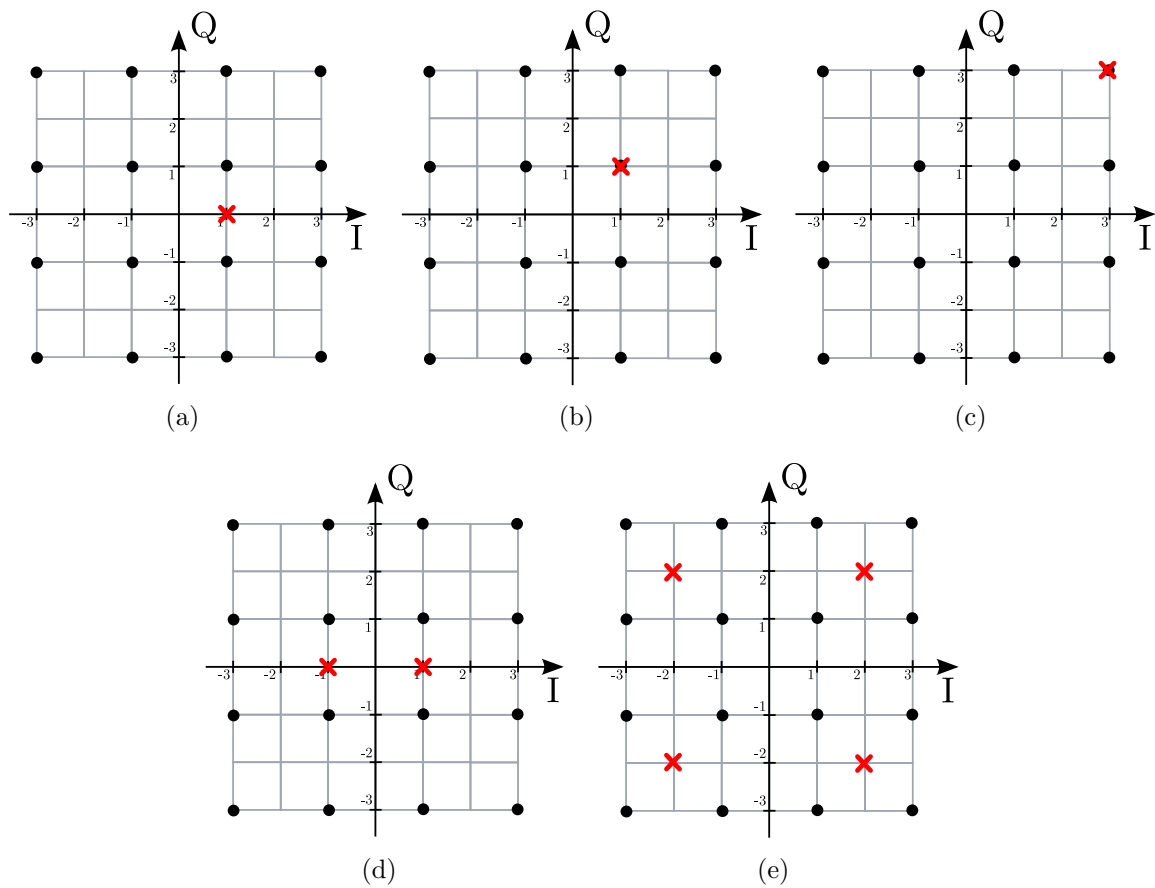


Figura 42: Mapeamento das portadoras piloto nos símbolos OFDM. a) valor dos pilotos fixos em (1,0); b) valor dos pilotos fixos em (1,1); c) valor dos pilotos fixos em (3,3); d) valor dos pilotos de forma aleatória entre as combinações (-1,0) e (1,0); valor dos pilotos de forma aleatória entre as combinações (2,2),(2,-2),(-2,-2),(-2,2).

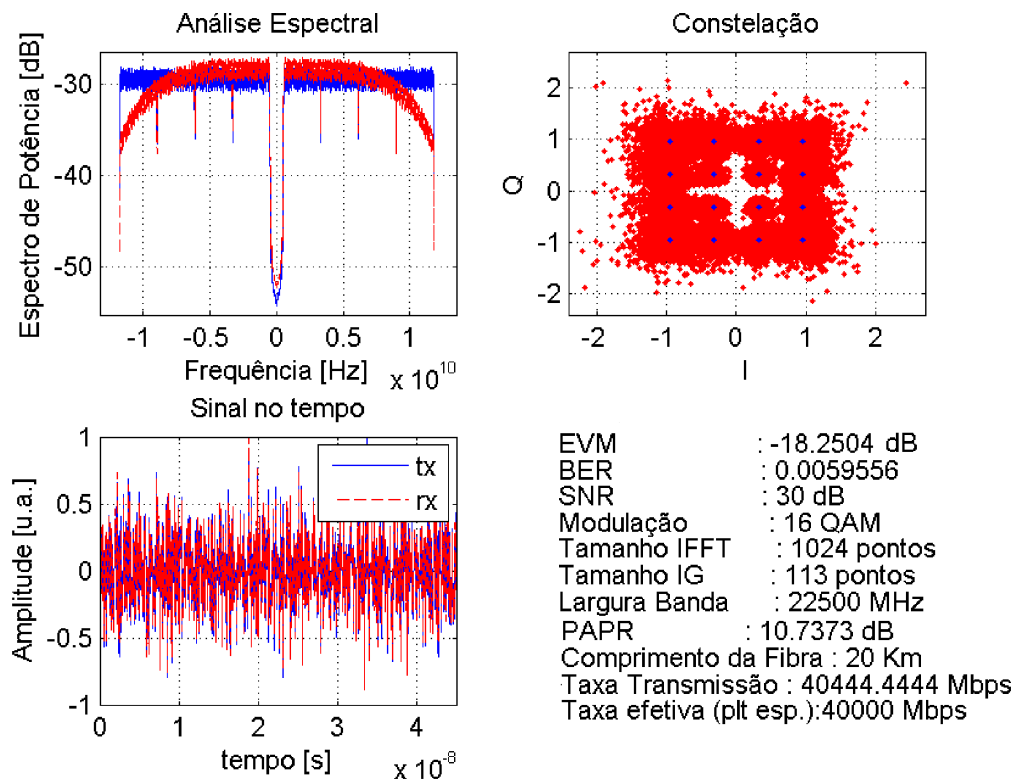


Figura 43: Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(a).

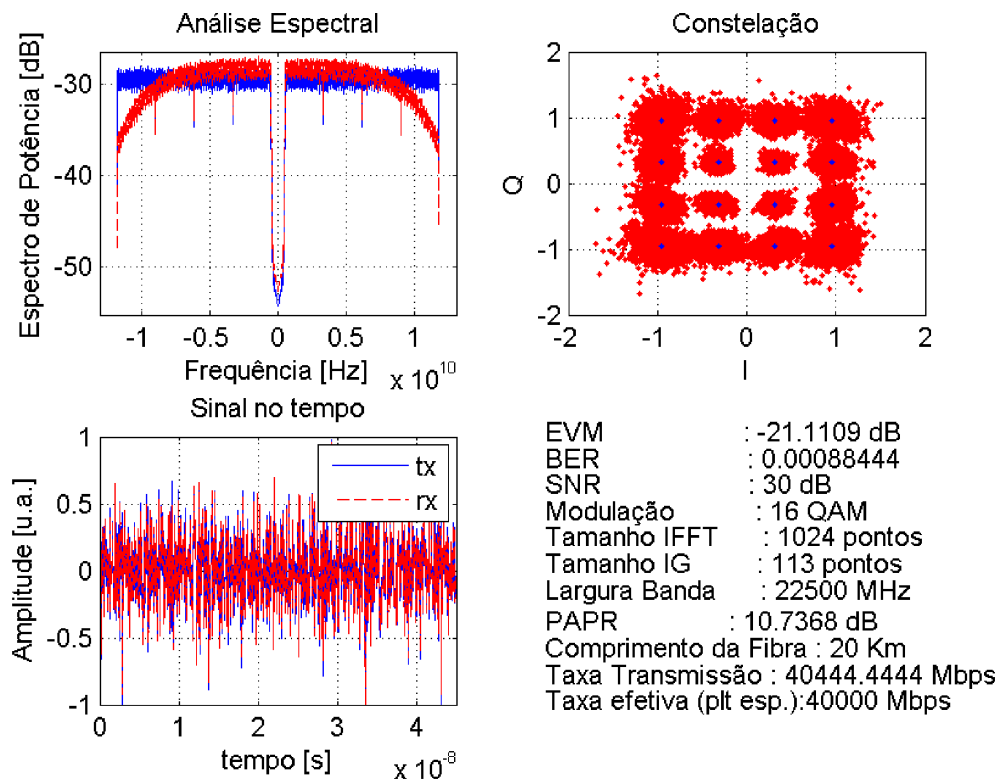


Figura 44: Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(b).

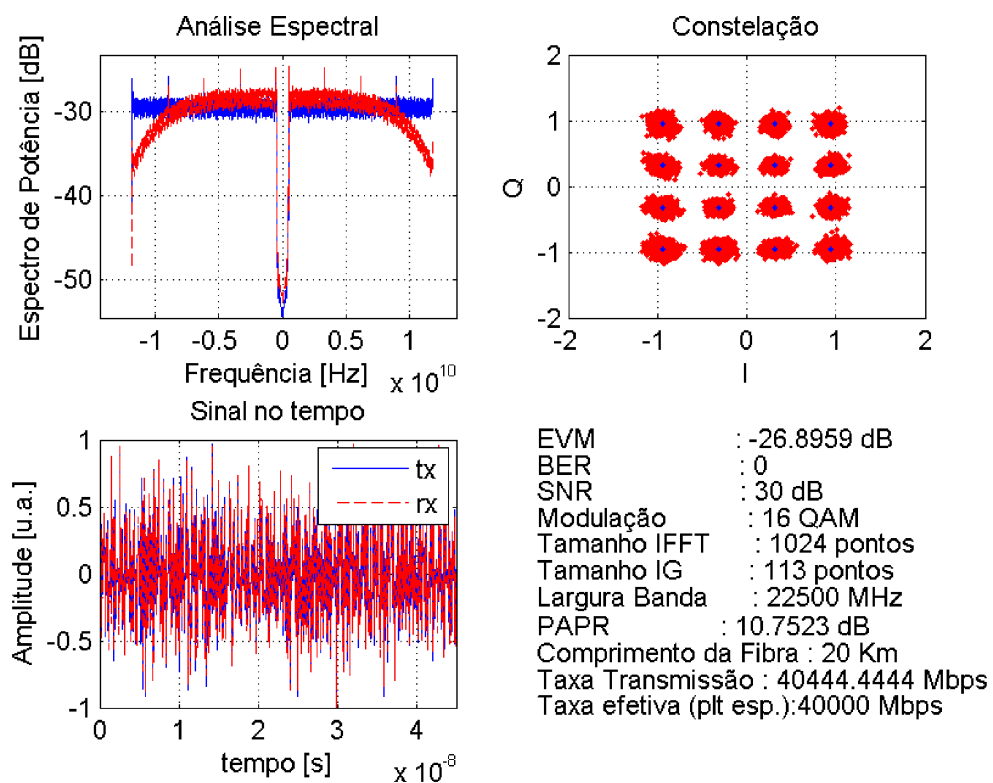


Figura 45: Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(c).

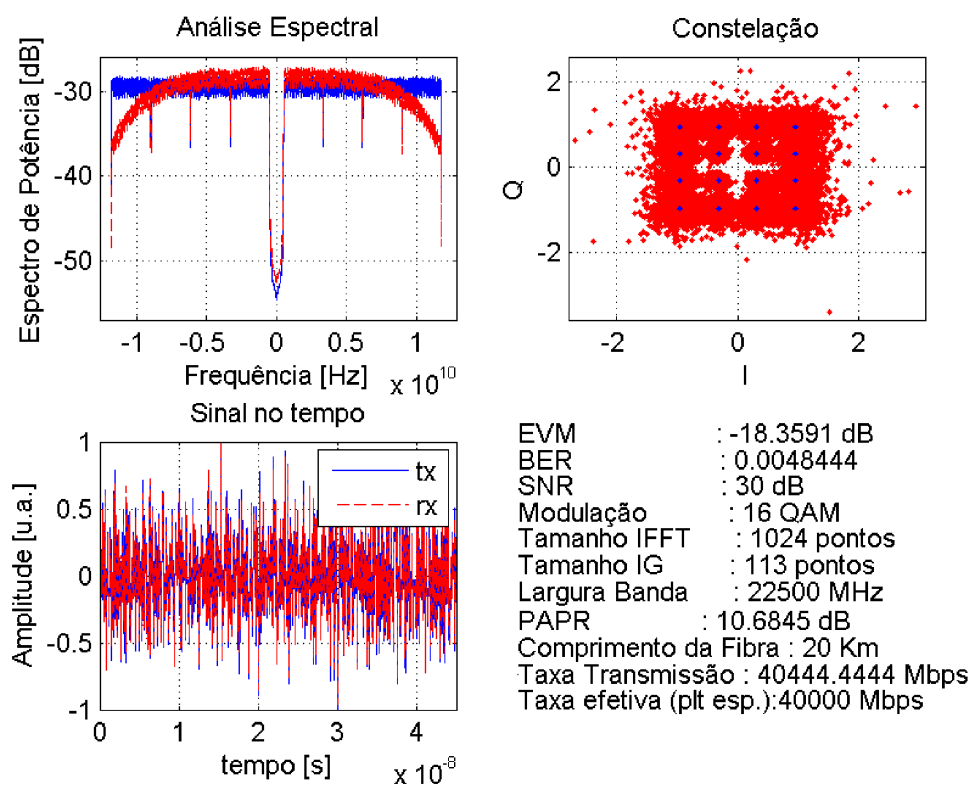


Figura 46: Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(d).

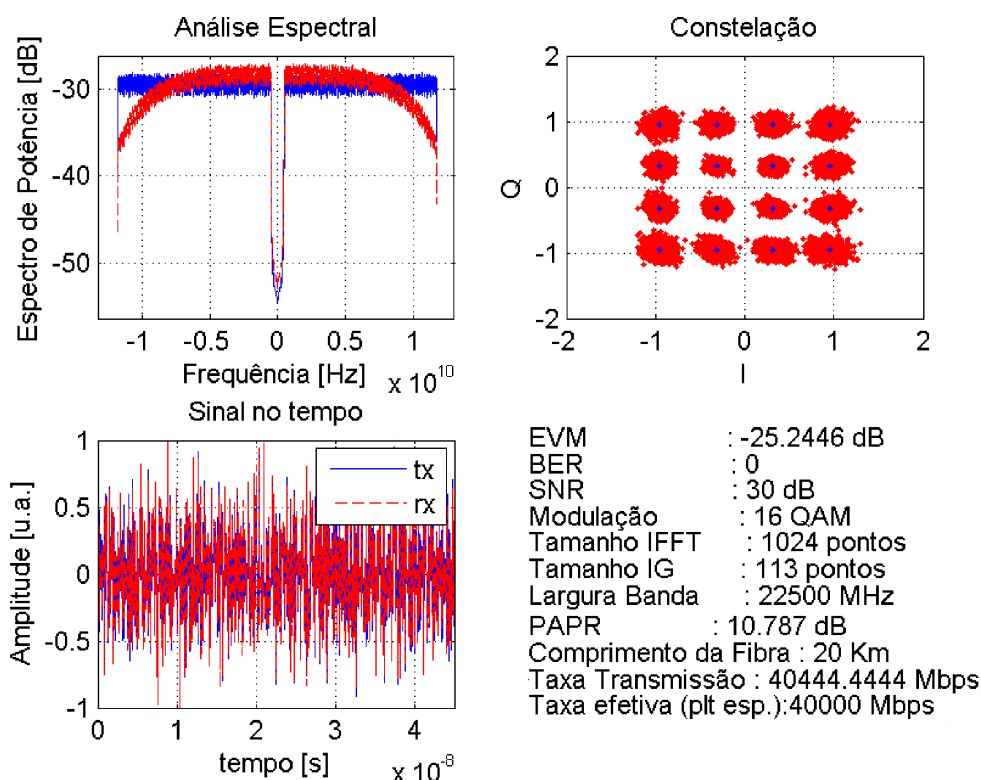
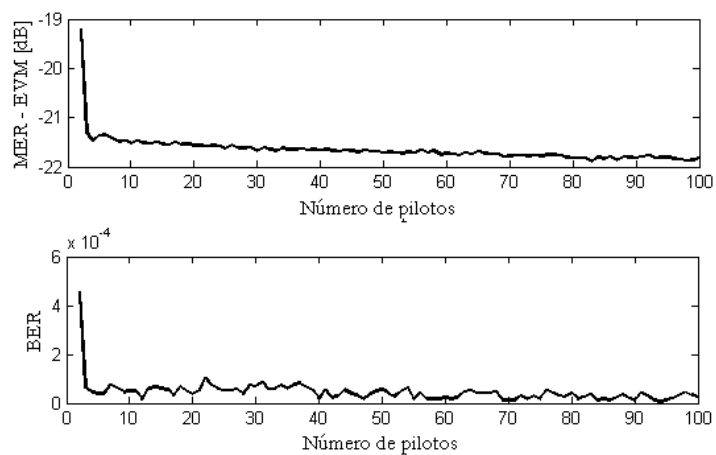


Figura 47: Dados recebidos com a combinação de portadoras pilotos ilustrada em 42(e).

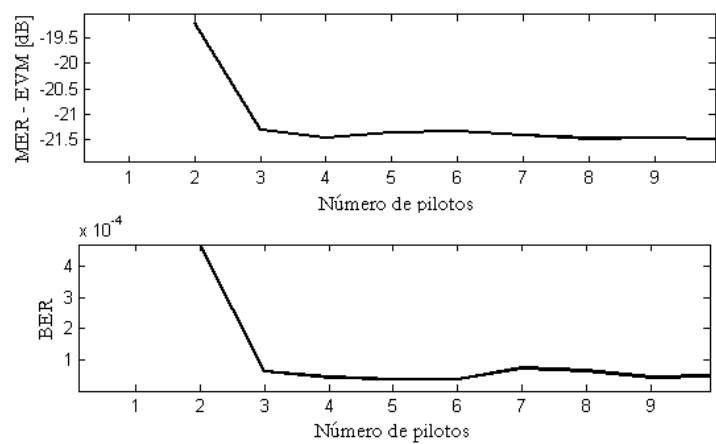
foi simulado um sistema nas mesmas características que o sistema da Figura 47 com duas diferenças; $SNR=25\text{ dB}$ e Largura de Banda de 20 GHz . O resultado está ilustrado na Figura 48(a), onde é relacionado o número de pilotos, por lóbulo do sinal, com a BER e a EVM. A Figura 48(b) apenas mostra uma ampliação da região até 9 pilotos. A partir deste resultados é possível verificar que, para este canal em questão, acima de 4 portadoras piloto, por lóbulo, em cada símbolo a diferença não é muito significativa. Portanto neste trabalho serão utilizados apenas 5 portadoras por lóbulo.

5.3.3 Largura de Banda Máxima.

Por existir um nulo na resposta em frequência do canal não é possível utilizar toda a banda da fibra óptica. Entretanto quanto mais próximo do nulo for possível chegar, maior será a banda utilizada. Para verificar quanto de banda seria possível utilizar com esta técnica de estimação e equalização de tons pilotos foi realizada uma simulação nas mesmas condições do teste com o número de pilotos com exceção da SNR que foi utilizada como 30 dB e utilizado 5 portadoras piloto por lóbulo. O resultado ilustrado pela Figura 49(a) tem a variação da Largura de Banda pela BER e EVM. Cabe lembrar que como está sendo



(a)



(b)

Figura 48: Análise da BER e EVM com a variação do número de pilotos.

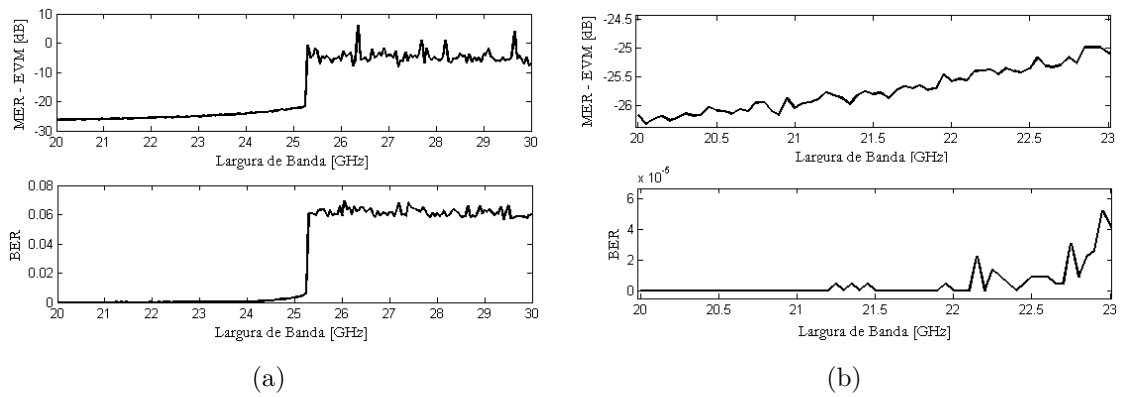


Figura 49: Análise da BER e EVM com a variação da largura de banda.

utilizada a simetria hermitiana, para realizar a transmissão em banda base, a largura de banda onde será transmitida a informação é na verdade a metade do valor utilizado nesta simulação. Na Figura 49(a) é possível perceber que logo após 25 GHz a BER e a EVM demonstram uma variação abrupta, isto é causado pela presença do nulo dentro da banda onde estão sendo transmitidos os dados. Pela Figura 49(b), que nada mais é do que uma ampliação de uma faixa da Figura 49(a), pode-se perceber que para manter uma BER no máximo até 10^{-4} não devemos ultrapassar o limite de $BW=22,5GHz$.

5.4 Simulação do Sistema.

Visando propor uma solução última milha para redes metropolitanas com baixa complexidade óptica, ou seja sem o uso de técnicas de filtragem do lóbulo inferior (OSSB). O sistema de transmissão óptica ODSB utilizando a técnica OOFDM com estimação e equalização de canal através de tons pilotos foi simulado com os seguintes parâmetros:

- Largura de Banda de 22,5 GHz , considerando as duas bandas da transmissão,
- SNR de 25 dB ,
- 5 portadoras piloto por banda,
- 20 km de fibra monomodo padrão,
- 16-QAM e
- Utilização de 500 símbolos OFDM em sequência.

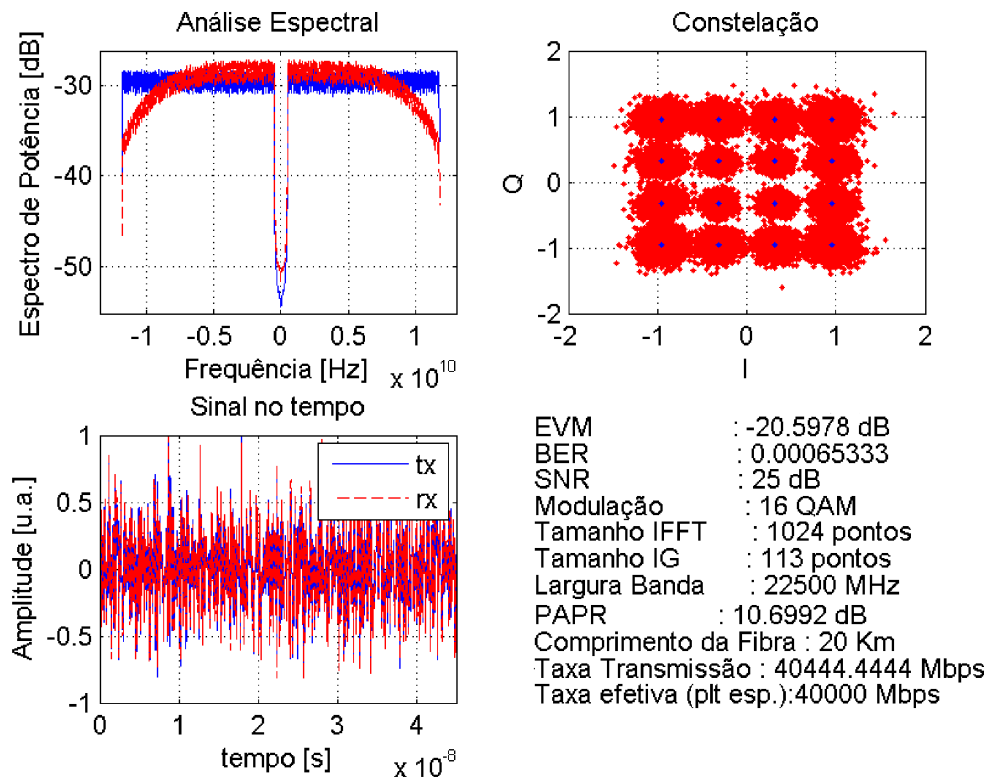


Figura 50: Transmissão OOFDM para 20 km de fibra.

O resultado deste simulação está disposto pela Figura 50. Neste pode ser verificado que a taxa de transmissão alcançada sem os pilotos é de 40 *Gbps* com uma BER de 6.10^{-4} e uma EVM de -20,6 dB. De acordo com (JANSEN et al., 2009a, 2009b) a aplicação de FEC (*Forward Error Correction*) consome aproximadamente 7% da taxa de transmissão e o protocolo ethernet consome 4%. Desta forma 11% desta taxa seria utilizada como *overhead* restando 35,6 *Gbps* de taxa efetiva.

Caso seja interessante trocar a alta taxa por longa distância é possível utilizar a mesma técnica para 200 *km* de fibra com uma largura de banda de 6,5 *GHz*. Pelo resultado ilustrado pela Figura 51 seria possível estabelecer uma transmissão de pouco mais de 10 *Gbps* de taxa efetiva em 200 *km*. Em (JIN; GIDDINGS; TANG, 2009) foi realizada uma transmissão real de 3 *Gbps* por 75 *km* utilizando o sinal OOFDM, desde que se tenha um hardware que consiga processar uma IFFT/FFT de 4096 pontos, a técnica aqui descrita pode contribuir para uma melhora neste resultado.

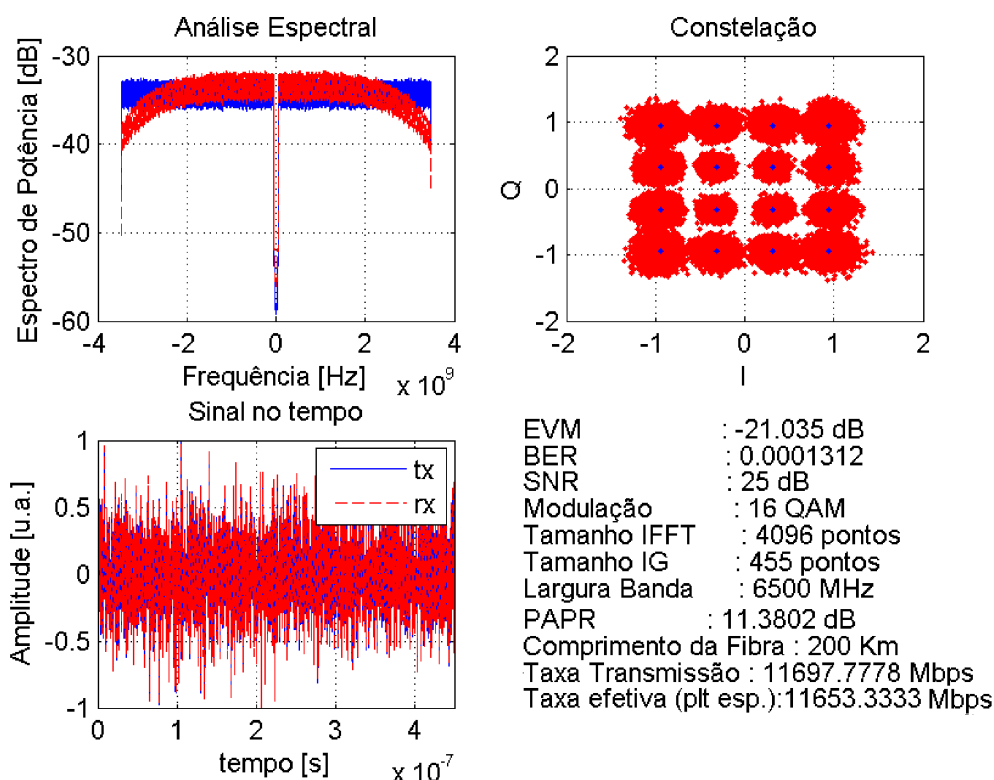


Figura 51: Transmissão OFDM para 200 km de fibra.

5.4.1 Comparação entre símbolos de treinamento e tons pilotos.

Em contraposição à utilização dos tons pilotos para estimar e equalizar o canal em questão pode ser utilizada a técnica de enviar símbolos de treinamento para realizar esta função. O símbolo de treinamento é na verdade a técnica de *Block-Type* descrita no Capítulo 3. A Figura 52 compara o desempenho da técnica de símbolos de treinamento (em azul) com a técnica de tons piloto (em vermelho). Como o canal não sofre variações muito rápidas poderia ser utilizada sem problemas a técnica de símbolos de treinamento, visto que os resultados na Figura 52 são melhores que os tons pilotos. Entretanto de acordo com (JANSEN et al., 2009a, 2009b) o *overhead* neste caso seria em torno de 2% a 4%, podendo chegar até a 6%. Na utilização de portadoras piloto no arranjo *comb-type* os resultados ilustrados nas Figuras 50 e 51 o *overhead* não passa de 1%.

5.5 Simulação do Sistema com Máscara de Modulação.

Observando a Figura 40 observamos que após o primeiro nulo temos um outro lóbulo da resposta em frequência da fibra que está disponível para ser utilizada. Unindo a

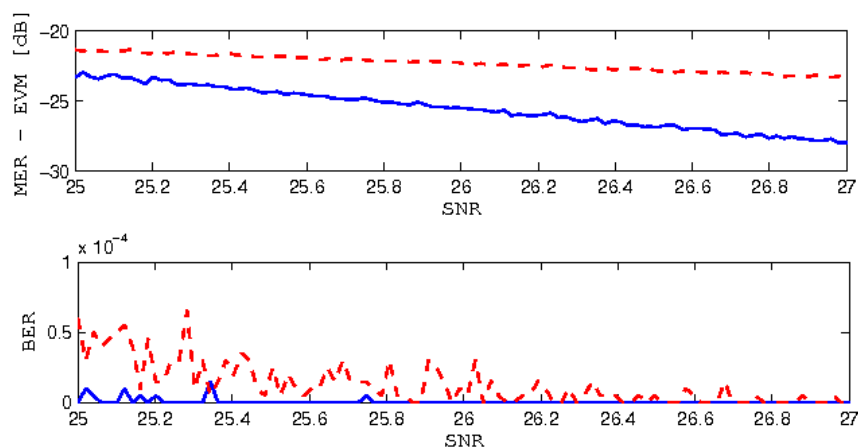


Figura 52: Comparação entre a técnica de tons piloto (vermelho tracejado) e símbolos de treinamento (azul contínua).

teoria de máscara de modulação explanada no Capítulo 2 pode-se aumentar o tamanho do modulador IFFT e alocar zeros nas portadoras que irão passar pela região do nulo. Foi implementada a técnica de máscara de modulação e simulado o sistema com as seguintes características:

- Largura de Banda de 30 GHz , considerando as duas bandas da transmissão,
- SNR de 25 dB ,
- 10 portadoras piloto por banda da transmissão,
5 pilotos antes do primeiro nulo (primeiro lóbulo do canal) e 5 depois (segundo lóbulo do canal).
- 20 km de fibra monomodo padrão,
- 16-QAM e
- Utilização de 500 símbolos OFDM em sequência.

A Figura 53 traz os resultados deste teste utilizando a máscara de modulação. Percebe-se que no espectro de frequência existe uma região em “branco”, com valor de potência muito baixo abaixo de -50 dB , pois não foi enviada nenhuma informação nesta região. Desta forma foi possível evitar os efeitos do primeiro nulo do canal apenas com artifícios eletrônicos. Isto significa que modificando apenas o transmissor OFDM é possível utilizar esta técnica sem mudanças na parte óptica deste sistema. Pela Figura 53 verificamos que

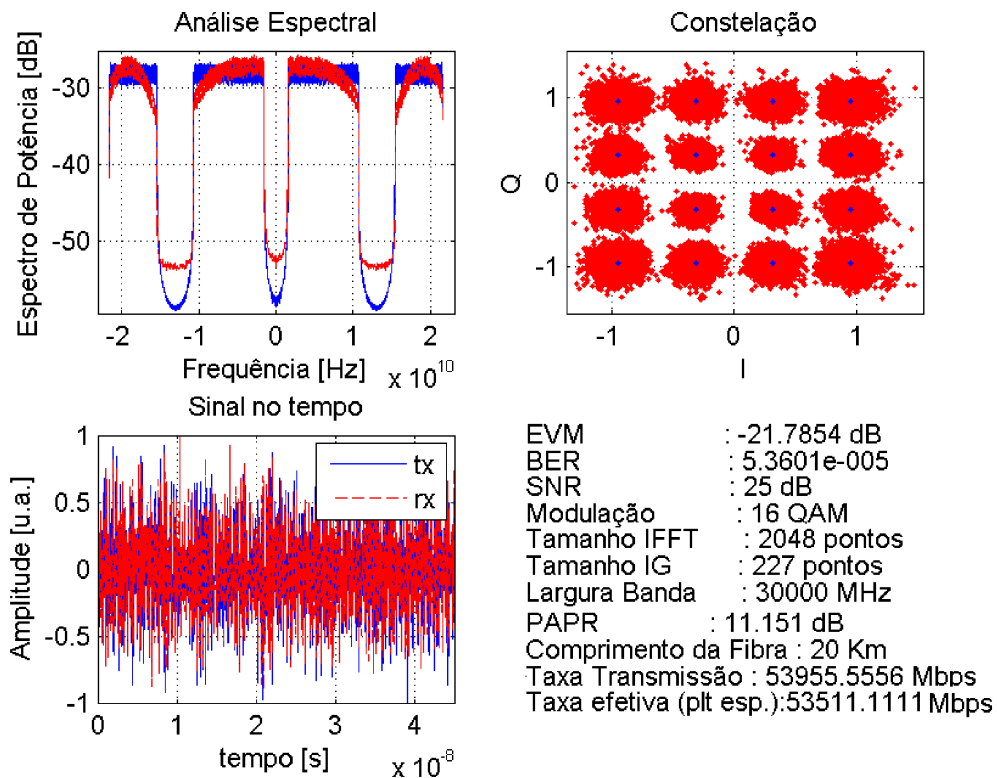


Figura 53: Transmissão OOFDM para 20 km de fibra com bit loading.

para 20 km de fibra foram alcançados 53,5 Gbps. Descontando-se os 11% de *overhead* da FEC e do protocolo utilizado teremos uma taxa efetiva de aproximadamente 47 Gbps. Percebe-se que esta técnica possibilitou um aumento de 12 Gbps na transmissão, ou seja aproximadamente 30% de melhora no desempenho.

Novamente reduzindo a taxa para aumentar a distância da transmissão pode-se simular o sistema com as seguintes modificações: Largura de Banda de 10 GHz e 200 km. Na Figura 54 temos o resultado desta simulação que mostra uma taxa de 17,9Gbps, e efetiva de aproximadamente 16 Gbps.

5.6 Avaliação dos Resultados.

Visado avaliar os resultados obtidos neste trabalho pode-se compará-los aos resultados de (CERAGIOLI, 2008), onde são apresentadas as distâncias máximas para diversas técnicas de modulação nas seguintes condições: transmissão de 40 Gbps, $BER \approx 10^{-9}$ e fibra monomodo padrão. Cabe ressaltar que, em (CERAGIOLI, 2008), a utilização da taxa de 40 Gbps representa a taxa total, e não a efetiva como a utilizada neste traba-

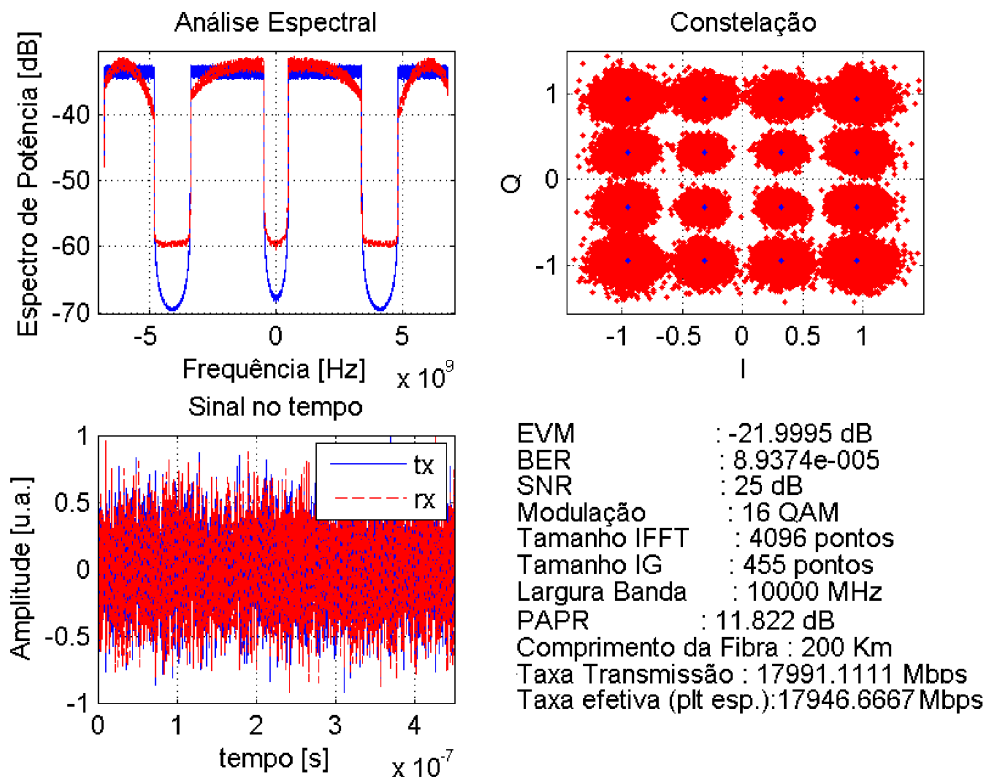


Figura 54: Transmissão OOFDM para 200 km de fibra com bit loading.

lho. Foram utilizadas técnicas de modulação de chaveamento óptico com e sem retorno a zero (NRZ-OOK e RZ-OOK), chaveamento diferencial de fase em quadratura com e sem retorno a zero (NRZ-DPSK e RZ-DPSK) e chaveamento diferencial de fase com e sem retorno a zero (NRZ-DQPSK e RZ-DQPSK). Os resultados estão dispostos na Tabela 2.

Tabela 2: Distâncias de transmissão máxima para 40 Gbps de transmissão em uma fibra SSMF, segundo (CERAGIOLI, 2008).

	NRZ-OOK	RZ-OOK	NRZ-DPSK	RZ-DPSK	NRZ-DQPSK	RZ-DQPSK
Distância	4,45 km	3,25 km	1,30 km	5,48 km	4,30 km	14,15 km

Diante dos resultados da Tabela 2, verifica-se que a técnica multiportadora com equalização de canal OOFDM, discutida neste trabalho, consegue melhorar a eficiência espectral do canal de comunicação em questão. Para 40 Gbps de taxa total a máxima distância alcançada por (CERAGIOLI, 2008) foi de 14,15 km, utilizando OOFDM com equalização por tons piloto pode-se alcançar até 20 km sem utilização de máscara de modulação. Caso seja utilizada a máscara de modulação, para os mesmos 20 km, pode-se transmitir até 53,5 Gbps como taxa total. Apesar da BER considerada aceitável neste trabalho ser de $\approx 10^{-4}$, e não $\approx 10^{-9}$ como em (CERAGIOLI, 2008), a utilização da FEC garante redução

da BER para valores inferiores aos $\approx 10^{-9}$.

Para a realização física do sistema OOFDM proposto neste trabalho são necessários dispositivos eletrônicos capazes de processar os dados com velocidades acima das taxas de transmissão alcançadas. Atualmente no mercado são ofertados diversos modelos de FPGA (*Field Programmable Gate Array*), dispositivos que podem perfeitamente receber a implementação destes transceivers OFDM (VALENTIM, 2008). Famílias modernas destes FPGA podem possuir 4 transceivers de 28 Gbps ¹ ou até 24 transceivers de 10 Gbps ², como o processamento pode ser realizado de forma paralela estas famílias são candidatas para a implementação física do sistema aqui proposto.

¹Altera: www.altera.com

²Xilinx: www.xilinx.com

6 Conclusões

De maneira geral a aplicação da OFDM em sistemas ópticos foi estudada neste trabalho, uma vez que a utilização de técnicas bem difundidas foram testadas sob um novo canal, o que constitui a OOFDM. Neste cenário o objetivo específico do trabalho foi implementar e testar a equalização através de tons pilotos como alternativa para correção da dispersão inerente ao canal óptico. Sendo a OFDM uma modulação implementada totalmente com processamento digital de sinais, foi proposto um sistema óptico simples com modulação por intensidade com detecção direta (*IM-DD*) e enlaces de 20 e 200 *km*. Procurando reduzir a complexidade do sistema foi utilizada a transmissão ODSB, onde não são utilizados filtro ópticos para eliminar uma banda do sinal transmitido. Foi utilizada para a transmissão OFDM a simetria hermitiana para realizar a transmissão em banda base, sem deslocamentos em frequência, agrupada com um mapeamento 16-QAM. Os demais parâmetros da modulação OFDM foram calculados através dos procedimentos descritos no Anexo A.

Para avaliar o sistema proposto foram realizadas simulações visando escolher corretamente os parâmetros envolvidos na estimação e equalização do canal através dos tons pilotos. Os resultados foram avaliados em função da BER e da EVM. Para 20 *km* de fibra foi possível estabelecer uma transmissão de aproximadamente 35 *Gbps* com $BER \approx 10^{-4}$ e $EVM \approx -20$ *dB*, caso seja utilizada a técnica de máscara de modulação esta taxa pode chegar a 47 *Gbps* com $BER \approx 10^{-5}$ e $EVM \approx -22$ *dB*. Considerando distâncias mais longas, para 200 *km* de fibra foi possível estabelecer uma transmissão de aproximadamente 10 *Gbps* com $BER \approx 10^{-4}$ e $EVM \approx -21$ *dB*, caso seja utilizada a técnica de máscara de modulação esta taxa pode chegar a 16 *Gbps* com $BER \approx 10^{-5}$ e $EVM \approx -22$ *dB*. Estes resultados, quando comparados à transmissão óptica com portadora única como os sistemas implementados em (CERAGIOLI, 2008), apresentam uma melhoria significativa nas taxas de transmissão.

Os resultados ilustram que a OOFDM, com as características testadas neste trabalho, realmente promove aumento nas taxas de transmissão. A técnica de estimação e equa-

lização por tons pilotos utilizada consome muito pouco recurso da transmissão. Por ser o canal muito bem comportado, sem variações abruptas no tempo, não são necessários mais de 5 cinco tons piloto. O processamento utilizado para a equalização também é muito simples, pois é utilizada a interpolação linear. Logo, o processamento digital deste sistema em geral é simples. A exceção são os moduladores IFFT/FFT que, nas simulações, variaram de 1024 pontos, para 20 *km* de fibra, até 4096 pontos, para 200 *km* de fibra. Esta implementação em hardware do transmissor e receptor OFDM é perfeitamente possível graças aos atuais DSP's. Outros possíveis candidatos para abrigar esta implementação são os atuais FPGA's com capacidades elevadas de processamento e possibilidade de reconfiguração para atualização dos parâmetros do sistema (VALENTIM, 2008).

Estes resultados mostram que sistemas já existentes podem ter suas capacidades de transmissão incrementadas a partir de mudanças apenas na parte eletrônica, onde um hardware é responsável por todo o processamento OFDM e, após um conversor D/A, o sinal é conduzido para um modulador de intensidade. Desta forma a OOFDM pode ganhar um espaço grande em sistemas comerciais. De acordo com os resultados para 20 *km*, a OOFDM é uma grande candidata para soluções de enlaces de última milha em redes metropolitanas, principalmente se puder aproveitar a infra estrutura já instalada de sistemas ópticos.

Trabalhos futuros que podem agregar melhorias ao sistema são estudos para uma melhor estimação do canal e combinação de tons piloto com símbolos de treinamento, com cuidado para não prejudicar a taxa de bits útil (*payload*). Visando melhorar as taxas de sistemas já implementados, uma possível associação da OOFDM com a WDM pode ser estudada com os mesmos parâmetros de estimação e equalização deste trabalho. Outros efeitos da fibra óptica podem ser corrigidos com a técnica de estimação e equalização por tons piloto, como a PMD (*Polarization Mode Dispersion*), por exemplo.

Referências Bibliográficas

- AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communications Systems*. Terceira edição. New York: John Wiley & Sons, 2002. ISBN 0-471-22114-7.
- AGRAWAL, G. P. *Lightwave technology: telecommunication systems*. Terceira edição. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 13 978-0-471-21572-1.
- ANDREWS A. GHOSH, R. M. J. G. *Fundamentals of WiMAX : understanding broadband wireless networking*. Massachusetts: Pearson Education, 2007. ISBN 0-13-222552-2.
- ARMSTRONG, J. Ofdm for next generation optical communication systems. *7th International Conference on Optical Internet, 2008*, p. 1–2, 2009.
- ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. *Journal of Lighthwave Technology, 2008*, v. 27, p. 189–204, 2009.
- BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R. *Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM*. Nova Iorque, EUA: Kluwer Academic Publishers, 2002. ISBN 0306462966.
- BEEK, J. V. de; AL. et. On channel estimation in ofdm systems. *Vehicular Technology Conference*, v. 2, p. 815–819, 1995.
- 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.
- BINGHAM, J. A. C. *ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- BUCHALI, F.; DISCHLER, R.; LIU, X. Optical ofdm: A promising high-speed optical transport technology. *Bell Labs Technical Journal*, v. 14(1), p. 125–146, 2009.
- CARVALHO, R. M. *Princípios de comunicações*. 3. ed. Vitória: [s.n.], 2001.
- CERAGIOLI, F. Análise comparativa de formatos de modulação ook, dpsk e dqpsk para sistemas de fibras ópticas operando a taxas de 40 gb/s. Dissertação de Mestrado - Universidade Presbiteriana Mackenzie. 2008.
- CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 45, p. 1775–1796, Dezembro 1966.
- CHUNLONG, H.; LI, H. Pilot-aided channel estimation techniques in OFDM system. *International Conference on Communication Software and Networks*, p. 143–146, 2009.

- 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.
- COURA, J. A. L. S. e. M. E. V. S. D. J. C. A bandwidth scalable ofdm passive optical network for future access network. *Photon Netw Commun*, v. 18, p. 409–416, 2009.
- DEVAUX, Y. S. F.; KERDILES, J. F. Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter. *IEEE Journal of Lightwave Technol.*, v. 11(12), p. 1937–1940, 1993.
- 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.
- 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 & Sons, 2000. ISBN 0471492396.
- HARA, S.; PRASAD, R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2003. ISBN 1580534821.
- JANSEN, S. L. et al. Coherent optical 25.8-gb/s ofdm transmission over 4160-km ssmf. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, v. 26-1, p. 6–15, 2008.
- JANSEN, S. L. et al. 121.9-gb/s pdm-ofdm transmission with 2-b/s/hz spectral efficiency over 1000 km of ssmf. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, v. 27-3, p. 177–188, 2009.
- JANSEN, S. L. et al. 100gbe: Qpsk versus ofdm. *Optical Fiber Technology*, 2009.
- JIN, X.; GIDDINGS, R.; TANG, J. Real-time transmission of 3gb/s 16-qam encoded optical ofdm signals over 75km smfs with negative power penalties. *OPTICS EXPRESS*, v. 17, 2009.
- KAO, G. A. H. K. C. Dielectric fiber surface waveguides for optical frequencies. *Proceedings IEE*, v. 7(113), p. 1151–1158, 1966.
- 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.
- LAWREY, E. P. Adaptive techniques for multiuser ofdm. Ph. D. - James Cook University. 2001.
- MAIMAN, T. H. Stimulated optical radiation in ruby. *Nature*, v. 187, p. 493–494, 1960.
- MCKINLEY K. A. REMLEY, M. M. J. S. K. D. S. M. D.; NAUWELAERS, B. Evm calculation for broadband modulated signals. *Technical report of United States Government*, 2005.

- OESTGES, C.; CLERCKX, B. *MIMO WIRELESS COMMUNICATIONS From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*. Bélgica: ACADEMIC PRESS, 2007. ISBN 13 978-0-12-372535-6.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, v. 5, n. 1, Junho 2002.
- PUN MICHELE MORELLI, C.-C. J. K. M.-O. *MULTI-CARRIER TECHNIQUES FOR BROADBAND WIRELESS COMMUNICATIONS A Signal Processing Perspective*. London: Imperial College Press, 2007. ISBN 13 978-1-86094-946-3.
- SEGATTO, M. E. V. *All Optical Bit Parallel WDM Systems*. Tese (Doutorado) — Imperial College of London, London, Fevereiro 2001.
- SEGATTO, M. E. V. et al. Use of fibre gratings for bit skew compensation in all optical bit parallel wdm system. *Optics Communications*, v. 190, p. 165–171, 2001.
- SHAFIK, R.; RAHMAN, S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. *International Conference on Electrical and Computer Engineering - ICECE'06*, p. 408–411, 2006.
- SHIEH, W.; BAO, H.; TANG, Y. Coherent optical ofdm: theory and design. *Optics Express*, v. 16, p. 841–859, 2008.
- SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I. *OFDM for Optical Communications*. 1. ed. Londres: Elsevier, 2009. ISBN 978-0-12-374879-9.
- SILVA, e. a. J. A. L. A passive optical network based on centralized wavelength and bandwidth scalable ofdm signals. *ICTON'09, Açores, Portugal*, 2009.
- SILVA, J. A. L. Análise de desempenho de um sistema cofdm para comunicação via rede elétrica. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Espírito Santo. 2006.
- SYSTEMS, C. *Fiber Types in Gigabit Optical Communications*. San Jose, CA: [s.n.], 2008. ISBN C11-463661-00.
- THOMPSON, S. C. *Constant Envelope OFDM Phase Modulation*. Tese (Doutorado) — University of California, San Diego, 2005.
- TOGNERI, A. P. Análise de sistemas de multiplexação por subportadora - scm. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Espírito Santo. 2005.
- TONG, B. M. S. L.; DONG, M. Pilot-assisted wireless transmission. *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*. 2004.
- URICK, V.; QIU, J.; BUCHOLTZ, F. Wide-band qam-over-fiber using phase modulation and interferometric demodulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 16, p. 2374–2376, 2004.
- VALENTIM, B. L. Implementação em vhdl de funções do modulador ofdm. Projeto de Graduação - Universidade Federal do Espírito Santo. 2008.

- VALENTIM, B. L.; SILVA, J. A. L.; SEGATTO, M. E. V. Equalização para sistemas ofdm Óptico. *Submetido e aguardando aprovação ao MOMAG 2010 (14 SBMO^o - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica 9^o CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo.*, Vila-Velha, ES, 2010.
- VASEGHI, S. *Advanced digital signal processing and noise reduction*. Quarta edição. West Sussex: John Wiley & Sons, 2008. ISBN 978-0-470-75406-1.
- 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.
- WERTZ, A. Propagation de la lumière cohérente dans les fibres optiques. *L'Onde Electrique*, v. 46, p. 967–980, 1966.
- YAMANOUCHI, S.; KUNIHIRO, K.; H.HIDA. Ofdm error vector magnitude distortion analysis. *IEICE Transactions*, v. 89-C, p. 1836–1842, 2006.
- ZHAO, C.; BAXLEY, R. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers - ACSSC '06*, p. 1830–1834, 2006.

Apêndice A - Calculadora OFDM

Em sistemas OFDM é necessário que seja realizado um projeto para sua implantação onde serão determinados o tamanho da IFFT a ser utilizada, duração do intervalo de guarda, duração do símbolo entre outras características da transmissão. Para realizar um bom projeto é necessário conhecer o comportamento do canal a ser utilizado. As normas para o projeto aqui descritas se baseiam na resposta impulsiva do canal de comunicação, que por normalmente possuir características de multipercurso carrega as características dos nulos em frequência.

Este projeto parte da duração da resposta impulsiva e determina quantas vezes maior deverá ser a duração do intervalo de guarda, é considerada também a transmissão em banda base. Neste trabalho a duração do intervalo de guarda é considerado três vezes maior do que a duração da resposta impulsiva, mas esta relação pode variar entre 3 a 10 vezes caso seja necessário. A duração do símbolo OFDM também é determinada em relação ao intervalo de guarda, esta relação deve ser a maior possível para que razão entre o tempo de transmissão do intervalo de guarda com o tempo de transmissão do símbolo seja mínima para aumentar a eficiência da transmissão. Entretanto deve ser observado que a duração do símbolo determinará o número de pontos dos moduladores e demoduladores (IFFT/FFT).

Neste trabalho foi utilizado um tempo de duração do símbolo 10 vezes maior que o intervalo de guarda. Após determinados estes valores e tendo conhecimento da largura de banda disponível do canal em questão as outras contas a serem feitas surgem da teoria envolvida com as transformadas rápidas de Fourier. Por se utilizar a transmissão em banda base a largura de banda disponível deve contemplar os dois lados do espectro.

O equacionamento (6.1) mostra as operações necessárias para a realização do projeto do sinal OFDM.

$$\begin{aligned}\tau &= \text{Resposta Impulsiva.} \\ BW &= \text{Largura de Banda Disponível.} \\ T_g &= 3.\tau; \text{ Intervalo de Guarda.} \\ T_s &= 10.T_g; \text{ Duração do símbolo.} \\ T_u &= T_s - T_g; \text{ Duração Útil.} \\ \Delta f &= \frac{1}{T_u}; \text{ Espaçamento em Frequência.} \\ N_i &= \frac{BW}{\Delta f}; \text{ Número de Pontos da IFFT.} \\ N_s &= \lceil \left(\left(\frac{N_i}{2} \right) - 1 \right) \rceil; \text{ Correção para Simetria Hermitiana.} \\ N_f &= 2.N_s + 2; \text{ Correção para Simetria Hermitiana.} \\ N_{ifft} &= 2^{\lceil (\log_2 N_f) \rceil}; \text{ Potência de 2 para IFFT.}\end{aligned}\tag{6.1}$$

Apêndice B - EVM (Error Vector Magnitude)

A avaliação das distorções inerentes a sistemas de transmissão de dados digital pode ser realizada utilizando-se a métrica EVM (*error vector magnitude*), que além de expressar a qualidade da recepção de sistemas de modulação digital, provê uma simples e quantitativa figura de mérito de sinais modulados digitalmente, pelo fato de representar a diferença entre os vetores de símbolos transmitidos e recebidos de uma determinada diagrama de constelação (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Além disso, a EVM extraí informações da diferença de fase entre os símbolos complexos gerados e medidos, o que permite uma melhor caracterização dos efeitos físicos de um canal de comunicação. A sua capacidade em identificar as distorções provocadas por não linearidades, ruído de fase, entre outros, possibilitou a sua especificação como figura de mérito dos padrões IEEE 802.11a–1999 e WCDMA (*wideband code division access*) (ZHAO; BAXLEY, 2006).

Para um melhor entendimento do procedimento de medida da EVM, considere o quadrante de um diagrama de constelação da Figura 55, onde são apresentados o vetor de referência X_k relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas $X_I = 1$ e $X_Q = j$, para $j = \sqrt{-1}$, o vetor medido Y_k que ilustra a trajetória de um símbolo recebido (sinal medido) de coordenadas (Y_I, Y_Q) , e o vetor de erro $D_k = Y_k - X_k$, o qual representa a distancia Euclidiana entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos 2^m possíveis símbolos gerados pela combinação de m bits, qualquer desvio neste provocado por ruído ou distorção, linear ou não, cria uma distancia escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro $E_k = |Y_k| - |X_k|$ e o erro de fase $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$ são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM (YAMANOUCHI; KUNIHIRO; H.HIDA, 2006).

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores, a EVM pode ser definida como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente

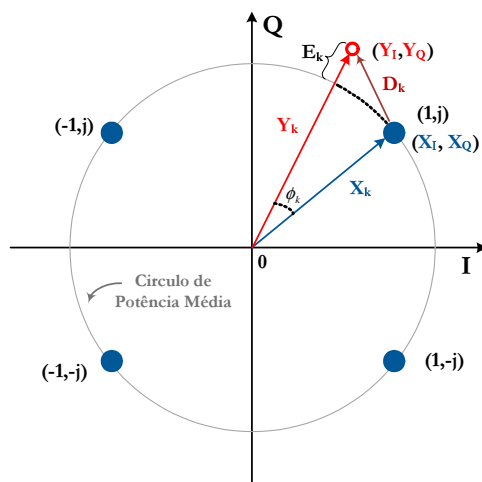


Figura 55: Diagrama de constelação 4-QAM ilustrativo.

expresso pela relação,

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6.1)$$

onde N representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos, $X_k = X_I + jX_Q$ e $Y_k = Y_I + jY_Q$ os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006), (MCKINLEY K. A. REMLEY; NAUWELAERS, 2005). Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}, \quad (6.2)$$

para $|D_k|^2 = |Y_k - X_k|^2$ o vetor erro de sinal e X_{max} o ponto da constelação de maior amplitude. Esta designação detém a vantagem de facilitar e/ou diminuir a implementação computacional da citada métrica (ZHAO; BAXLEY, 2006).

Em sistemas em que não se conhece a estatística e a proveniência das interferências dominantes, torna-se apropriada a definição da grandeza taxa de erro de modulação MER (*modulation error rate*) conforme

$$MER = EVM_{dB} = -20 \log_{10}(EVM) + 10 \log_{10} \left(\frac{\langle V^2 \rangle}{V_{max}^2} \right), \quad (6.3)$$

onde $\langle V^2 \rangle$ é o valor quadrático médio da tensão de todos os pontos da constelação e V_{max} a tensão do ponto da constelação de maior amplitude (URICK; QIU; BUCHOLTZ, 2004). Em (6.3), $EVM = r_e/V_{max}$, para r_e a magnitude do raio do vetor do dados recebidos determinada pelo valor médio quadrático do desvio entre os dados recebidos e os pontos

da constelação.