

**UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES**

LUIZ ANET NETO

**TRANSMISSÃO DE SINAIS OFDM ATRAVÉS DE FIBRAS ÓPTICAS
POLIMÉRICAS (POF_s) UTILIZANDO LED_s DE ILUMINAÇÃO**

NITERÓI

2009

LUIZ ANET NETO

TRANSMISSÃO DE SINAIS OFDM ATRAVÉS DE FIBRAS ÓPTICAS
POLIMÉRICAS (POFs) UTILIZANDO LEDs DE ILUMINAÇÃO

Orientador:

Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro

Co-orientadores:

Prof. Dr. Andrés Pablo López Barbero

MSc. Jair Adriano Lima Silva

NITERÓI

2009

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

A579 Anet Neto, Luiz.

Transmissão de sinais OFDM através de fibras ópticas poliméricas (POFs) utilizando LEDs de iluminação / Luiz Anet Neto. – Niterói, RJ : [s.n.], 2009.
111 f.

Orientadores: Ricardo Marques Ribeiro, Andrés Pablo López Barbero, Marcelo Eduardo Vieira Segatto, Jair Adriano Lima Silva.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2009.

1. Fibra óptica. 2. Multiplexação. 3. Simetria Hermitiana. 4. Transformada de Fourier. 5. Diodo emissor de luz.. 6. Sistema à multiportadora. 7. Engenharia de telecomunicação. I. Título.

CDD 621.3692

LUIZ ANET NETO

TRANSMISSÃO DE SINAIS OFDM ATRAVÉS DE FIBRAS ÓPTICAS
POLIMÉRICAS (POFs) UTILIZANDO LEDs DE ILUMINAÇÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação “Strictu Sensu” em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovada em 18 de Setembro de 2009

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Ricardo Marques Ribeiro, Doutor em Ciências. Orientador
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. Andrés Pablo López Barbero, Doutor em Ciências. Co-orientador
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto, Doutor em Ciências.
Universidade Federal do Espírito Santo

NITERÓI

2009

Para meus pais e Teresa.

AGRADECIMENTOS

Começarei meu próximo trabalho pelos agradecimentos. A verdade é que redigir trabalhos que marcam etapas de nossas vidas requer muito de nós mesmos. Ao final, só nos resta o cansaço e injustamente usamos palavras que nem de longe retribuem o carinho e amizade de todos aqueles que estiveram ao nosso lado e sem os quais estas mesmas palavras não existiriam. No entanto, espero poder expressar toda a minha gratidão e reconhecimento pela ajuda que me foi dada, seja no âmbito pessoal, seja no profissional.

Em primeiro lugar agradeço a Deus, por me oferecer os meios para chegar até aqui. Em segundo lugar, gostaria de agradecer a meus pais, Luiz André Beckmann Anet e Doralice Maria de Carvalho Anet, exemplos que eu segui cegamente; símbolos de caráter, moral, educação e grandeza. A eles devo o que sou hoje.

Obrigado também àqueles que me suportaram em momentos de cansaço e stress e que não me deixaram de amar apesar de minha tão constante ausência.

Não poderia deixar de agradecer os AMIGOS e colaboradores deste projeto, Ricardo Marques Ribeiro, Andrés Pablo López Barbero, Marcelo Eduardo Vieira Segatto e Jair Adriano Lima Silva. Obrigado pela paciência, pelos conselhos e pelo entusiasmo e motivação inabaláveis. Fica aqui o reconhecimento de que além de grandes mestres, estes são também símbolos do fomento ao progresso intelectual deste país. Parabéns.

Obrigado aos companheiros de trabalho do LACOP pela ajuda, e descontração nos momentos difíceis (apesar das piadas infames do Vinícius).

Meus agradecimentos vão também para algumas pessoas do Orange Labs. À Naveena Genay, Benoit Charbonnier e Thanh Nga Duong, meu muito obrigado pelas discussões sempre tão esclarecedoras.

Finalmente, obrigado a Fundação Carlos Chagas Filho de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro (FAPERJ) e ao Ministério da Ciência e Tecnologia (MCT) e do Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq), que financiaram este projeto.

"Julgue seu sucesso pelas coisas que você
teve que sacrificar para consegui-lo."

Dalai Lama

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo apresentar a transmissão de sinais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) em fibras plásticas multimodo com índice degrau (*SI Multimode POFs – Step Index Multimode Polymer Optical Fibres*) utilizando LEDs (*Light Emitting Diodes*) que não são otimizados para aplicações de dados. Este esquema representa uma interessante alternativa para o aumento da eficiência espectral do sistema tendo em vista que a banda passante dos emissores utilizados é muito baixa. Além disso, é também um eficiente mecanismo de combate às dispersões presentes nas fibras multimodo, principalmente a modal. As transmissões realizadas neste projeto foram feitas através da modulação direta do LED e detecção não-coerente com um fotodiodo do tipo PIN com pré-amplificação. Taxas de até 47 Mbits/s por comprimento de onda foram conseguidas em 100 m de enlace utilizando-se LEDs que emitem nos espectros de luz visível vermelho, verde e azul e para uma banda passante média de 15 MHz.

Palavras-chave: OFDM, DMT, LED, sistemas multiportadoras, SI-POF, multimodo, IFFT, FFT, simetria Hermitiana, *zero-padding*.

ABSTRACT

This work presents the transmission of an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal through a multimode Step-Index Polymer Optical Fibre (SI-POF) using ultra brilliant LEDs which are not optimized for data applications. This modulation scheme can be an interesting alternative to increase the spectral efficiency of the system considering the low passing band of the emitters which were used. In addition, it is also an efficient mechanism to combat fiber dispersions which are dominated by intermodal phenomena. The transmissions showed in this project were based on direct modulation of the emitter and non-coherent detection with a PIN photodiode with pre-amplification. Bit rates of up to 47 Mbits/s per wavelength are shown for a 100 m link using LEDs that emit on corresponding red, green and blue spectra of visible light and with a mean passing band of 15MHz.

Key-words: OFDM, DMT, LED, multicarrier systems, SI-POF, multimode, IFFT, FFT, Hermitian symmetry, zero-padding.

SUMÁRIO

1. Apresentação	1
2. Introdução	4
2.1 As Fibras Ópticas Poliméricas	4
2.2 Light-emitting Diodes.....	7
2.3 Tipos de Modulação Óptica.....	10
3. Características de Propagação do Sistema	12
3.1 Dispersão Modal e Acoplamento Modal.....	12
3.2 Modelo Ondulatório de Propagação.....	18
3.3 Dispersão Cromática.....	19
3.4 Dispersão de Modos de Polarização e Dispersão Total.....	24
3.5 Atenuação	26
3.6 Filtragem Espectral	28
3.7 Efeitos não-lineares.....	30
4. OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing.....	31
4.1 Princípios do "OFDM Wireless"	33
4.1.1 Condição de ortogonalidade	34
4.1.2 Conversão em frequência.....	35
4.1.3 Implementação via FFT	37
4.1.4 Intervalo de guarda.....	38
4.1.5 Esquema do modulador.....	40
4.1.6 Demodulação.....	41
4.2 Desmistificação: OFDM VS DMT	42
4.3 Geração do Sinal "OFDM Óptico"	42
4.3.1 Simetria Hermitiana	43
4.3.2 <i>Zero padding</i> e mantimento da simetria hermitiana.....	45
4.3.3 Esquema da transmissão e recepção.....	47
4.3.4 Parâmetros do OFDM óptico	48
4.3.5 Avaliação de desempenho	54
5. Descrição e Caracterização da Transmissão.....	57

5.1	Criação do Sinal OFDM	59
5.2	Caracterização dos Elementos de Transmissão	63
5.2.1	Os LEDs	63
5.2.2	O fotodetector	67
5.2.3	Banda passante do sistema	70
5.3	Demodulação do Sinal OFDM.....	76
5.3.1	Taxas de amostragem e conversões analógico/digital	76
5.3.2	Limitações do osciloscópio; bases de tempo discretas	78
5.3.3	O programa de demodulação	80
6.	Transmissões Realizadas	84
6.1	Back-to-back Elétrico	84
6.2	Back-to-back Óptico.....	86
6.3	Enlace de 20 Metros	88
6.3.1	Transmissões a 5 MHz	88
6.3.2	Transmissões a 12,5 MHz	91
6.3.3	Transmissões a 25 MHz	94
6.4	Enlace de 100 Metros	98
6.4.1	Transmissões a 5 MHz	99
6.4.2	Transmissões a 12,5 MHz	100
6.4.3	Transmissões a 25 MHz	102
7.	Evolução do Projeto	106
7.1	Evoluções dos Programas	106
7.1.1	Transmissões <i>online</i>	106
7.1.2	Melhorias no programa - AMOOFDM e COFDM	108
7.1.3	Implementação via FPGA.....	110
7.1.4	Sincronismo	110
7.1.5	<i>Clipping e selective mapping</i>	111
7.2	Evoluções no Sistema de Transmissão	112
8.	Conclusões	114
9.	Bibliografia	117

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1: COMPARAÇÃO DIMENSIONAL ENTRE AS FIBRAS DE PLÁSTICOS E AS FIBRAS DE SÍLICA.....	4
FIGURA 2.2: ESTRUTURA DE UM LED DE EMISSÃO DE SUPERFÍCIE DO TIPO <i>BURRUS-DAWSON</i> (RETIRADO DE [13]).	8
FIGURA 2.3: ALGUNS TIPOS DE MICRO LENTES. (A) FIBRA COM EXTREMIDADE ESFÉRICA. (B) MICROLENTE EM ESFERA. (C)LENTE INTEGRADA (RETIRADOS DE [13]).	9
FIGURA 2.4: ESQUEMAS DE MODULAÇÃO DE FONTES ÓPTICAS. (A) MODULAÇÃO DIRETA. (B) MODULAÇÃO EXTERNA.	10
FIGURA 3.1: MODELO DE RAIOS DA PROPAGAÇÃO.....	13
FIGURA 3.2: ALARGAMENTO DO PULSO EM FUNÇÃO DO COMPRIMENTO DE UMA FIBRA ÓPTICO MULTIMODO DEVIDO À DISPERSÃO MODAL. A DEPENDÊNCIA QUE É INICIALMENTE LINEAR COMEÇA A VARIAR COM A RAIZ QUADRADA DA DISTÂNCIA A PARTIR DO EMD.	15
FIGURA 3.3: MODE SCRAMBLER PARA POFs.....	16
FIGURA 3.4: EXEMPLO DE FIBRA ÓPTICA COM ÍNDICE DE REFRAÇÃO GRADUAL.....	17
FIGURA 3.5: VARIAÇÃO DO ALARGAMENTO DO PULSO DEVIDO À DISPERSÃO MODAL COM O PARÂMETRO DE VARIAÇÃO A DO ÍNDICE DE REFRAÇÃO DO NÚCLEO DA FIBRA. A ESCALA À DIREITA CORRESPONDE AO PRODUTO B.L. (RETIRADO DE [7]).	17
FIGURA 3.6: (A) ALARGAMENTO TEMPORAL CAUSADO PELAS DIFERENTES VELOCIDADES DE PROPAGAÇÃO DAS COMPONENTES ESPECTRAIS DE UMA IMPULSÃO. (B) COMPARATIVO ENTRE OS DOMÍNIOS DO TEMPO E DA FREQUÊNCIA DE UM PULSO QUE SOFRE DISPERSÃO.....	20
FIGURA 3.7: COMPARATIVO ENTRE AS LARGURAS ESPECTRAIS DE UM LASER E DE UM LED.	21
FIGURA 3.8: VARIAÇÃO DAS DISPERSÕES MATERIAL, DE GUIA DE ONDA E CROMÁTICA COM O COMPRIMENTO DE ONDA DA FONTE, A PARTIR DA EQUAÇÃO DE PROPAGAÇÃO.....	21
FIGURA 3.9: <i>CHIRP</i> E ENVELOPE DE PROPAGAÇÃO. (A) $B2>0$. (B) $B2<0$	22
FIGURA 3.10: VARIAÇÃO DO COEFICIENTE DE DISPERSÃO MATERIAL PARA TRÊS TIPOS DE FIBRA. RETIRADO DE [20].....	23
FIGURA 3.11: CURVA DE ATENUAÇÃO DE FIBRA ÓPTICA PADRÃO SI-PMMA.....	27
FIGURA 3.12: CURVA DE ATENUAÇÃO DE FIBRA FLUORETADA.	28
FIGURA 3.13: EXEMPLO DA MUDANÇA DO ESPECTRO DE DIFERENTES LEDs POR CONTA DA SUA LARGA FAIXA ESPECTRAL E DA ATENUAÇÃO DA FIBRA. RETIRADO DE [6].	29
FIGURA 3.14: COEFICIENTES DE ATENUAÇÃO EFETIVA. (A) PARA ATÉ 500 M COM LEDs A 450, 525,505 E 570 NM. (B) PARA ATÉ 100 M COM LED A 650 NM. RETIRADO DE [6].....	29
FIGURA 4.1: DIVISÃO DA BANDA DISPONÍVEL DO SISTEMA EM UM CONJUNTO DE SUBPORTADORAS QUE SOFRERÃO DE FORMA MENOS ABRUPTA COM A RESPOSTA DO SISTEMA.	31
FIGURA 4.2: SEPARAÇÃO DAS SUBPORTADORAS PARA O FDM E O OFDM.	33
FIGURA 4.3: MODULAÇÃO DO CONJUNTO DE SUBPORTADORAS PELOS SÍMBOLOS EM CADA UMA DAS VIAS PARALELAS.....	35

FIGURA 4.4: CONVERSÃO EM FREQUÊNCIA DE SINAL BANDA-BASE PARA UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO OFDM WIRELESS.....	36
FIGURA 4.5: GERAÇÃO DO SINAL EM BANDA-BASE VIA IDFT.....	37
FIGURA 4.6: TRANSMISSÃO DE SÍMBOLOS OFDM COM E SEM INTERVALO DE GUARDA.....	39
FIGURA 4.7: DIFERENTES MAPEAMENTOS POR SUBPORTADORAS EM FUNÇÃO DA RESPOSTA DO CANAL.....	40
FIGURA 4.8: ESQUEMA DO MODULADOR OFDM PARA SISTEMAS SEM FIO.....	40
FIGURA 4.9: ESQUEMA DO DEMODULADOR OFDM PARA SISTEMAS SEM FIO.....	41
FIGURA 4.10: SERIALIZAÇÃO, MAPEAMENTO E TRANSFORMADA INVERSA DE FOURIER NA GERAÇÃO DO SINAL OFDM EM FIBRAS ÓPTICAS.....	43
FIGURA 4.11: SIMETRIA HERMITIANA PARA OBTENÇÃO DO SINAL OFDM EM FIBRAS ÓPTICAS.....	45
FIGURA 4.12: ALOCAÇÃO DAS ENTRADAS NO BLOCO DA IFFT (SUBPORTADORAS) PARA OTIMIZAÇÃO DO PROCESSAMENTO E GERAÇÃO DE SINAL PURAMENTE REAL EM BANDA-BASE.....	47
FIGURA 4.13: ESQUEMA DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE UM SINAL OFDM EM FIBRA ÓPTICA.....	48
FIGURA 4.14: TAXA DE TRANSMISSÃO TOTAL E VARIAÇÃO DO NÚMERO DE ENTRADAS DA IFFT EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ENTRADAS CONTENDO INFORMAÇÃO.....	50
FIGURA 4.15: OCUPAÇÃO DA BANDA ELÉTRICA DISPONÍVEL. (A) NÃO ÓTIMA, $N_{INFO}=1024$. (B) ÓTIMA, $N_{INFO}=1023$	52
FIGURA 4.16: TAXA DE TRANSMISSÃO PARA N_{INFO} ÓTIMO.....	53
FIGURA 4.17: REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DO EVM.....	55
FIGURA 5.1: ESQUEMA DA TRANSMISSÃO.....	58
FIGURA 5.2: FOTO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO.....	59
FIGURA 5.3: PROGRAMA DE CRIAÇÃO DE SINAIS OFDM ÓPTICOS E OPÇÕES DISPONÍVEIS.....	61
FIGURA 5.4: PROCESSO DO PROGRAMA DE MODULAÇÃO.....	62
FIGURA 5.5: LEDs ULTRA BRILHANTES DA DIEMOUNT UTILIZADOS NO PROJETO.....	63
FIGURA 5.6: CIRCUITO EMISSOR.....	64
FIGURA 5.7: LINEARIDADE DO LED. IMPORTÂNCIA DO <i>OFFSET</i>	65
FIGURA 5.8: ESPECTROS DOS LEDs UTILIZADOS OBTIDOS COM O CCD.....	67
FIGURA 5.9: ESQUEMA DO CIRCUITO DETECTOR DO FOTODIODO PIN s6468-02 DA HAMAMATSU.....	68
FIGURA 5.10: SENSITIVIDADE DOS FOTODETECTORES DA SERIE 6468 DA HAMAMATSU.....	69
FIGURA 5.11: MONTAGEM DO SISTEMA COM CASADOR DE IMPEDÂNCIAS DE 50 OHMS.....	70
FIGURA 5.12: DIFERENÇAS ENTRE AS BANDAS ELÉTRICA E ÓPTICA.....	72
FIGURA 5.13: BANDAS ELÉTRICAS MEDIDAS NO SISTEMA. CADA COR REPRESENTA UM LED. (A) <i>BACK-TO-BACK</i> ELÉTRICO (EM NEGRO) E ÓPTICO. (B) BANDA EM 20M. (C) BANDA EM 100M.....	74
FIGURA 5.14: MONTAGEM COM ATENUADOR NO CIRCUITO DETECTOR.....	74
FIGURA 5.15: MUDANÇA DA TAXA DE AMOSTRAGEM DO SINAL CAPTURADO PELO OSCILOSCÓPIO ATRAVÉS DA MUDANÇA DAS BASES DE TEMPO.....	77
FIGURA 5.16: INTERFACE DO PROGRAMA DE DEMODULAÇÃO OFDM.....	80
FIGURA 5.17: VISUALIZAÇÃO DE SINAL OFDM NO OSCILOSCÓPIO EM <i>BACK-TO-BACK</i> ELÉTRICO. O SINAL FOI CRIADO A PARTIR DE 1023 SUBPORTADORAS E UMA BANDA ELÉTRICA DE 10 MHZ. A BASE DE TEMPO É	

DE 25 μ s, ESCOLHIDA PARA IGUALAR AS TAXAS DE AMOSTRAGEM DOS SINAIS TRANSMITIDO E RECEBIDO.	81
FIGURA 5.18: CORRELAÇÃO ENTRE OS SINAIS RECEBIDO E TRANSMITIDO. O MÁXIMO NEGATIVO INDICA QUE O SINAL RECEBIDO ESTÁ INVERTIDO.	82
FIGURA 5.19: PROCESSOS DO PROGRAMA DE DEMODULAÇÃO.	83
FIGURA 6.1: 63 SUBPORTADORAS, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E À 6,25%.	85
FIGURA 6.2: <i>BACK-TO-BACK</i> ELÉTRICO. 63 SUBPORTADORAS, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 64QAM. IG ZERADO E A 6,25%.	86
FIGURA 6.3: (A) LED AZUL. 63 SUBPORTADORAS, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 16PSK. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE. 63 SUBPORTADORAS, BANDA DE 10 MHz E MAPEAMENTO 32QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO. 63 SUBPORTADORAS, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 16PSK. IG ZERADO E A 6,25%.	88
FIGURA 6.4: (A) LED AZUL, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5MHz E MAPEAMENTO 32QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5MHz E MAPEAMENTO 32QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%.	90
FIGURA 6.5: LED VERDE, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5 MHz E MAPEAMENTO 64QAM. IG ZERADO E A 6,25%.	91
FIGURA 6.6: (A) LED AZUL, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%. 3 VOLTS DE <i>OFFSET</i> E 0.8 VOLTS PICO-À-PICO. (C) LED VERMELHO, 20 M. 63 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%.	93
FIGURA 6.7: (A) LED AZUL, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO, 20 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%.	96
FIGURA 6.8: (A) LED AZUL, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5 MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5 MHz E MAPEAMENTO 16QAM. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 5 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%.	100
FIGURA 6.9: (A) LED AZUL, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO 8PSK. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 12,5 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%.	102
FIGURA 6.10: (A) LED AZUL, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%. (B) LED VERDE, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE	

INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%. (C) LED VERMELHO, 100 M. 1023 SUBPORTADORAS DE INFORMAÇÃO, BANDA DE 25 MHz E MAPEAMENTO QPSK. IG ZERADO E A 6,25%.....	104
FIGURA 7.1: PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DE TRANSMISSÃO OFDM EM LABVIEW	107

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1: EVOLUÇÃO DAS FIBRAS DE PLÁSTICO.....	6
TABELA 3.1: ALARGAMENTO TEMPORAL DA IMPULSÃO CAUSADO PELA DISPERSÃO MODAL EM UM ENLACE DE 100 M DE ESKA EXTRA PADRÃO.....	16
TABELA 3.2: DISPERSÃO MATERIAL TEÓRICA PARA DIFERENTES TIPOS DE LED EM 20 E 100 M DE FIBRA ÓPTICA DE PLÁSTICO.....	23
TABELA 3.3: VALORES DE DISPERSÃO DESCONSIDERANDO-SE O ACOPLAMENTO MODAL.....	25
TABELA 3.4: VALORES DE DISPERSÃO CONSIDERANDO-SE OS EFEITOS DO ACOPLAMENTO MODAL.....	25
TABELA 3.5: VALORES DE DISPERSÃO COM O USO DE UM <i>MODE SCRAMBLER</i> NO INÍCIO DO ENLACE.....	25
TABELA 4.1: TEMPOS DE EXECUÇÃO DA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER.....	38
TABELA 4.2: PARÂMETROS DE SAÍDA PARA DOIS SINAIS OFDM.....	53
TABELA 5.1: POTÊNCIAS ÓPTICAS TÍPICAS DE SAÍDA DOS LEDs UTILIZADOS.....	64
TABELA 5.2: COMPRIMENTOS DE ONDA CENTRAL E LARGURAS ESPECTRAIS EM FWHM DOS LEDs UTILIZADOS.....	67
TABELA 5.3: BANDAS ELÉTRICAS EM 3 DB DO SISTEMA.....	75
TABELA 5.4: BASES DE TEMPO DISPONÍVEIS NO OSCILOSCÓPIO.....	78
TABELA 5.5: VALORES CONVENIENTES DE N_{INFO} , BASE DE TEMPO E BANDA ELÉTRICA DISPONÍVEL PARA OS ENSAIOS.....	79
TABELA 6.1: PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO A 5 MHZ DE BANDA.....	91
TABELA 6.2: PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO A 12,5 MHZ DE BANDA.....	94
TABELA 6.3: PARÂMETROS DA TRANSMISSÃO A 25 MHZ DE BANDA.....	96
TABELA 6.4: RESUMO DAS TRANSMISSÕES NO ENLACE DE 20 METROS.....	97
TABELA 6.5: VALORES DE DISPERSÃO TEÓRICOS EM 20 METROS DA FIBRA ÓPTICA USADA NO PROJETO.....	98
TABELA 6.6: TRANSMISSÕES BEM SUCEDIDAS EM 100 METROS.....	105

GLOSSÁRIO

ADC	Analog to Digital Converter
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMOOFDM	Adaptively Modulated Optical OFDM
BER	Bit Error Ratio
CCD	Charge-coupled Device
CNPq	Conselho Nacional de Pesquisa
COFDM	Coded OFDM
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital to Analog Converter
DMT	Discrete Multi-tone
DVB	Digital Video Broadcasting
EMD	Equilibrium Mode Distribution
EVM	Error Vector Magnitude
FAPERJ	Fundação Carlos Chagas Filho de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
FWHP	Full Width at Half Power
FWM	Four-Wave Mixing
GI	Graded Index
GOF	Glass Optical Fibre
GVD	Group-velocity Dispersion
ICI	Interchannel interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbolic Interference
LACOP	Laboratório de Comunicações Ópticas
LAN	Local Area Network
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LDPC	Low-density Parity Check
LED	Light Emitting Diode
MCT	Ministerio da Ciência e Tecnologia
MER	Modulation Error Ratio
NA	Numerical Aperture
NRZ	Non-Return to Zero

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-off Keying
PAPR	Peak-to-average Power Ratio
PFBVE	Polyperfluoro-butenylvinylether
PLC	Powerline Communications
PMD	Polarization Mode Dispersion
PMMA	Polymethyl Methacrylate
POF	Polymer/Plastic Optical Fibre
PSK	Phase-shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SAN	Storage Area Network
SER	Symbol Error Ratio
SI	Step Index
SPM	Self Phase Modulation
TOD	Third Order Dispersion
UFF	Universidade Federal Fluminense
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Área Network
XPM	Cross Phase Modulation

1. APRESENTAÇÃO

Com a crescente demanda por altas taxas de transmissão e a conseqüente evolução das tecnologias associadas às fibras de sílica em longas distâncias, surgiu a necessidade de tecnologias que pudessem desempenhar o mesmo papel na chamada “última milha” [1].

A tecnologia das fibras ópticas de plástico (POF - *Polymer/Plastic Optical Fibres*), que continuava inexpressiva em aplicações de transmissão de dados desde seu desenvolvimento no início da década de 60 [2], encontrou no final da década de 90 uma maior maturidade em um ambiente econômico extremamente interessante para diversas aplicações. Junto com a necessidade por altas taxas de transmissão em curtas distâncias, veio também a redução dos preços de equipamentos de transmissão e recepção operando em comprimentos de onda da luz visível resultando numa ascensão meteórica da tecnologia. Nas últimas décadas, sucessivas melhorias na transparência e banda passante das POFs têm sido fundamentais para seu uso comercial em enlaces de telecomunicações de alta capacidade.

Os maiores obstáculos a serem vencidos nas fibras ópticas de plástico ainda são seus altos valores de atenuação e dispersão, que limitam as taxas de transmissão e os comprimentos dos enlaces. No contexto de melhoria da eficiência espectral e capacidade dos sistemas que utilizam POFs, esquemas alternativos de modulação como o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) podem se mostrar interessantes para vencer tais limitações a um custo relativamente baixo.

O OFDM permite a redução dos efeitos dispersivos do canal através da transmissão em paralelo da informação por um conjunto de subportadoras ortogonais entre si. A sobreposição espectral das subportadoras permite uma melhor ocupação da banda elétrica disponível do sistema se comparado ao FDM (*Frequency Division Multiplexing*) clássico. A inserção de um intervalo de guarda ajuda a eliminar completamente a interferência intersimbólica na

transmissão e o uso de um prefixo cíclico é essencial para a sincronização do receptor.

O OFDM apresenta a grande vantagem de permitir a substituição de um conjunto de N moduladores e filtros pelo processamento digital através de algoritmos rápidos de computação da transformada discreta direta e indireta de Fourier. Apesar de já ser uma técnica bastante conhecida e dominada nos sistemas de comunicação sem fio, o tipo de transmissão apresentado neste trabalho apresenta algumas diferenças em relação ao “OFDM *wireless*”. O uso da simetria Hermitiana permitirá a geração de um sinal puramente real e em banda base, denominado neste trabalho como “OFDM óptico”. Este sinal modulará diretamente um LED e será transmitido em uma fibra óptica polimérica multimodo à índice degrau. Na recepção, um foto-diodo do tipo PIN com pré-amplificação será responsável pela detecção não-coerente do sinal.

Apesar de se assemelhar bastante à técnica utilizada nas transmissões ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e PLC (*Powerline Communications*), o fato de não apresentar uma transmissão otimizada do número de bits e potência por subportadora não permite que os sinais deste trabalho sejam completamente caracterizados como DMT (*Discrete Multitone*). Por isso, ao longo deste texto será utilizado o termo “OFDM óptico”.

No capítulo 2 é feita uma introdução sobre as fibras ópticas poliméricas, sobre os emissores utilizados neste trabalho e os tipos de modulação óptica existentes.

No capítulo 3, os fenômenos básicos por detrás da propagação em fibras ópticas poliméricas com LEDs (*Light Emitting Diodes*) são apresentados. Assuntos como as dispersões modal e cromática assim como o acoplamento modal e a filtragem espectral são discutidos.

No capítulo 4, introduzimos os princípios da geração e detecção de um sinal OFDM. As diferenças básicas entre os sinais OFDM *wireless* e os sinais OFDM ópticos são mostradas assim como o critério de ortogonalidade e os parâmetros do sistema.

No capítulo 5, LEDs e fotodiodos são caracterizados e a resposta em frequência do sistema é apresentada. Depois disso, detalhes da transmissão e aquisição dos sinais são evidenciados.

No capítulo 6, os resultados das transmissões são mostrados e discutidos.

No capítulo 7, apresentamos possíveis melhorias em termos de programação e dispositivos a serem adotadas no projeto.

O objetivo principal deste trabalho foi usar uma técnica em evidência atualmente para realizar transmissões com componentes de baixo custo. Transmissões de até 47 Mbits/s em enlaces de 20 e 100 metros de POF multimodo índice degrau com LEDs emitindo em 650, 520 e 460 nm e não otimizados para transmissão de dados foram realizadas com sucesso.

Finalmente, no capítulo 8, são mostradas as conclusões deste projeto.

Este trabalho foi realizado no LACOP (Laboratório de Comunicações Ópticas) da Universidade Federal Fluminense em parceria com o LABTEL (Laboratório de Telecomunicações) da Universidade Federal do Espírito Santo, com o financiamento da Fundação Carlos Chagas Filho de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro (FAPERJ), do Ministério da Ciência e Tecnologia (MCT) e do Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq).

2. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, as comunicações ópticas começaram a extrapolar os domínios dos tradicionais centros de telecomunicações das grandes empresas e *backbones* regionais, atingindo outras áreas como as redes locais domésticas (LAN – *Local Area Networks*), as redes de armazenamento de dados (SAN – *Storage Area Networks*), os sistemas de interconexões de equipamentos e até mesmo as redes de dados veiculares. Nesses tipos de aplicações, é ainda mais crítico desenvolver soluções de baixo custo e cujo manuseio seja simplificado para o usuário final, o que faz das fibras ópticas poliméricas uma tecnologia bastante interessante em termos de soluções de acesso de última milha.

2.1 As Fibras Ópticas Poliméricas

As fibras ópticas de plástico são bastante flexíveis, de fácil instalação e são bastante tolerantes ao stress mecânico se comparadas com outros meios de transmissão como os cabos de cobre, os cabos coaxiais e até mesmo as fibras ópticas de sílica. A Figura 2.1 mostra um comparativo entre as dimensões das fibras ópticas de sílica (GOF – *Glass Optical Fibres*) e das fibras ópticas de plástico. Em amarelo, vê-se o núcleo das fibras ópticas e em verde sua casca junto com as respectivas dimensões em micrometros.

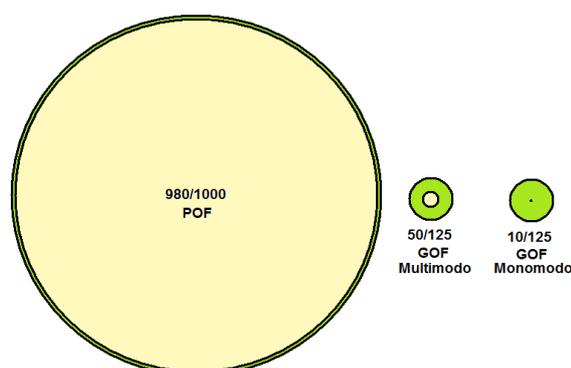


Figura 2.1: Comparação dimensional entre as fibras de plásticos e as fibras de sílica.

As fibras monomodo de sílica ainda dominam os meios de comunicação ópticos. A alta atenuação e dispersão associadas às fibras multimodo de plástico são um dos principais entraves ao pleno desenvolvimento da tecnologia. No entanto, esforços no estudo de técnicas de modulação mais robustas e avanços nas tecnologias de fabricação têm sido fundamentais para sua ascensão. Um exemplo claro dos esforços tecnológicos por detrás das POFs foi o desenvolvimento em 1996 de GI-POFs baseadas em um polímero fluoretado (PFBVE – *polyperfluoro-butenylvinylether*), mais conhecido pelo nome comercial de CYTOP (*Asahi Glass Co.*). Esta fibra apresenta uma atenuação muito menor do que as POFs padrão de PMMA (polimetilmetacrilato). Além disso, diversos materiais vêm sendo utilizados no cabeamento de POFs, entre eles os poliestirenos, o Kevlar e o Nylon.

Algumas das aplicações potencialmente favoráveis para as POFs incluem:

- Redes Locais Domésticas, já que as POFs são extremamente resistentes, de fácil e seguro manuseio. Os componentes de baixo custo e o fato de operar em comprimentos de onda da luz visível (mais seguro para o usuário final que efetivamente vê a luz em uma conexão) também são um atrativo.
- Interconexão de computadores e *Datacoms*.
- Redes de dados veiculares. Uma das grandes vantagens das POFs é o seu peso reduzido se comparado com os cabos elétricos tradicionais, o que é extremamente vantajoso principalmente para aviões e navios.
- Aplicações militares, graças ao seu desempenho estável em altas temperaturas, resistência às tensões, solventes e outros produtos químicos.

Entre as principais desvantagens das fibras de plástico, pode-se citar:

- Alta atenuação e fabricação em baixa escala (se comparadas com as fibras ópticas de sílica).
- Baixo número de sistemas e fornecedores.
- Alta dispersão modal nas fibras multimodo com índice degrau.

A

Tabela 2.1 mostra os principais acontecimentos na história das fibras ópticas de plástico desde o seu desenvolvimento em 1968 até a criação das primeiras POFs fluoretadas com índice gradual.

Tabela 2.1: Evolução das fibras de plástico.

ANO	DESENVOLVIMENTO
1968	Primeiro desenvolvimento da PMMA pela Dupont. Dez anos depois, a Dupont vende todos os produtos e patentes para a Mitsubishi Rayon.
1990	O professor Koike, da <i>Keio University</i> anuncia o desenvolvimento da GI-POF com banda de 3 GHz.km.
1992	Koike <i>et al.</i> anunciam transmissão de 2,5 Gbits/s em 100 m de POF usando laser emitindo em vermelho.
1992	O Professor Koike anuncia GI-POF com banda de mais de 19 GHz.km.
1993	Sasaki <i>et al.</i> Da <i>Keio University</i> anunciam amplificador óptico para POFs.
1994	DARPA anuncia prêmio para rede de alta velocidade utilizando POFs (HSPN).
1994	Transmissão de 2,5 Gbits/s em 100 m utilizando GI-POF é demonstrada com um laser de alta velocidade em 650 nm.
1995	<i>Keio Univerity</i> e <i>KAIST</i> desenvolvem fibra de polímero fluoretado.
1997	Yamazaki da NEC anuncia 400 Mbits/s em um link POF de 70 m para o IEEE 1394.
1997	A Asahi Glass anuncia GI-POF fluoretada com um terço de perdas das PMMA POFs convencionais.
1997	A DARPA financia a PAVNET numa continuação do HSPN tendo a Lucent Technologies no consorcio.
1997	Fujitsu anuncia a transmissão de 2,5 Gbits/s em 200 m de GI-POF.

Evolução das fibras de plástico.

1999	A <i>Lucent</i> anuncia transmissão de 11 Gbits/s em 100 m de fibra <i>Lucina</i> (GI PF POF).
2000	A Comissão Europeia começa o programa <i>Optomist</i> . Primeiro Centro de Aplicações de POFs estabelecido em Nuremberg com o aval do Governo da Bavaria.
2001	<i>Redfern Optics</i> e <i>Kaist</i> da Coreia anunciam desenvolvimento de cristais fotônicos utilizando POFs.
2002	Norma IEEE 1394B ratificada.
2004	Primeira PMMA GI-POF comercial anunciada na <i>POF 2004</i> .
2005	Primeira PF GI-POF comercial anunciada pela <i>Chromis Fiberoptics</i> nos EUA.

2.2 Light-emitting Diodes

A radiação emitida pelos LEDs (*Light-emitting Diodes*) compreende o espectro da luz visível e do infravermelho e é criada através de emissões espontâneas em uma junção p-n diretamente polarizada. A banda de condução do semicondutor é preenchida com elétrons da corrente de injeção e fótons são emitidos quando esses elétrons recombinam-se com lacunas da banda de valência.

Ao contrário dos LASERs (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*), os fótons emitidos por um LED possuem fases aleatórias e constituem uma fonte de luz incoerente. Além disso, a energia dos fótons emitidos é aproximadamente igual (e não muito maior) à energia da banda proibida do semicondutor, o que faz com que sua largura espectral seja muito maior que a dos LASERs.

As principais desvantagens dos LEDs são sua baixa potência e banda de modulação além do fato de que somente um pequeno percentual da luz emitida é acoplado na fibra óptica. No entanto, se comparados aos lasers, os LEDs possuem algumas vantagens, tais como:

- Fabricação mais simples.

- Menor custo.
- Menor sensibilidade à degradação.
- Operação é menos afetada por variações de temperatura.
- Necessita de circuitos elétricos mais simples graças às baixas correntes de operação e a menor dependência térmica.
 - Alta linearidade, o que é extremamente interessante para a transmissão de sinais analógicos.
 - Através da concepção de hetero-junções, a eficiência quântica dos LEDs pode ser aumentada.

Os LEDs podem ser caracterizados segundo seu tipo de estrutura em quatro tipos básicos: emissores de superfície, emissores de borda, LEDs planares e LEDs em cúpula. Os dois últimos tipos se restringem às aplicações como alarmes, controles remotos de eletrodomésticos e contadores industriais. Os LEDs de emissão de superfície e de borda, por outro lado, são mais utilizados nas comunicações de dados. A Figura 2.2 mostra o esquema de um LED cuja estrutura é similar à dos LEDs escolhidos para fazer a transmissão OFDM neste trabalho. Trata-se de um LED de emissão de superfície do tipo *Burrus-Dawson* com uma fibra multimodo acoplada à região de emissão. Esta estrutura aumenta consideravelmente a eficiência do acoplamento de luz na fibra.

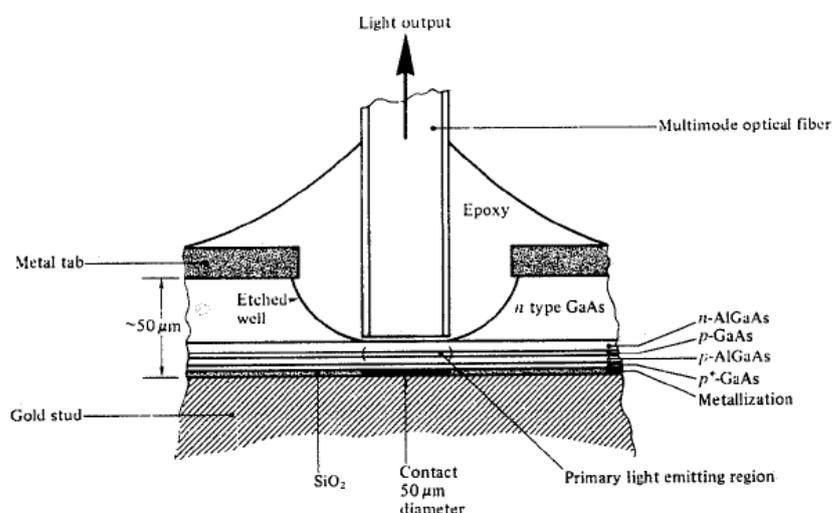


Figura 2.2: Estrutura de um LED de emissão de superfície do tipo *Burrus-Dawson* (retirado de [13]).

Para outros tipos de LEDs, a eficiência de acoplamento de luz na fibra óptica pode ser melhorada através do uso de lentes colimadoras. São diversas as soluções disponíveis no mercado, mas vale a pena destacar a fibra com extremidade esférica, a micro-lente em esfera e a lente integrada, mostradas na Figura 2.3 a, b e c respectivamente.

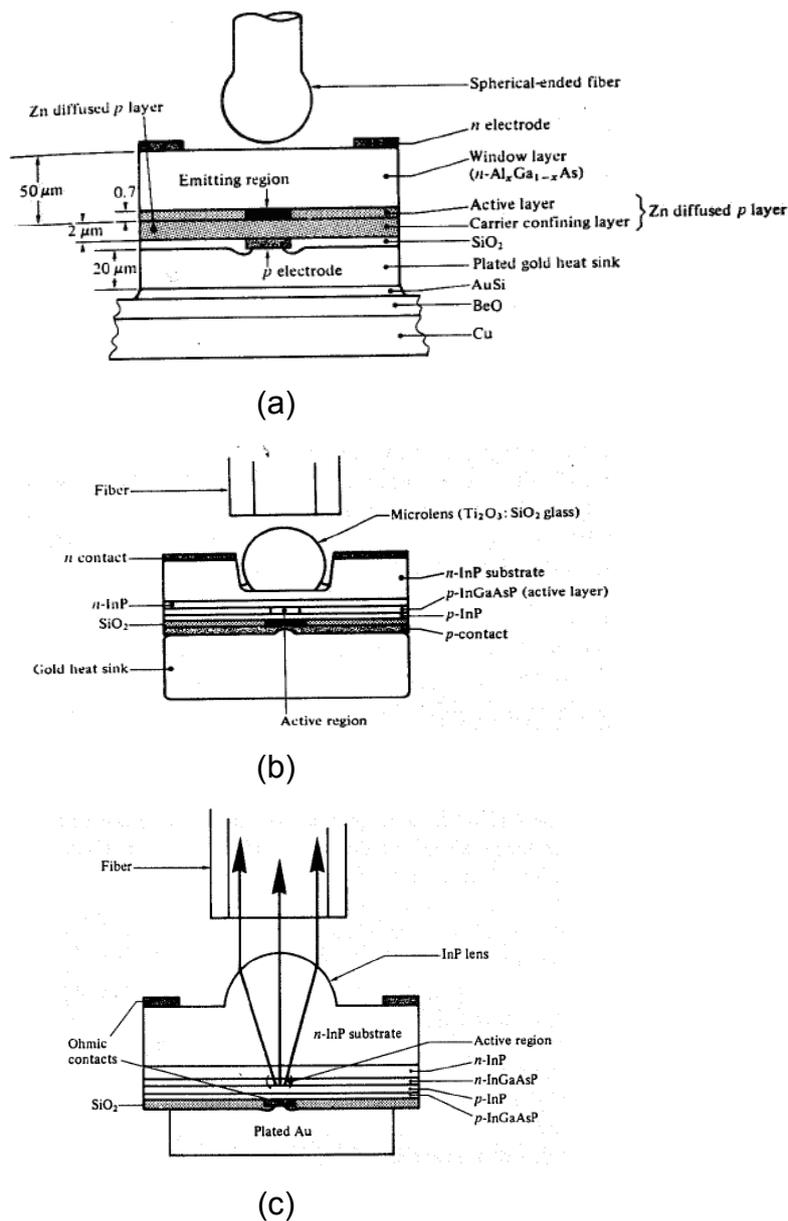


Figura 2.3: Alguns tipos de micro lentes. (a) Fibra com extremidade esférica. (b) Micro lente em esfera. (c) Lente integrada (Retirados de [13]).

Mais características dos LEDs utilizados no projeto serão apresentadas na seção 5.2.1.

2.3 Tipos de Modulação Óptica

Existem dois tipos básicos de modulação de fontes ópticas: a modulação direta e a modulação externa. Na modulação direta, o sinal modulante atua na variação da intensidade da luz emitida pela fonte (Figura 2.4a). Na modulação OOK (*On-Off Keying*) convencional, por exemplo, o transmissor emite luz a cada emissão de um pulso equivalente ao binário "1" e se apaga a cada emissão de um "0" (na verdade, ele não é desligado mas sim colocado à um valor de menor tensão).



Figura 2.4: Esquemas de modulação de fontes ópticas. (a) Modulação direta. (b) Modulação externa.

Já na modulação externa, a intensidade da luz emitida pela fonte permanece constante. Um modulador externo será capaz de mudar parâmetros dessa radiação (fase, frequência, amplitude, polarização e direção de propagação) através de mecanismos elétricos, acústicos ou magnéticos de forma a criar um sinal modulado (Figura 2.4b). Exemplos típicos de moduladores externos são os moduladores de eletro-absorção e os moduladores eletro-ópticos do tipo Mach-Zender.

As grandes vantagens da modulação direta são seu baixo custo, simplicidade e equipamentos de dimensões reduzidas. No entanto, no caso das fontes laser, a modulação direta pode causar variações de fase e frequência da fonte que geralmente acompanham a modulação em amplitude por causa de variações do índice de refração do semicondutor. Este fenômeno é chamado de *chirp* e pode degradar a transmissão.

No entanto, os efeitos nocivos da modulação direta só serão percebidos para altas taxas de transmissão, onde a vulnerabilidade às dispersões será maior por conta dos menores intervalos de tempo reservados para cada bit.

Neste trabalho, procurou-se obter vantagem da simplicidade e baixo custo da modulação direta em LEDs uma vez que as taxas de transmissão alcançadas nos experimentos foram limitadas pelas baixas bandas passantes dos componentes utilizados.

3. CARACTERÍSTICAS DE PROPAGAÇÃO DO SISTEMA

Os fenômenos básicos da propagação de um campo eletromagnético nas fibras poliméricas multimodo que têm LEDs como transmissores são a dispersão (alargamento temporal da impulsão), a atenuação, o acoplamento modal e a filtragem espectral. Entre os vários tipos existentes de dispersão, a mais significativa neste sistema será a dispersão modal.

Como outros tipos de dispersão, a dispersão modal se acumula à medida que o sinal se propaga pela fibra e pode levar à interferência intersimbólica (ISI – *Intersymbolic Interference*) caso o alargamento de uma impulsão que representa um símbolo seja suficientemente significativo para interferir com o símbolo consecutivo.

Fenômenos como os efeitos não-lineares na fibra óptica e a dispersão de modo de polarização serão menos percebidos, ao contrário do que acontece em enlaces com fibras de sílica.

3.1 *Dispersão Modal e Acoplamento Modal*

A dispersão modal ou de múltiplos trajetos pode ser entendida ao se observar o mecanismo básico de propagação em fibras índice degrau utilizando-se o modelo de raios. Este modelo representa o limite no qual o comprimento de onda do pulso propagante é muito menor que as dimensões da fibra, o que acontece com as fibras de plástico multimodo, cujo núcleo é relativamente grande, como visto anteriormente.

Segundo o modelo de raios, o campo eletromagnético local pode ser aproximado por uma onda plana cuja trajetória é normal aos planos equifásicos da mesma. A refração na fibra será governada pela lei de Snell-Descartes e, desde que a casca tenha um índice de refração menor que o núcleo da fibra, a reflexão interna total será possível. Diferentes raios podem obedecer à lei de propagação de forma que diferentes caminhos podem ser percorridos dentro

da fibra. A diferença entre os tempos de chegada de todos os raios causa um alargamento temporal da impulsão transmitida, o que é conhecido como dispersão. A Figura 3.1 mostra um esquema da propagação segundo o modelo de raios.

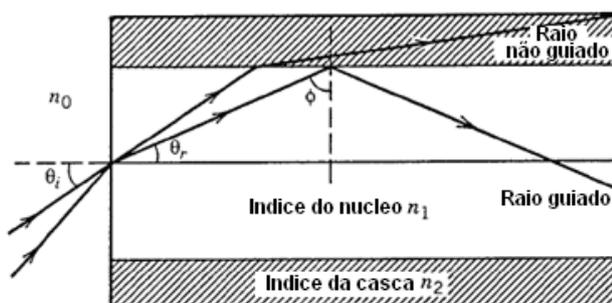


Figura 3.1: Modelo de raios da propagação.

A dispersão modal em uma fibra óptica com índice degrau será tão grande quanto maior for o número de modos propagantes na mesma. O número de modos propagantes está relacionado, por sua vez, com a abertura numérica da fibra óptica de acordo com:

$$m = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi a NA}{\lambda} \right)^2 = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2} \left(\frac{\pi a}{\lambda} \right)^2$$

Onde a representa o raio do núcleo da fibra, NA (*Numerical Aperture*) sua abertura numérica e λ o comprimento de onda propagante. Para uma SI-POF padrão de $NA= 0.47$, raio do núcleo de $980 \mu\text{m}$ com um pulso a 520 nm , o número de modos é extremamente grande: $m \approx 3871800$.

Pode-se estimar o alargamento temporal de um pulso considerando simplesmente o caminho mais longo e o caminho mais curto realizados pelos inúmeros modos propagantes. O caminho mais curto ocorre quando $\theta_i=0$ e equivale a um raio que se propaga pelo centro da fibra (ou seja, a distância de propagação será igual ao comprimento da fibra).

O caminho mais longo ocorre para um ângulo de incidência θ_i dado de acordo com a lei de *Snell-Descartes* por:

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \cos \phi_c = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

e equivale a uma distância de $L/\sin(\theta_c)$, sendo L o comprimento da fibra e θ_c o ângulo crítico de refração. Ao se considerar que a velocidade de propagação dentro da fibra é $v=c/n_1$, então o atraso máximo entre os modos pode ser calculado:

$$\tau_{MAX}^{MODAL} = \frac{n_1}{c} \left(\frac{L}{\sin \phi_c} - L \right) = \frac{L}{c} \frac{n_1^2}{n_2} \Delta,$$

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

Este atraso pode ser relacionado com a taxa de transmissão B do sistema. Embora a relação entre os dois parâmetros dependa de muitos detalhes, é intuitiva a afirmação de que τ_{MAX}^{MODAL} deve ser menor que o tempo alocado para cada bit $T_{bit}=1/B$ em uma transmissão NRZ (*Non-Return to Zero*). A análise da dispersão modal se torna ainda mais complexa ao se considerar os raios não-meridionais, ou seja, os raios que se propagam em ângulos oblíquos ao eixo da fibra. No entanto, caso esses raios sejam desconsiderados, o atraso máximo pode ser reescrito como:

$$\tau_{MAX}^{MODAL} = \frac{(NA)^2 L}{2n_1 c}$$

A fibra óptica utilizada neste trabalho foi a ESKA Extra (PMMA - SI, 980/1000, 1.492/1.417, NA=0.47) da *Mitsubishi Rayon*. Para esta fibra, considerando-se um enlace de 100 m, o atraso teórico máximo entre os modos será de 24,68 ns.

Considerando-se a grande quantidade de modos que trafega nas SI-POFs, característica de sua alta abertura numérica, a dispersão modal será um fator que contribuirá para a degradação da taxa de transmissão do sistema.

No entanto, à medida que esses modos se propagam, eles se rearranjam energeticamente até chegar a um regime de equilíbrio conhecido como EMD (*Equilibrium Mode Distribution*), depois de um comprimento

específico de fibra óptica. O comprimento de EMD (L_C) é o comprimento da fibra para o qual a distribuição relativa de potência entre os inúmeros modos propagantes se torna estatisticamente constante. Quando o comprimento da fibra é maior que L_C , a dispersão continua a aumentar por causa do desvio padrão das velocidades de grupo dos modos. No entanto, ao invés de crescer proporcionalmente ao comprimento da fibra, a dispersão aumentará com a raiz quadrada da distância do enlace, como mostra o gráfico da Figura 3.2.

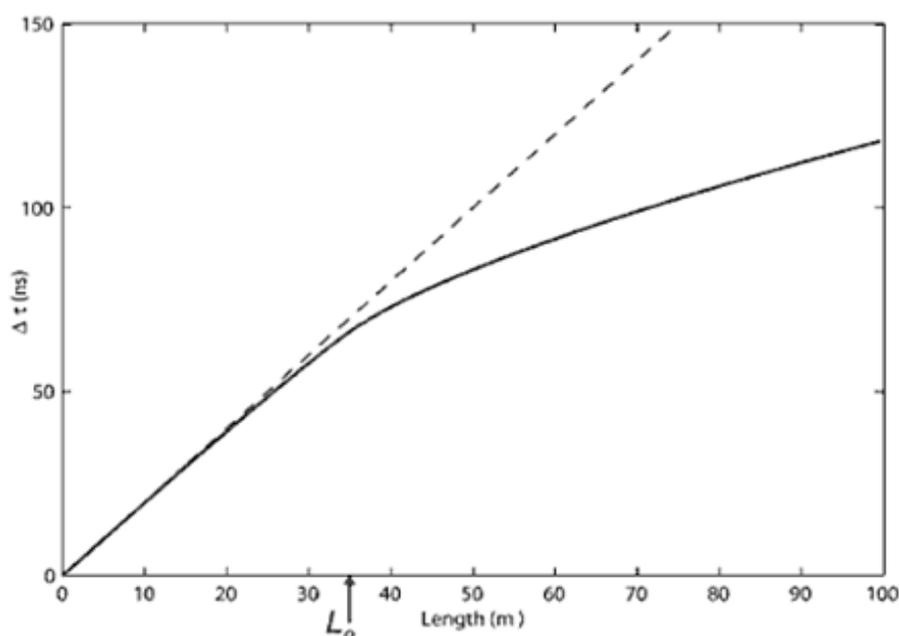


Figura 3.2: Alargamento do pulso em função do comprimento de uma fibra óptica multimodo devido à dispersão modal. A dependência que é inicialmente linear começa a variar com a raiz quadrada da distância a partir do EMD.

O alargamento do pulso em uma fibra multimodo índice degrau em EMD é dado por:

$$\tau_{MAX}^{MODAL} = \frac{(NA)^2 \sqrt{L_C L}}{2n_1 c}$$

Utilizando-se o comprimento de EMD dado em [24] ($L_C = 36$ m), o atraso em 100 m da fibra utilizada no projeto será de 20,63 ns (contando-se os 36 m iniciais ainda fora do EMD).

Para reduzir o comprimento de EMD e aumentar a banda passante das fibras de plástico multimodo, equipamentos como os *Mode Scramblers* (Figura

3.3) podem ser utilizados. O *mode scrambler* ajuda a diminuir o valor do atraso relativo entre os modos propagantes na fibra pois permite que a redistribuição de energia entre os modos seja feita antes de L_C .



Figura 3.3: Mode Scrambler para POFs.

Com a utilização de um *Mode Scrambler* posicionado no início da fibra, o alargamento causado pela dispersão modal seria reduzido para 14,81 ns. No entanto, é sabido que o *Mode Scrambler* também gera forte atenuação no sinal, o que limita os comprimentos dos enlaces possíveis para a transmissão.

A

ilustra as diferenças de alargamento do pulso em 100 m de fibra PMMA para os três casos apresentados.

Tabela 3.1: Alargamento temporal da impulsão causado pela dispersão modal em um enlace de 100 m de ESKA Extra padrão.

Configuração	τ_{MAX}^{MODAL} (ns)
Sem considerar acoplamento modal	24,68
Com acoplamento modal	20,63
Com <i>Mode Scrambler</i> no início da fibra	14,81

Fazer uso, portanto, do *Mode Scrambler* no enlaces com fibras ópticas de plástico é uma questão de compromisso entre o aumento da banda elétrica disponível do enlace e a diminuição das distâncias máximas permitidas para o mesmo.

Uma solução alternativa para diminuir os efeitos da dispersão modal é o uso de fibras com perfil de índice de refração do tipo gradual (GI – *Graded Index*), como a que é mostrada na Figura 3.4.

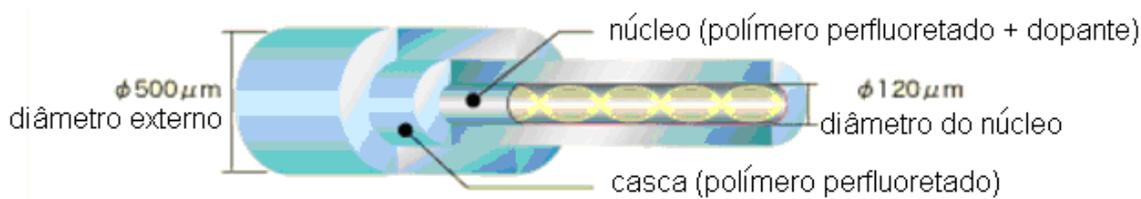


Figura 3.4: Exemplo de fibra óptica com índice de refração gradual.

Nas fibras ópticas GI, a quantidade $\frac{\tau_{MAX}^{MODAL}}{L}$ varia consideravelmente com o perfil de variação do índice de refração do seu núcleo. A Figura 2.1 mostra a variação do alargamento temporal da impulsão em uma fibra óptica com perfil GI em função do parâmetro α de variação do índice de refração, considerando-se $n_1=1,5$ e $\Delta=0,01$, sendo n_1 o valor máximo do índice de refração no núcleo da fibra. Para a fibra CYTOP da Lucina, por exemplo, $n_1 = 1.353$.

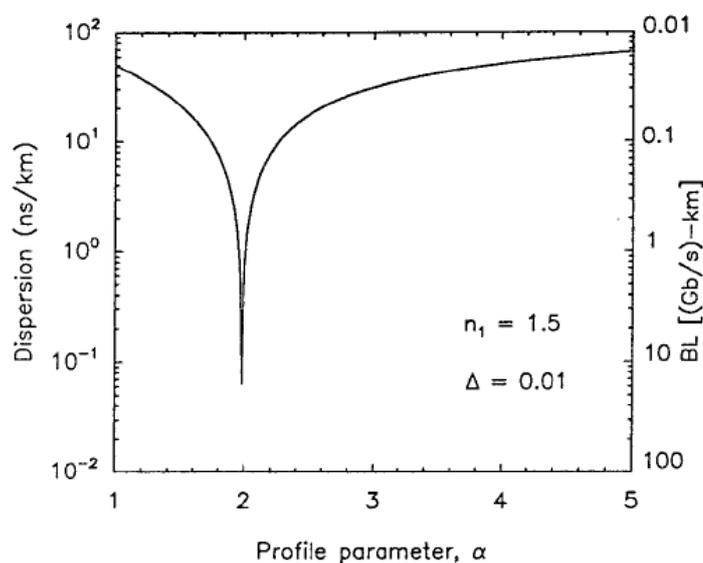


Figura 3.5: Variação do alargamento do pulso devido à dispersão modal com o parâmetro de variação α do índice de refração do núcleo da fibra. A escala à direita corresponde ao produto B.L. (Retirado de [7]).

Pode-se demonstrar que o valor mínimo de dispersão para fibras ópticas GI ocorre para $\alpha=2(1-\Delta)$ e corresponde a:

$$\tau_{MIN}^{MODAL} = \frac{n_1 \Delta^2 L}{8c}$$

Apesar de reduzir consideravelmente os efeitos da dispersão modal, as GI-POFs têm atualmente um custo mais elevado que as SI-POFs e por isso estarão fora do escopo de redução de custos deste projeto.

3.2 Modelo Ondulatório de Propagação

Partindo do modelo de raios para o modelo ondulatório de propagação do campo eletromagnético em fibras ópticas, chega-se à equação de Shrödinger, também chamada de equação de propagação:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{3} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} - \frac{\xi A}{2} + j\gamma |A|^2 A$$

Esta equação é encontrada a partir da solução das equações de Maxwell em um meio cilíndrico confinado. Ela descreve a variação da forma do envelope da impulsão que contém a informação à medida que ele se propaga na fibra, em função da dispersão cromática ou GVD (*Group Velocity Dispersion*), da atenuação e dos efeitos não lineares na fibra óptica em um sistema monomodal.

O termo $-\beta_1 \partial A / \partial t$ caracteriza a velocidade do envelope contendo a informação (ou velocidade de grupo). Os efeitos da dispersão cromática são regidos pelos termos $-(j\beta_2 / 2) \partial^2 A / \partial t^2$ e $-(\beta_3 / 3) \partial^3 A / \partial t^3$, sendo o último correspondente à dispersão cromática de terceira ordem (TOD – *Third Order Dispersion*).

A dispersão cromática de terceira ordem deve ser considerada em um sistema monocanal quando se transmite impulsões ultracurtas ou quando se trabalha perto do comprimento de onda de dispersão cromática nula ($\beta_2=0$) ou ainda no caso de um sistema multicanal (WDM – *Wavelength Division Multiplex*) quando se deseja que todos os canais estejam sujeitos a coeficientes de dispersão aproximadamente iguais.

Por conta das baixas velocidades de transmissão conseguidas neste projeto e por se tratar de uma simples transmissão em um único comprimento de onda, os efeitos da TOD foram desprezados.

O termo $-\xi A/2$ caracteriza a atenuação na fibra e o termo $j\gamma|A|^2|A$ os fenômenos não lineares na fibra. Os efeitos da dispersão cromática, atenuação e fenômenos não-lineares na fibra óptica serão vistos nas próximas sessões deste capítulo. Além disso, a dispersão de modo de polarização será brevemente apresentada.

3.3 *Dispersão Cromática*

A dispersão cromática caracteriza a dependência da velocidade de propagação de uma impulsão com a frequência da onda eletromagnética propagante. Assim com a dispersão modal, é responsável pelo alargamento temporal da impulsão, mas ocorrerá mesmo nas fibras monomodo.

A GVD é resultante da soma de dois efeitos: a dispersão material (D_M) e a dispersão de guia de onda (D_W):

$$GVD = D_M + D_W$$

A dispersão material resulta da variação do índice de refração do guia de onda em função da frequência da fonte óptica por conta das características do material que constitui a fibra enquanto que a dispersão de guia de onda se produz quando a velocidade de propagação de uma onda depende de sua frequência mas por razões de geometria da fibra.

Sabendo-se que uma fonte óptica não é perfeitamente monocromática, cada uma de suas componentes espectrais se propagará com uma velocidade diferente na fibra e, conseqüentemente, chegará ao fim do enlace depois de um intervalo de tempo que dependerá do seu comprimento de onda. A diferença entre os tempos de chegada de cada componente espectral causará o alargamento do envelope no domínio do tempo como mostra a Figura 3.6a. No entanto, esse alargamento causado pela dispersão cromática não refletirá em um alargamento também do espectro do pulso transmitido (Figura 3.6b).

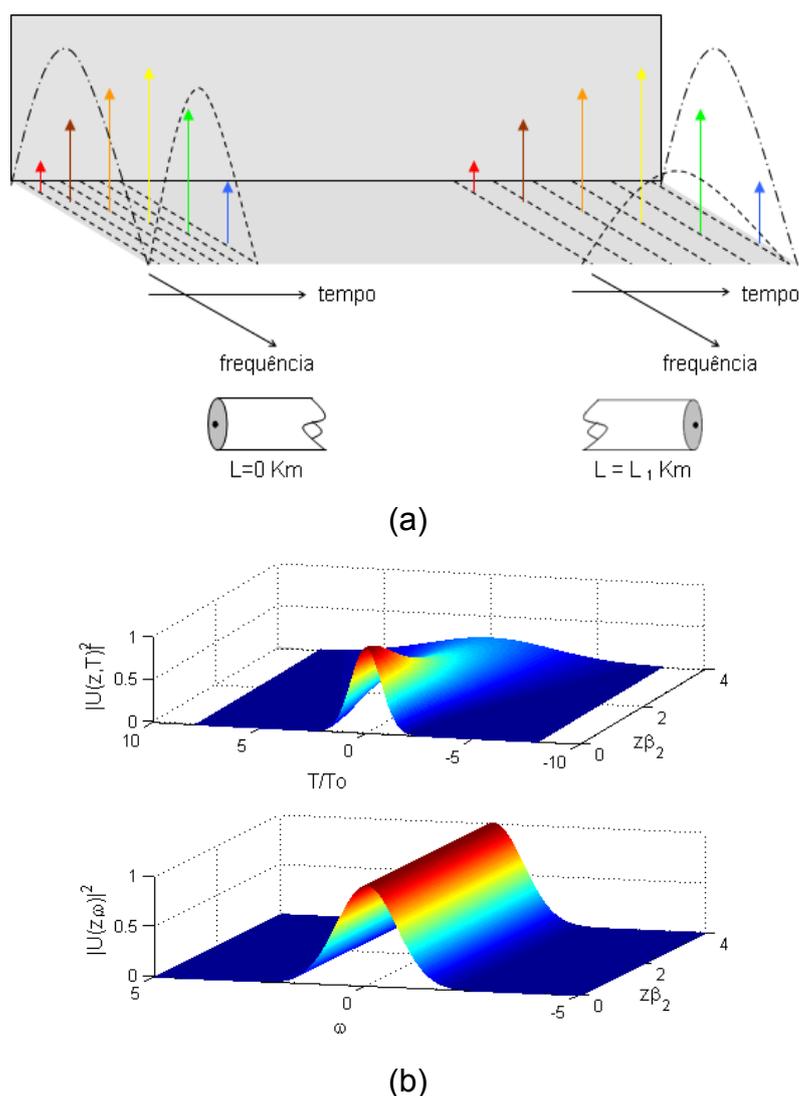


Figura 3.6: (a) Alargamento temporal causado pelas diferentes velocidades de propagação das componentes espectrais de uma impulsão. (b) Comparativo entre os domínios do tempo e da frequência de um pulso que sofre dispersão.

Naturalmente, a GVD será tão mais degradante quanto maior for a largura espectral das fontes utilizadas na transmissão. A grande largura espectral dos LEDs utilizados neste trabalho faz com que os efeitos da GVD sejam muito maiores do que caso fosse utilizada uma fonte mais coerente como um laser, por exemplo (Figura 3.7).

No entanto, os LEDs se mostraram uma alternativa interessante não somente por emitirem nos comprimentos de onda correspondentes às janelas de transmissão da fibra utilizada, mas também por representarem uma opção de baixo custo e fácil concepção em termos de circuitos eletrônicos.

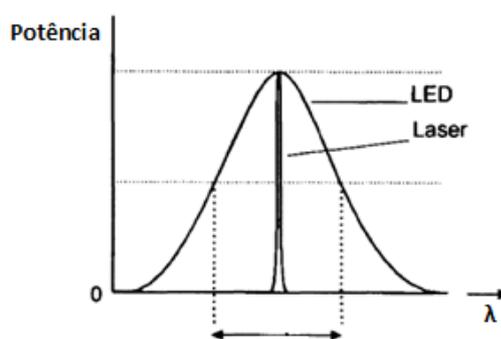


Figura 3.7: Comparativo entre as larguras espectrais de um Laser e de um LED.

A partir do desenvolvimento da solução da equação de Shrödinger, chega-se às curvas de variação da dispersão cromática com o comprimento de onda, como pode ser visto na Figura 3.8.

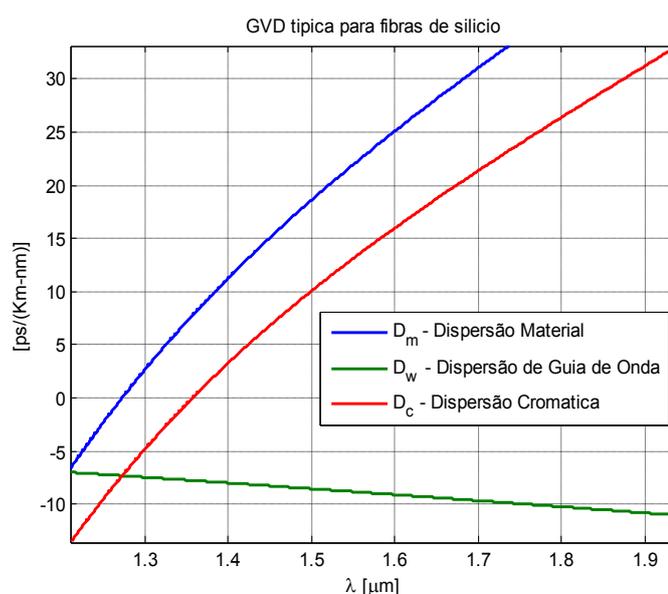


Figura 3.8: Variação das dispersões material, de guia de onda e cromática com o comprimento de onda da fonte, a partir da equação de propagação.

O gráfico da Figura 3.8 mostra que a dispersão de guia de onda é bem menos nociva que a dispersão material e que o coeficiente de dispersão pode assumir tanto valores positivos quanto negativos.

No regime normal de dispersão, o coeficiente de dispersão é positivo ($\beta_2 > 0$) e as componentes espectrais de alta frequência ("comprimentos de onda próximos do azul") da impulsão viajarão mais lentamente que as componentes de baixa frequência ("comprimentos de onda próximos do vermelho").

Por outro lado, no regime anômalo de dispersão, o coeficiente de dispersão será negativo ($\beta_2 < 0$) e as componentes de alta frequência se propagarão mais rápido que as componentes de baixa frequência. A variação da frequência instantânea vista na Figura 3.9 é chamada de *chirp*. Diz-se que o *chirp* é positivo em regime normal de propagação e negativo em regime anômalo.

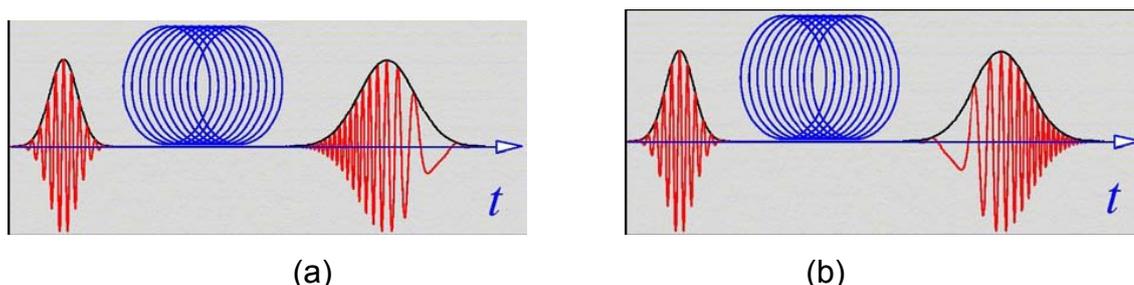


Figura 3.9: *Chirp* e envelope de propagação. (a) $\beta_2 > 0$. (b) $\beta_2 < 0$.

O regime anômalo de dispersão é de particular interesse para a compensação dos efeitos não-lineares. Graças a um equilíbrio entre esses dois fenômenos, torna-se possível a propagação de pulsos por longas distâncias sem que estes sejam deformados, caracterizando o chamado regime solitônico.

O atraso gerado pela GVD pode ser calculado se considerarmos a influência da dispersão material muito maior que a da dispersão de guia de onda:

$$\tau_{M\acute{A}X}^{MATERIAL} = D_{MATERIAL}(\lambda)\Delta\lambda L$$

$$D_{MATERIAL} = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2}$$

A variável $D_{MATERIAL}$ representa o coeficiente de dispersão material da fibra e geralmente é dado em ps/(km.nm), enquanto que $\Delta\lambda$ representa a largura espectral da fonte. A Figura 3.10 mostra as curvas comparativas do coeficiente de dispersão material para diferentes fibras.

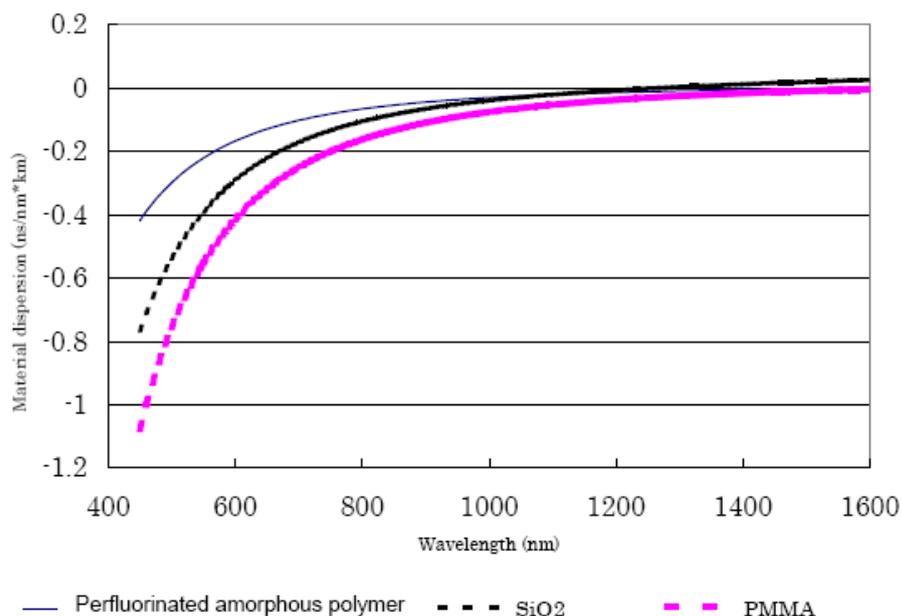


Figura 3.10: Variação do coeficiente de dispersão material para três tipos de fibra. Retirado de [20].

A

Tabela 2.1 mostra o atraso teórico máximo devido à dispersão material utilizando os LEDs do experimento para enlaces de 20 e 100 m e os coeficientes de dispersão para fibras ópticas de PMMA mostrados na Figura 3.10.

Tabela 3.2: Dispersão material teórica para diferentes tipos de LED em 20 e 100 m de fibra óptica de plástico.

λ_C (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	D_{MATERIAL} (ns/(km.nm))	$T_{\text{MAX}}^{\text{MATERIAL}}$ em 20 m (ns)	$T_{\text{MAX}}^{\text{MATERIAL}}$ em 100 m (ns)
456,1	18,3	0,97	0,35	1,77
519,2	20,5	0,65	0,26	1,33
651,8	15,4	0,30	0,09	0,46

3.4 *Dispersão de Modos de Polarização e Dispersão Total*

Além das dispersões modal e cromática, o sistema apresentado neste projeto também estará sujeito à influência da dispersão de modo de polarização.

Para cada um dos modos que se propagam em uma fibra, existe um modo ortogonal recíproco também propagante. Em uma fibra perfeita, a forma como um modo e seu par ortogonal é vista é exatamente a mesma, ou seja, os dois modos possuem a mesma velocidade de grupo e de fase. No entanto, as fibras reais geralmente apresentam certa birrefringência causada por imperfeições da geometria do núcleo geradas durante o processo de fabricação e também por variações de temperatura ou constrictões nos cabos.

Como consequência desta birrefringência, os tempos de chegada de um modo e de seu recíproco ortogonal serão diferentes, o que causará a chamada dispersão de modo de polarização (PMD – *Polarization Mode Dispersion*). A PMD é um fenômeno estatístico que segue uma distribuição de probabilidades do tipo Maxwelliana e seus efeitos serão tão fortes quanto mais equilibrada for a distribuição de energia entre um modo e seu recíproco ortogonal.

Sabe-se que o OFDM permite uma resistência à PMD de três a quatro vezes maior que outros formatos contemporâneos de modulação em sistemas de longa distância a fibras de sílica [15]. A extensão destes resultados aos sistemas SI-POF, no entanto, deve levar em conta também as possíveis interações entre a dispersão modal (mais significativa que a cromática) e a dispersão de modo de polarização.

Além disso, como as taxas de transmissão obtidas neste trabalho são de algumas dezenas de Mbits/s, os efeitos da PMD não foram estudados.

Portanto, considerando-se inicialmente somente os efeitos das dispersões modal e material, pode-se chegar a um valor máximo para o atraso no sistema deste trabalho:

$$\tau_{M\ddot{A}X} = \sqrt{\left(\tau_{M\ddot{A}X}^{MODAL}\right)^2 + \left(\tau_{M\ddot{A}X}^{MATERIAL}\right)^2}$$

A Tabela 3.3 mostra os atrasos máximos no sistema após 100 m para o sistema utilizado, desconsiderando-se o acoplamento modal.

Tabela 3.3: Valores de dispersão desconsiderando-se o acoplamento modal.

λ_C (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	T_{MAX}^{MODAL} em 100 m (ns)	$T_{MAX}^{MATERIAL}$ em 100 m (ns)	T_{MAX}^{TOTAL} em 100 m (ns)
456,1	18,3	24,68	1,77	24,74
519,2	20,5	24,68	1,33	24,72
651,8	15,4	24,68	0,46	24,68

Ao considerarem-se os efeitos do acoplamento modal, chega-se a uma dispersão total menor, como pode ser visto na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Valores de dispersão considerando-se os efeitos do acoplamento modal.

λ_C (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	T_{MAX}^{MODAL} em 100 m (ns)	$T_{MAX}^{MATERIAL}$ em 100 m (ns)	T_{MAX}^{TOTAL} em 100 m (ns)
456,1	18,3	20,63	1,77	20,70
519,2	20,5	20,63	1,33	20,67
651,8	15,4	20,63	0,46	20,63

O uso de um *Mode Scrambler* no início da fibra levaria os valores de dispersão à:

Tabela 3.5: Valores de dispersão com o uso de um *Mode Scrambler* no início do enlace.

λ_C (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	T_{MAX}^{MODAL} em 100 m (ns)	$T_{MAX}^{MATERIAL}$ em 100 m (ns)	T_{MAX}^{TOTAL} em 100 m (ns)
456,1	18,3	14,81	1,77	14,91
519,2	20,5	14,81	1,33	14,87
651,8	15,4	14,81	0,46	14,82

Apesar de ter pouca influência no valor total da dispersão, a dispersão material interagirá fortemente com o fenômeno de filtragem espectral [6], e influenciará a transmissão. No entanto, conforme será visto da seção 5.2.3, a banda elétrica dos dispositivos utilizados (principalmente com o LED vermelho, que sofre uma grande atenuação efetiva) é tão limitada que os efeitos da dispersão praticamente não serão percebidos. Será visto também que o intervalo de guarda utilizado nas transmissões será mais que suficiente para evitar uma possível interferência intersimbólica.

Por conta disso, optou-se por utilizar um sistema sem *Mode Scrambler*, já que o mesmo implicaria também em grande atenuação do sinal, o que seria crítico considerando-se o comprimento do enlace e o fato de que não há nenhum tipo de amplificação no sistema.

3.5 Atenuação

A atenuação causa a diminuição da energia da impulsão com a distância de propagação e é caracterizada pelo termo " $-\xi A/2$ " da equação de Shrödinger. A perda de energia de um sinal nas fibras ópticas é resultante da absorção e do espalhamento da luz. A absorção é causada por impurezas como metais e moléculas de água enquanto que o espalhamento pode ser causado por impurezas, defeitos na fibra e mudanças de interfaces. Cada um destes mecanismos varia com o comprimento de onda da luz propagante na fibra.

Embora os valores de atenuação para as fibras padrão de plástico sejam notadamente maiores que aqueles das fibras de sílica, grandes esforços têm sido realizados para reduzi-los. Além disso, as janelas de atenuação garantem valores de atenuação pequenos o suficiente para a utilização das fibras de plástico em enlaces de curta distância.

A Figura 3.11 mostra a curva típica de atenuação de uma fibra óptica plástica de PMMA-SI padrão feito a partir de valores tabelados em [5]:

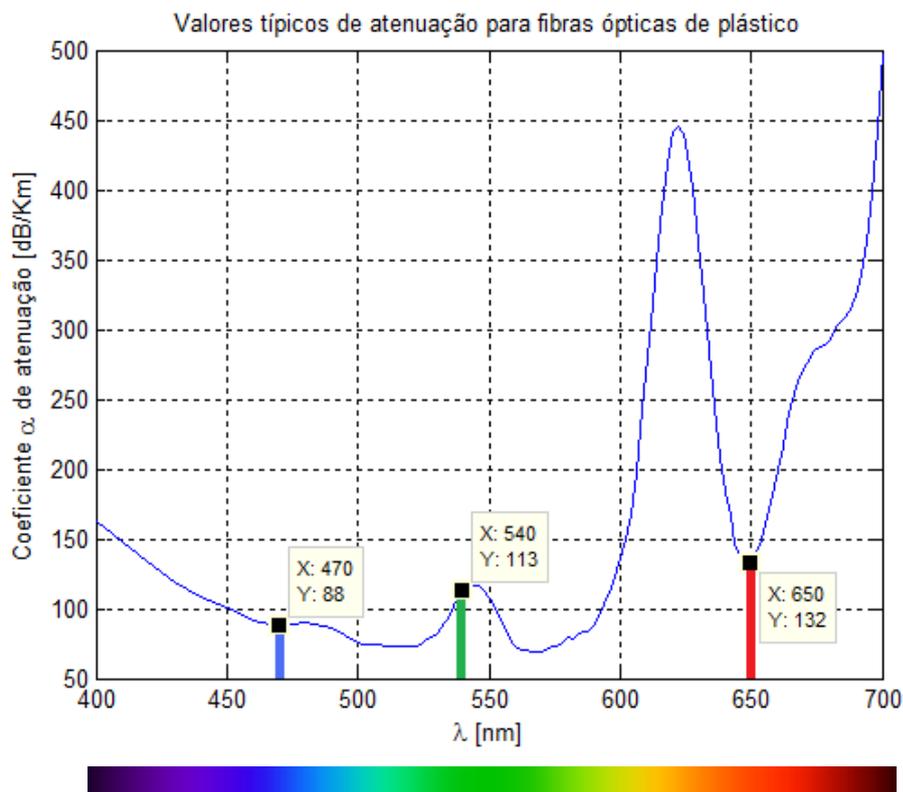


Figura 3.11: Curva de atenuação de fibra óptica padrão SI-PMMA.

Podem-se identificar quatro janelas de transmissão: em torno de 470, 530, 570 e 650 nm. Embora haja uma janela de transmissão no comprimento de luz visível próximo do vermelho (650 nm), os valores absolutos de atenuação próximos do azul (470 nm) são ainda menores. Além do azul, a região do espectro de luz visível próximo do verde (540 nm) também possui valores relativamente baixos de atenuação.

Fibras mais recentes fabricadas a partir de polímeros fluoretados possuem menor atenuação e englobam um maior espectro, que se estende até aproximadamente 1300 nm, como pode ser visto na Figura 3.12.

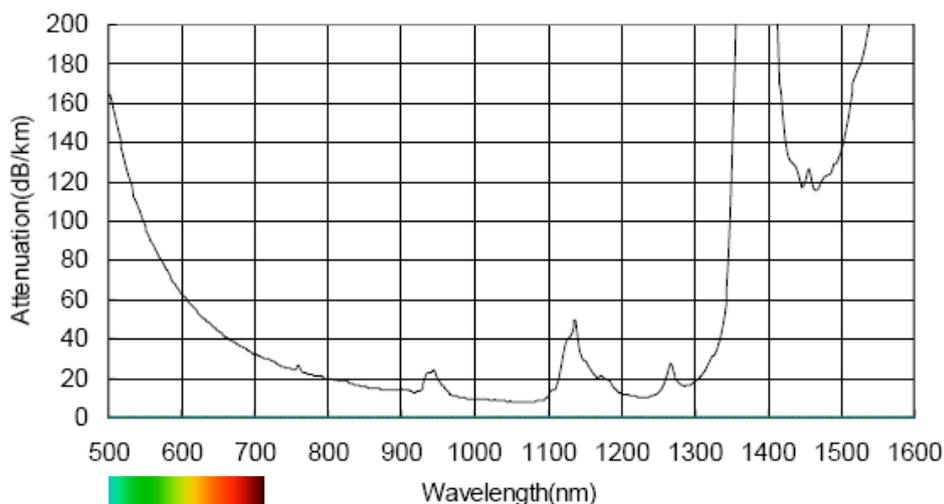


Figura 3.12: Curva de atenuação de fibra fluoretada.

No projeto, optou-se pela fibra polimérica padrão no lugar da fluoretada, novamente, por questões financeiras.

3.6 Filtragem Espectral

O largo espectro dos LEDs utilizados faz com que suas diversas componentes espectrais sejam atingidas de maneiras distintas pela atenuação da fibra óptica já cada uma dessas componentes estará submetida a um coeficiente de atenuação diferente. Em outras palavras, a atenuação efetiva nas fibras de plástico é dependente não somente da curva de atenuação da fibra, mas também da largura do espectro da fonte emissora.

Este fenômeno é conhecido como filtragem espectral e causa a deformação e deslocamento do espectro inicial do emissor em função dos valores do coeficiente de atenuação e do *slope* da curva de atenuação, como mostra a Figura 3.13. Somente as componentes do espectro que sofrem uma menor atenuação efetiva “sobreviverão” ao longo de enlaces de grandes comprimentos.

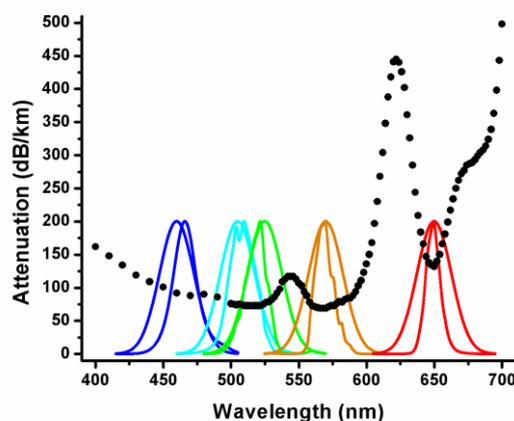


Figura 3.13: Exemplo da mudança do espectro de diferentes LEDs por conta da sua larga faixa espectral e da atenuação da fibra. Retirado de [6].

Em [6] mostra-se que uma filtragem espectral significativa é esperada para 650 nm nas fibras de PMMA padrão apesar desta apresentar praticamente o mesmo coeficiente de atenuação que para 520 nm. A Figura 3.14 mostra os coeficientes de atenuação efetiva levando em conta a filtragem espectral.

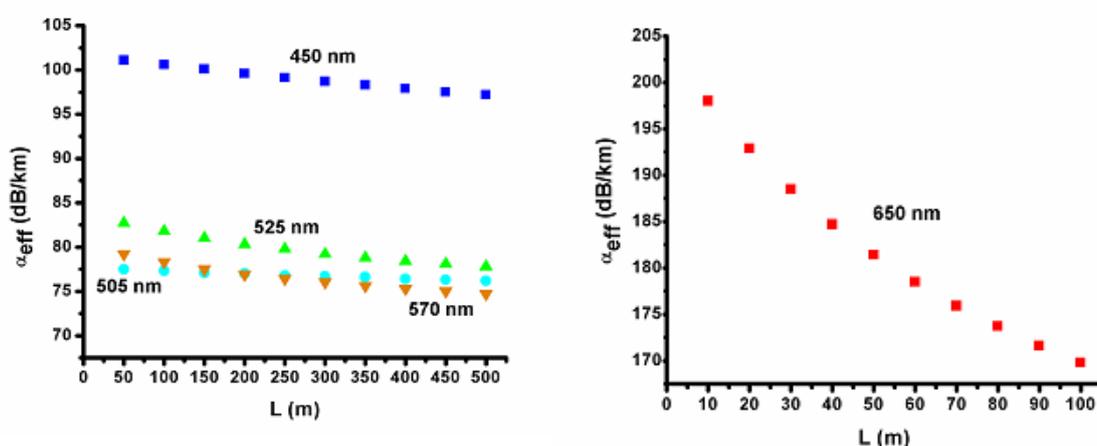


Figura 3.14: Coeficientes de atenuação efetiva. (a) Para até 500 m com LEDs a 450, 525, 505 e 570 nm. (b) Para até 100 m com LED a 650 nm. Retirado de [6].

No capítulo 6 veremos que as transmissões utilizando os LEDs que emitem em vermelho serão muito mais perturbadas que aquelas com LEDs emitindo em azul ou verde, o que nos dá um indício da filtragem espectral sofrida por aquele.

3.7 Efeitos não-lineares

O último termo da equação de propagação ($+j\gamma|A|^2A$) corresponde aos efeitos não lineares na fibra óptica. Este fenômeno pode causar deformações auto-induzidas da impulsão (SPM – *Self Phase Modulation*), deformações em outros comprimentos de onda (XPM – *Cross Phase Modulation*) e até mesmo a geração de canais indesejáveis (FWM - *Four-Wave Mixing*) no sistema.

Os efeitos não lineares nas fibras ópticas variam diretamente com a potência do sinal ($|A|^2$) e inversamente com a área efetiva da fibra (parâmetro γ). Por isso, como as fibras ópticas de plástico apresentam um núcleo cuja área efetiva é relativamente grande e como as potências envolvidas são pequenas e não há nenhum tipo de amplificação no sistema, os efeitos não-lineares na fibra não serão um problema e por isso não serão tratados neste projeto.

Vale à pena lembrar, no entanto, que além dos efeitos não-lineares da fibra óptica, o sistema de transmissão óptica estará sujeito também a não-linearidades dos componentes, tais como amplificadores e os próprios LEDs e fotodiodos. A linearidade dos componentes do experimento será estudada em mais detalhes na seção 5.2.1.

4. OFDM – ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

A demanda por taxas de transmissão cada vez maiores é uma realidade atualmente. No entanto, à medida que as taxas de transmissão aumentam, as durações dos símbolos diminuem e os sistemas monoportadoras ficam cada vez mais vulneráveis às interferências intersimbólicas causadas pelo desvanecimento dispersivo dos canais. A crescente complexidade dos esquemas de equalização em tais sistemas fez com que outras técnicas de transmissão ganhassem notoriedade, entre elas, o OFDM.

O OFDM divide a banda disponível em uma série de subportadoras¹ de forma que a resposta em frequência de cada uma seja praticamente plana. Em outras palavras, pode-se dizer que cada subportadora sofrerá de forma menos abrupta com a resposta do meio de transmissão, como mostra a Figura 4.1.

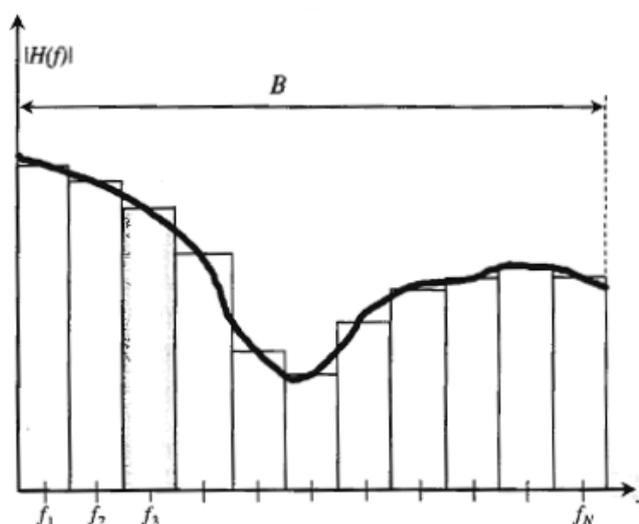


Figura 4.1: Divisão da banda disponível do sistema em um conjunto de subportadoras que sofrerão de forma menos abrupta com a resposta do sistema.

Assim, a duração dos símbolos em cada uma das vias é muito maior que aquela de um sistema monoportadora.

¹ Alguns autores referem-se às subportadoras como subcanais ou tons. Para que não haja confusão entre o OFDM apresentado e o OFDM multibanda, utilizaremos o termo "subportadoras".

Portanto, o OFDM pode ser entendido como uma técnica que abrange não somente diferentes esquemas de modulação digital, mas também a multiplexação² em frequência. Sua robustez em combater a interferência intersimbólica em canais com múltiplos percursos já é tecnicamente comprovada desde 1957 e vem sendo utilizado em novas tecnologias de difusão DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e DVB (*Digital Video Broadcasting*) e em redes de acesso *wireline* e *wireless* padronizadas, tais como ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), WLAN (*Wireless Local Area Network*) e WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) para fins de minimização dos efeitos da propagação multipercurso.

O objetivo inicial do projeto era usar este mesmo benefício nos sistemas com POFs. A idéia básica era minimizar os efeitos do atraso relativo entre cada um dos milhares de modos na SI-POF (dispersão modal, mostrada no capítulo 3), maior contribuinte para o alargamento do pulso, assim como os efeitos da dispersão causada devido à grande largura espectral dos LEDs utilizados (embora esta seja praticamente desprezível como vimos também no item 3.4) através do uso de multiportadoras.

No entanto, as limitações das bandas passantes dos componentes utilizados neste projeto (seção 5.2.3) restringiram consideravelmente as taxas de transmissões alcançadas. Em outras palavras, a duração dos sinais OFDM era muitíssimo maior que o alargamento temporal causado pela dispersão na fibra. Desta forma, o OFDM acabou representando uma solução interessante muito mais por conta do aumento da eficiência espectral do sistema do que por sua robustez à dispersão.

O OFDM utilizado nas transmissões sem fio como o WiFi e o WiMAX difere ligeiramente do OFDM utilizado nas transmissões em meios confinados tais como o ADSL e o PLC (*Powerline Communications*). As diferenças e conceitos usualmente utilizados em cada um dos casos serão explicados na seção 4.2.

Apesar deste trabalho não tratar de transmissões sem fio, é interessante que as diferenças entre os sistemas à multiportadoras ortogonais em

² Alguns autores referem-se ao OFDM como um tipo de modulação. No entanto, por se tratar de uma técnica que utiliza não só a modulação como também a multiplexação, o termo “modulação OFDM” só será utilizado neste trabalho por facilidade de expressão.

freqüência fiquem claras e por isso começaremos por uma breve descrição das transmissões em meios sem fio.

4.1 Princípios do "OFDM Wireless"

O OFDM é um esquema multiportadora no qual os símbolos ou palavras contendo a informação modulam um conjunto paralelo de subportadoras igualmente espaçadas, o que o classifica, portanto, como um tipo de multiplexação por divisão de freqüência (FDM - *Frequency Division Multiplexing*). Ao contrario do FDM comum, no OFDM haverá sobreposição dos espectros de portadoras vizinhas, o que resulta numa ocupação muito mais eficiente da banda disponível, como mostra a Figura 4.2.

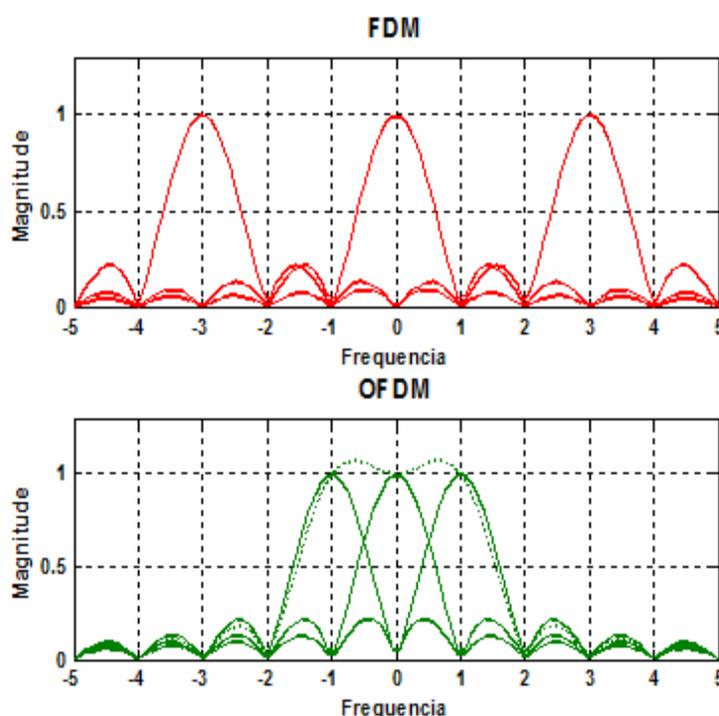


Figura 4.2: Separação das subportadoras para o FDM e o OFDM.

Justamente por conta da ortogonalidade das subportadoras no domínio do tempo, a sobreposição não causara interferência intercanal ICI (*Inter-channel Interference*). Intuitivamente, pode-se ver que o espaçamento entre subportadoras será tal que o máximo de uma sempre coincidirá com os zeros das demais.

4.1.1 Condição de ortogonalidade

Consideremos um conjunto de N símbolos $\{s_K\}_{K=0}^{N-1}$ proveniente de um mapeamento digital do tipo m-PSK ou m-QAM do *stream* de bits original. De acordo com o que foi explicado anteriormente, o sinal OFDM pode ser representado por:

$$s(t) = \sum_{K=0}^{N-1} s_K e^{i2\pi f_K t} = \sum_{K=0}^{N-1} s_K \varphi_K(t),$$

sendo,

$$f_k = f_0 + k\Delta f$$

e

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & t > T_s \end{cases}$$

Para $k=0, 1, 2, \dots, N-1$. T_s é a duração do símbolo OFDM³ e Δf o espaçamento entre subportadoras. $\varphi_k(t)$ é o conjunto de k subportadoras. Ele possuirá subportadoras ortogonais entre si desde que $T_s \Delta f = 1$, critério esse que é conhecido como condição de ortogonalidade. Matematicamente, prova-se que as portadoras serão ortogonais entre se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_p^*(t) dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_p)t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-p)\Delta f t} dt = \delta(k-p) = \begin{cases} 1, & k = p \\ 0, & k \neq p \end{cases} \end{aligned}$$

³ O símbolo OFDM é também conhecido com DMT *frame*.

4.1.2 Conversão em frequência

A Figura 4.3 mostra um esquema do processo de obtenção de $s(t)$.

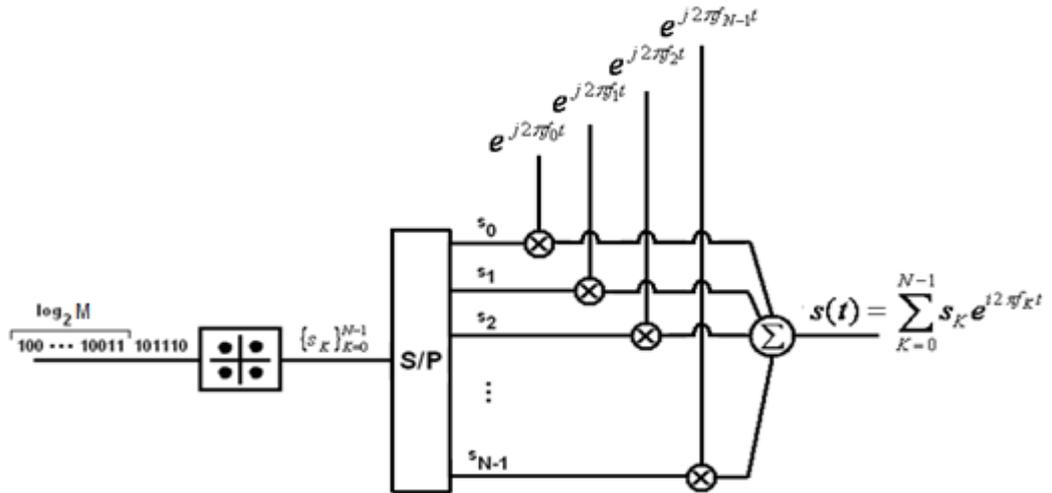


Figura 4.3: Modulação do conjunto de subportadoras pelos símbolos em cada uma das vias paralelas.

Vale salientar que $s(t)$ é um sinal complexo e em banda base. No entanto, nos sistemas de transmissão sem fio, estes sinais devem ser transformados em sinais reais através de uma conversão em frequência para a portadora RF do sistema. O sinal $s(t)$ pode ser escrito como:

$$s(t) = s_I(t) + js_Q(t)$$

$s_I(t)$ é chamada componente *in-phase* e $s_Q(t)$ é a componente *quadrature*. Para este sinal em banda-base, tem-se:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (\Re\{s_k\} \cos(2\pi f_k t) - \Im\{s_k\} \text{sen}(2\pi f_k t)) + j(\Im\{s_k\} \cos(2\pi f_k t) + \Re\{s_k\} \text{sen}(2\pi f_k t))$$

Que nos dá:

$$s_I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (\Re\{s_k\} \cos(2\pi f_k t) - \Im\{s_k\} \text{sen}(2\pi f_k t))$$

$$s_Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (\Im\{s_k\} \cos(2\pi f_k t) + \Re\{s_k\} \text{sen}(2\pi f_k t))$$

A Figura 4.4 mostra o processo de conversão em frequência do sinal:

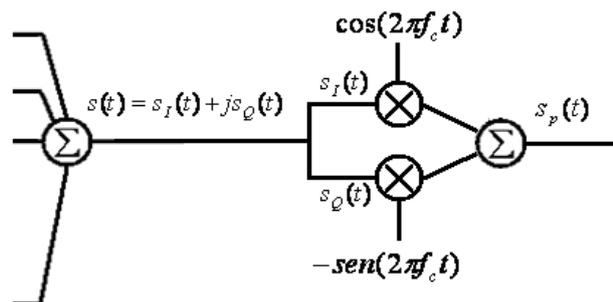


Figura 4.4: Conversão em frequência de sinal banda-base para um sistema de transmissão OFDM wireless.

Se f_c é a frequência para a qual o sinal será convertido e $s_p(t)$ o sinal depois da conversão, então:

$$s_p(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \text{sen}(2\pi f_c t)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} (\Re\{s_k\} \cos(2\pi(f_c + f_k)t) - \Im\{s_k\} \text{sen}(2\pi(f_c + f_k)t))$$

Se os símbolos s_k forem escritos em função de seu módulo e fase:

$$s_k = d_k e^{j\theta_k}$$

Então:

$$s_p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \cos(2\pi(f_c + f_k)t + \theta_k)$$

$s_p(t)$ caracteriza um sinal real e deslocado em frequência.

4.1.3 Implementação via FFT

Se a função $s(t)$ for amostrada com um intervalo $T_{sa}=T_s/N$, então:

$$S_n = s(n\Delta_s) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k \frac{nT_s}{N}}$$

Ao se fazer $f_0=0$, tem-se $f_k T_s = k$ e então:

$$S_n = s(n\Delta_s) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}} = IDFT\{s_k\}$$

Ou seja, a modulação das subportadoras pelos símbolos provenientes das vias paralelas do sistema é equivalente à transformada discreta inversa de Fourier. A Figura 4.5 mostra um esquema do processo:

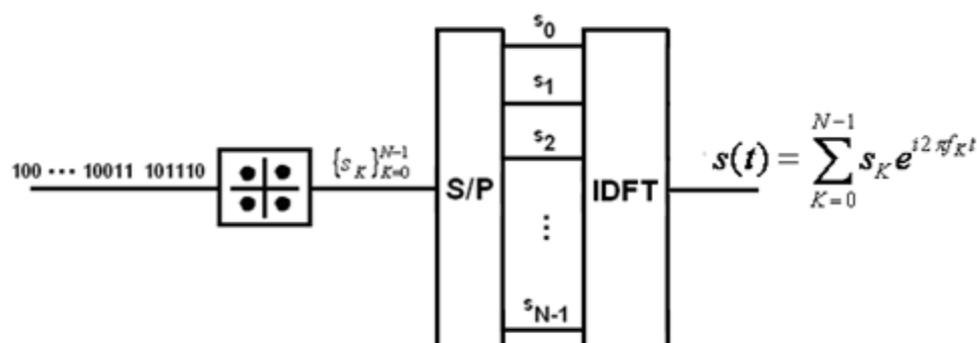


Figura 4.5: Geração do sinal em banda-base via IDFT.

De forma análoga, o receptor pode ser desenvolvido fazendo-se a DFT do sinal recebido. Uma das grandes vantagens do OFDM é o fato de que ele permite que um conjunto de N moduladores e filtros (um para cada uma das subportadoras ortogonais do sistema) possa ser substituído pelo processamento de sinais via DFT, o que reduz consideravelmente a complexidade e custo dos sistemas de transmissão.

Além disso, a DFT pode ser eficientemente implementada utilizando-se um algoritmo chamado FFT (*Fast Fourier Transform*). A transformada rápida de Fourier é um método computacional de cálculo do DFT que possui tempo de

cálculo reduzido. É um algoritmo eficiente desenvolvido para explorar a periodicidade e simetria do fator de multiplicação $\exp(j2\pi kn/N)$ e reduz o número de multiplicações complexas de N^2 para $N \log_2 N$ quando o número de entradas⁴ é uma potência de 2.

A Tabela 4.1 mostra as diferenças entre os tempos de execução da IFFT para diferentes números de entradas utilizando-se símbolos QPSK. Esta tabela é uma estimativa baseada nas funções "tic" e "toc" do Matlab. Ela mostra que o tempo de computação é menor quando o número de entradas no bloco da IFFT (N_{IFFT}) é uma potência de 2.

Tabela 4.1: Tempos de execução da transformada rápida de Fourier.

N_{IFFT} (potência de 2)	N_{IFFT} (não potência de 2)	Delta t (ms)
4096	4095	0,1
8192	8191	1,6
16384	16383	3,9
32768	32767	8,1
65536	65535	15,4
131072	131071	94,5

Vale lembrar, no entanto, que as medidas de tempo de execução foram feitas utilizando-se um software de alto nível e por isso não são representativas de um sistema de transmissão real.

4.1.4 Intervalo de guarda

O sinal que se propaga em um sistema *wireless* sofrera refrações, reflexões e difrações diversas e, portanto, poderá sofrer com a interferência intersimbólica causada pela dispersão. O mesmo acontecerá nas fibras ópticas multimodo de plástico por conta da dispersão modal.

⁴ O termo "entradas" se refere ao número de vias paralelas no bloco da transformada de Fourier.

Além da paralelização do *stream* de bits, outra medida pode ser tomada para compensar ainda mais a dispersão na fibra, eliminando por completo a ISI. Se trata da introdução de um intervalo de guarda no final (ou início) de cada símbolo OFDM que seja ao menos igual ao máximo alargamento temporal do canal. A Figura 4.6 mostra a importância do intervalo de guarda.

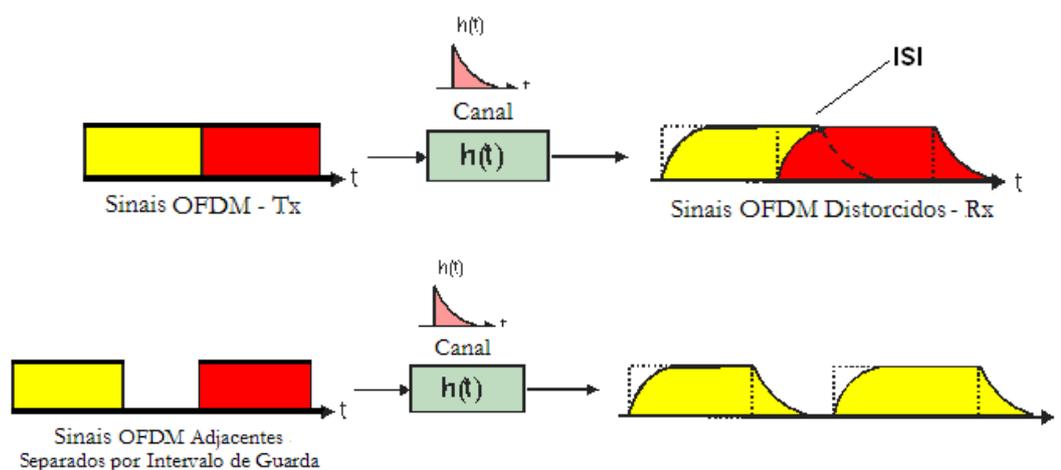


Figura 4.6: Transmissão de símbolos OFDM com e sem intervalo de guarda.

Usualmente, o intervalo de guarda será preenchido com dados. Quando o intervalo de guarda é colocado antes do símbolo OFDM e é preenchido com um trecho do final do mesmo, teremos um prefixo cíclico. Equivalentemente, quando o intervalo de guarda está depois do símbolo OFDM e é preenchido com um trecho do início do mesmo, teremos um sufixo cíclico. Além de ajudar a diminuir ainda mais os efeitos da dispersão do canal, o sufixo/prefixo cíclico será essencial para a sincronização do sistema, como será visto na seção 7.1.4. O prefixo cíclico permite que o que em teoria é uma convolução linear no tempo (multiplicação no domínio da frequência da resposta do meio pelo espectro do sinal) se torne uma convolução circular cujo período leva à duração do símbolo OFDM.

Naturalmente, o intervalo de guarda representa uma perda da eficiência de ocupação da banda disponível e de potência do sistema já que parte do tempo atribuído a um símbolo OFDM será utilizada para transmitir uma cópia de parte da informação.

4.1.5 Esquema do modulador

Como será visto na seção 4.2, cada subportadora do sinal OFDM poderá ser mapeada com seu próprio esquema digital de forma a otimizar o número de bits por subportadora em função da resposta do meio de transmissão. A Figura 4.7 mostra um esquema simples para um sistema cuja resposta é equivalente a um filtro passa-baixa.

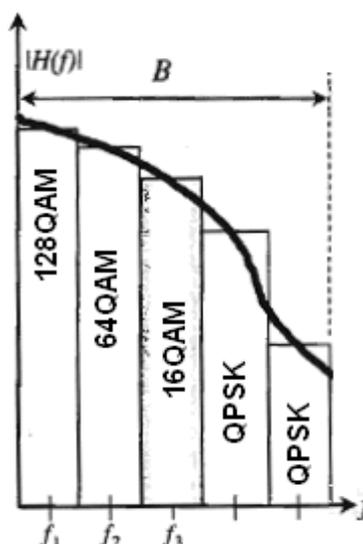


Figura 4.7: Diferentes mapeamentos por subportadoras em função da resposta do canal.

Para permitir diferentes tipos de mapeamento por subportadora, devemos alterar o esquema da Figura 4.8. Levando-se em conta também a inserção do intervalo de guarda e a transformação do conjunto digital $\{S_n\} = \text{IFFT}(\{s_k\})$ no sinal analógico $s(t)$ através de um conversor digital/analógico, teremos:

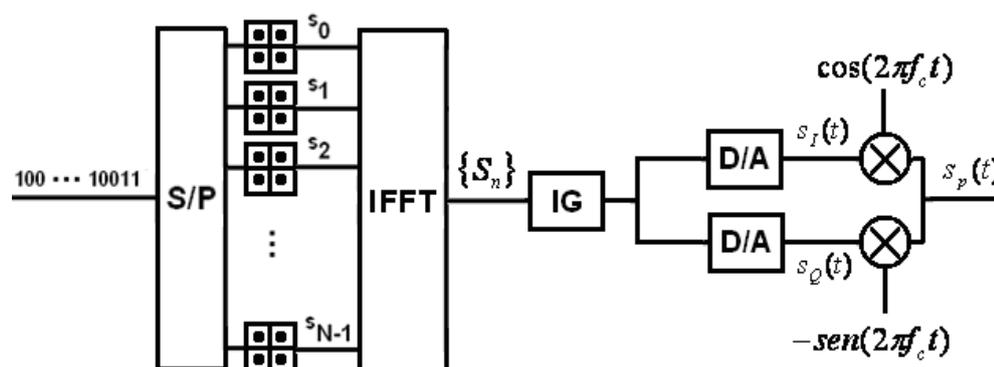


Figura 4.8: Esquema do modulador OFDM para sistemas sem fio.

Uma das desvantagens do OFDM são as excursões de potência que podem ocorrer nas situações em que os máximos dos sinais de cada subportadora se somam. Essas excursões podem estimular a aparição dos efeitos não-lineares tanto na fibra quanto nos componentes e tornam-se tão maiores quanto maior for o número de subportadoras do sistema. Soluções para diminuir a PAPR (*Peak-to-average Power Ratio*) serão discutidas na seção 7.1.5.

Tendo em vista a grande área efetiva das fibras de plástico e a inexistência de qualquer tipo de amplificação no sistema, seria improvável que essas excursões estimulassem algum efeito não-linear na fibra óptica utilizada neste projeto. No entanto, é possível que elas levem os dispositivos às faixas de operação não-linear, causando distorções no sinal.

4.1.6 Demodulação

No receptor, o sinal em banda-base é obtido através do sinal deslocado em frequência utilizando-se um filtro passa-baixa. Este sinal, que é analógico, passa por um conversor analógico/digital e o intervalo de guarda é em seguida retirado. Depois de aplicada a transformada direta de Fourier, os símbolos são demapeados e serializados, gerando o *stream* de bits recebidos. A Figura 4.9 mostra o esquema de demodulação⁵.

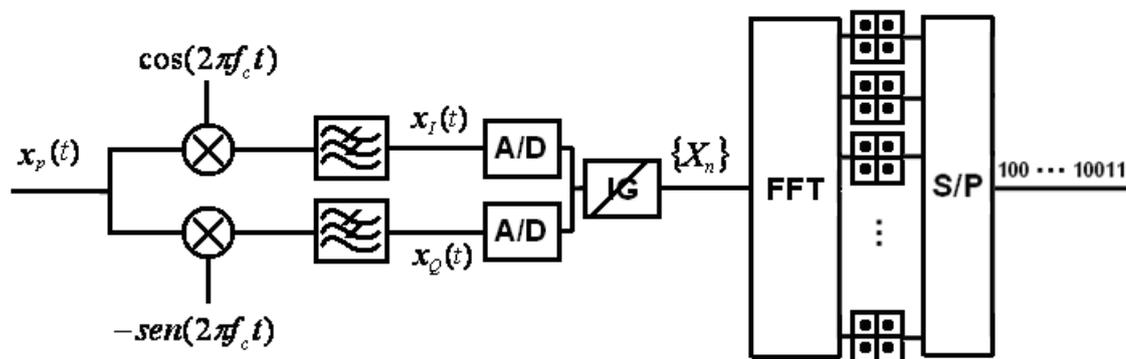


Figura 4.9: Esquema do demodulador OFDM para sistemas sem fio.

⁵ O termo demodulação será usado a partir daqui por simplicidade. Ele se refere à recuperação dos símbolos transmitidos a partir de um sinal OFDM recebido. Na verdade, esse processo não envolve somente a demodulação como também a multiplexação das entradas paralelas, como discutido anteriormente.

4.2 **Desmistificação: OFDM VS DMT**

O OFDM e o DMT (*Discrete Multi-Tone*) são similares em muitos aspectos. Ambos se referem à comunicação com multiportadoras implementada digitalmente por meio da transformada discreta de Fourier. Além disso, em ambos os casos as subportadoras são ortogonais entre si e ambos utilizam um intervalo de guarda para diminuir os efeitos dispersivos do canal.

As duas diferenças entre o OFDM e o DMT são basicamente:

- O termo OFDM se refere geralmente às transmissões sem fio com conversão em frequência enquanto que o DMT se refere às transmissões em meios confinados e em banda base.
- O termo DMT faz referência também aos algoritmos que otimizam a ocupação espectral dos canais através da escolha da taxa de transmissão e potência ótimas para cada subportadora. Este tipo de estratégia é conhecido também como AMOOFDM (*Adaptively Modulated Optical OFDM*).

Portanto, para evitar qualquer tipo de confusão, vale a pena lembrar que neste projeto foi feita a transmissão de sinais FDM com portadoras ortogonais entre si, em um meio confinado e em banda base mas sem o uso de algoritmos de otimização da ocupação da banda disponível. Portanto, suas características se aproximam mais daquelas usualmente conhecidas como “DMT”, exceto pela questão da otimização da banda. Em sua natureza, os sinais transmitidos neste projeto não deixam de ser ortogonais multiplexados em frequência, portanto, OFDM.

4.3 **Geração do Sinal “OFDM Óptico”**

A diferença básica entre a geração de sinais "OFDM ópticos" (DMT - seção 4.2) e em meios sem fio esta no fato de que os sinais OFDM em fibras são transmitidos em banda base enquanto que os sinais "OFDM *wireless*" são deslocados em frequência, como visto na seção 4.1.2.

O processo de criação do sinal dito DMT se assemelha ao que foi mostrado na seção 4.1.2. Depois da paralelização e mapeamento de um

stream de bits, é aplicada a transformada inversa de Fourier no conjunto de símbolos, como mostra Figura 4.10.

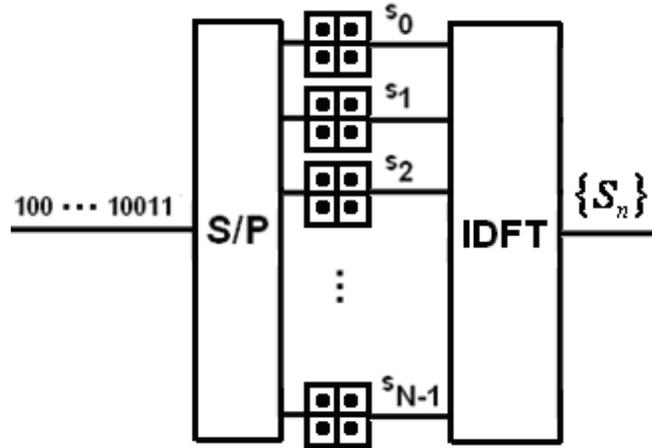


Figura 4.10: Serialização, mapeamento e transformada inversa de Fourier na geração do sinal OFDM em fibras ópticas.

4.3.1 Simetria Hermitiana

Pela definição da transformada discreta inversa de Fourier, sabe-se que:

$$S_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j \frac{2\pi kn}{N_{IDFT}}},$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

Onde S_n representa o sinal na saída do bloco da IDFT, s_k representa o símbolo que modulará a k -ésima subportadora e N o número subportadoras.

A expansão de S_n leva a:

$$S_n = \frac{1}{N} \left(s_0 + s_1 e^{j \frac{2\pi}{N} n} + s_2 e^{j \frac{2\pi}{N} 2n} + \right.$$

$$\left. \dots + s_{N-2} e^{j \frac{2\pi}{N} (N-2)n} + s_{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (N-1)n} \right)$$

Além disso, sabe-se que:

$$e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)n} = e^{j\frac{-2\pi}{N}n}$$

Portanto, a saída da IDFT pode ser escrita como:

$$S_n = \frac{1}{N} \left(s_0 + s_1 e^{j\frac{2\pi}{N}n} + s_2 e^{j\frac{2\pi}{N}2n} + \dots + s_{N-2} e^{j\frac{-2\pi}{N}2n} + s_{N-1} e^{j\frac{-2\pi}{N}n} \right)$$

O elemento s_0 é chamado de elemento ou nível DC e está associado à subportadora 0 do conjunto $\varphi_k(t)$. Se os complexos s_k são tais que:

$$s_0 = 0$$

$$s_{N-1} = s_1^*$$

$$s_{N-2} = s_2^*$$

$$s_{N-3} = s_3^*$$

...

Então, a saída do bloco da IDFT é puramente real e possui a forma:

$$S_n = \frac{2}{N} \left(d_1 \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{N}n\right) + d_2 \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{N}2n\right) + \dots + d_{\frac{N-1}{2}} \cos\left(\theta_{\frac{N-1}{2}} + \frac{2\pi}{N}n \frac{(N-1)}{2}\right) \right)$$

sendo d_k e θ_k respectivamente o módulo e fase do símbolo k . A Figura 4.11 mostra organização das entradas no bloco da IDFT.

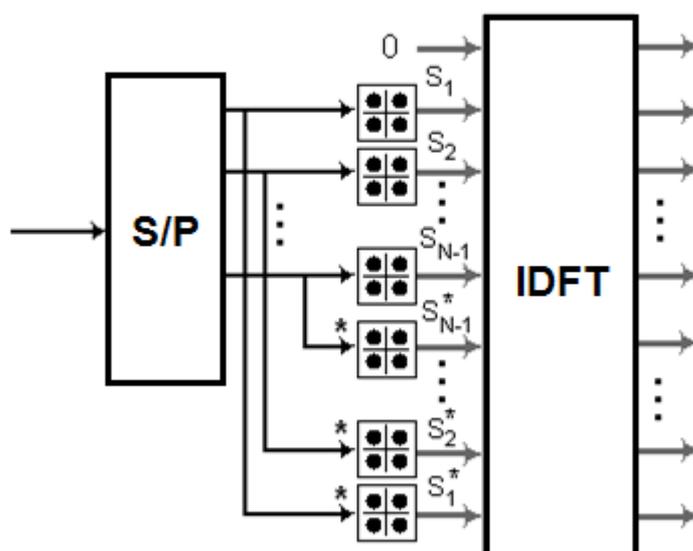


Figura 4.11: Simetria Hermitiana para obtenção do sinal OFDM em fibras ópticas.

Esta configuração, também descrita por $S_{N+n} = S_{N-n-1}^*$ com $n=0,1,\dots,(N-2)$, é conhecida como simetria Hermitiana. Desde que as entradas da IDFT sejam distribuídas obedecendo-se à simetria Hermitiana, o sinal OFDM em banda base será puramente real. O número de entradas no bloco da IDFT será neste caso:

$$N_{IDFT} = 2N - 1$$

O uso da simetria Hermitiana faz com que $N-1$ entradas da IDFT não transportem símbolos da transmissão, mas sim os complexos conjugados destes. Naturalmente, Em comparação com OFDM para meios sem fio, onde $N_{IDFT} = N$, este fato refletirá na perda da eficiência da taxa de transmissão real do sistema em função da banda disponível do mesmo.

4.3.2 Zero padding e mantimento da simetria hermitiana

Como visto na seção 4.1.3, para diminuir a complexidade do algoritmo de cálculo da transformada de Fourier, é necessário que o número de subportadoras seja uma potência de 2. No entanto, se o número de

subportadoras não é uma potência de 2, ele pode ser estendido adicionando-se subportadoras zeradas até a próxima potência de 2 depois de N. Esse procedimento é chamado *zero-padding*.

O *zero-padding* tem de ser feito de forma que a simetria Hermitiana entre as N subportadoras e seus N-1 complexos conjugados seja mantida, caso contrário, o sinal de saída na IFFT não será puramente real. Para que o espectro final do sinal fique centrado no intervalo de frequências disponível para sistema, os zeros são inseridos nas extremidades do bloco da IFFT (subportadoras das extremidades da banda).

Assim, o número de entradas da IFFT será necessariamente par, pois é uma potência de 2. Além disso, o conjunto das N subportadoras e seus N-1 complexos conjugados (a subportadora 0 é feita nula) será um número ímpar seja N par ou ímpar. Portanto, para que a simetria Hermitiana seja mantida é necessário que outra subportadora zerada seja adicionada ao bloco da IFFT. Esta subportadora é também chamada de "subportadora de Nyquist". A

condição de simetria passa a ser $s_{2N-n} = s_n^*$ com $n=1,2,\dots,N-1$ e $s_0=s_N=0$. O número de entradas no bloco da IFFT de forma que ele seja uma potência de 2 será, portanto:

$$N_{IFFT} = 2^{\text{ceil}(\log_2(2(N_{INFO}+1)))} = 2^{\text{ceil}(\log_2(2N))}$$

onde a função $\text{ceil}(x)$ representa o primeiro inteiro maior que x e N_{INFO} o número de subportadoras contendo informação ($N_{INFO}=N-1$). O valor $2(N_{INFO}+1)=2N$ representa as N-1 subportadoras com informação adicionadas de seus N-1 complexos conjugados, da entrada DC e da entrada de Nyquist. O número de entradas zeradas será (sem contar as subportadoras DC e de Nyquist):

$$N_{zp} = N_{IFFT} - 2(N_{INFO} + 1) = N_{IFFT} - 2N$$

A Figura 4.12 mostra a configuração das subportadoras de *zero-padding* no bloco da transformada rápida de Fourier em simetria Hermitiana.

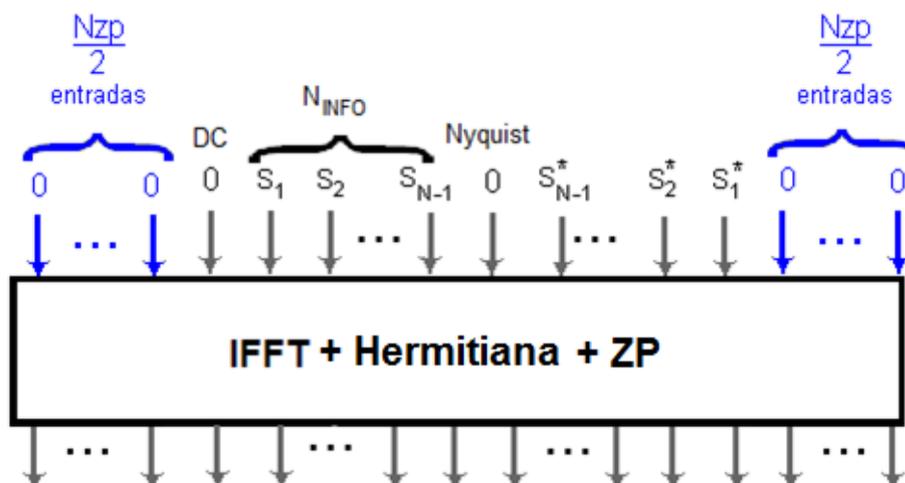


Figura 4.12: Alocação das entradas no bloco da IFFT (subportadoras) para otimização do processamento e geração de sinal puramente real em banda-base.

Nos sistemas OFDM multibanda o *zero-padding* ajuda a evitar a interferência entre bandas adjacentes (canais) dos sistemas de transmissão, além de diminuir a complexidade dos filtros envolvidos.

4.3.3 Esquema da transmissão e recepção

Assim como no OFDM em meios sem fio, o OFDM em fibras ópticas também faz uso de um intervalo de guarda para combater os efeitos das dispersões da fibra. Depois de adicionar um prefixo ou sufixo cíclico, um conversor digital/analógico se encarregará de gerar o sinal analógico puramente real no domínio do tempo.

O primeiro passo do processo de recepção do sinal OFDM é a retirada da parte do sinal correspondente ao intervalo de guarda. Depois disso, a transformada rápida de Fourier se encarrega de transformar o sinal analógico em símbolos.

Finalmente, basta selecionar as entradas adequadas, retirando-se as entradas de simetria Hermitiana e de *zero-padding*.

O diagrama final de uma transmissão OFDM óptica é mostrado na Figura 4.13.

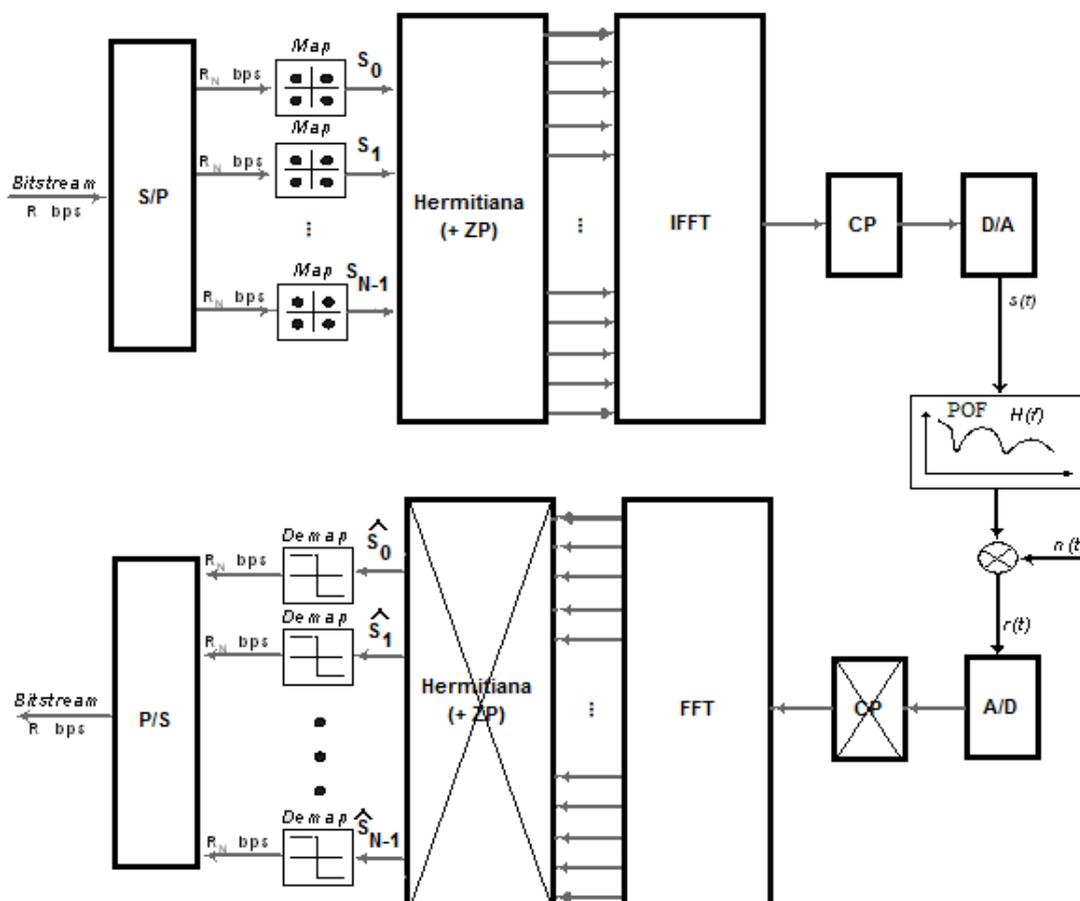


Figura 4.13: Esquema de transmissão e recepção de um sinal OFDM em fibra óptica.

Em suma, diferentemente da transmissão dos sinais OFDM *wireless*, a transmissão em fibras ópticas será realizada em banda-base. Para isso, o artifício da simetria Hermitiana possibilitará a criação de um sinal puramente real no domínio do tempo depois de aplicada a transformada inversa de Fourier nos símbolos transmitidos.

Neste trabalho, a criação e demodulação dos sinais OFDM foram feitas utilizando-se o Matlab®. Um gerador de funções arbitrárias e um osciloscópio se encarregam de realizar as conversões digital/analógico e analógico/digital, respectivamente. Mais detalhes do experimento serão vistos no capítulo 5.

4.3.4 Parâmetros do OFDM óptico

Os parâmetros determinantes da taxa de transmissão e distâncias permitidos em um enlace OFDM óptico são a banda disponível do sistema (B),

o número de níveis de mapeamento por subportadora (M), o número de subportadoras com informação (N_{INFO}) e a duração do intervalo de guarda (T_{IG}).

Para obedecer ao teorema de Nyquist, é necessário que a taxa de amostragem do símbolo OFDM seja ao menos duas vezes maior que a banda do sistema. Assim:

$$F_{Sa} = 2B$$

Considerando-se que o sinal possui um intervalo de guarda com N_{IG} amostras, então a duração total do símbolo OFDM será de:

$$T_S = \frac{N_{IFFT} + N_{IG}}{F_{Sa}} = \frac{N_{IFFT} + N_{IG}}{2B}$$

Como neste projeto todas as subportadoras possuem o mesmo mapeamento, o número total de bits por DMT *frame* será $N_{INFO} \log_2 M$. Assim, a taxa de transmissão total do sistema será:

$$R = \frac{2BN_{INFO} \log_2 M}{N_{IFFT} + N_{IG}} = \frac{2B(N-1) \log_2 M}{N_{IFFT} + N_{IG}}$$

Se adicionarmos a condição de que N_{IFFT} deva ser uma potência de 2 para que o algoritmo tenha menor complexidade, então:

$$R = \frac{2BN_{INFO} \log_2 M}{2^{\text{ceil}(\log_2(2(N_{INFO}+1)))} + N_{IG}} = \frac{2B(N-1) \log_2 M}{2^{\text{ceil}(\log_2(2N))} + N_{IG}}$$

A separação entre subportadoras será de:

$$\Delta f = \frac{1}{T_S} = \frac{2B}{N_{IFFT} + N_{IG}}$$

Alguns autores consideram que o espaçamento entre subportadoras é de $1/(T_S - T_{IG})$ uma vez que o intervalo de guarda é adicionado após a

transformada de Fourier. No entanto, como a adição do intervalo de guarda implica no aumento da duração do símbolo OFDM, neste trabalho adotaremos a definição mostrada na equação anterior, que também é vista em [41]. Desta forma, podemos pensar que o intervalo de guarda aparece mesmo antes da IFFT através da repetição não de um trecho do sinal analógico mas sim de alguns símbolos da seqüência original de dados.

As portadoras contendo informação correspondem à parte positiva do espectro de freqüências do sistema (*positive-frequency bins*) enquanto que as portadoras contendo os complexos conjugados correspondem à parte negativa do espectro do sistema (*negative-frequency bins*). No programa de modulação desenvolvido, visualizaremos unicamente a parte positiva do espectro do sinal.

A Figura 4.14 mostra a variação da taxa de transmissão e do número de entradas na IFFT (subportadoras totais) em função no número de subportadoras com informação (N_{INFO}), considerando-se que não há intervalo de guarda e que a banda elétrica disponível é de 20 MHz.

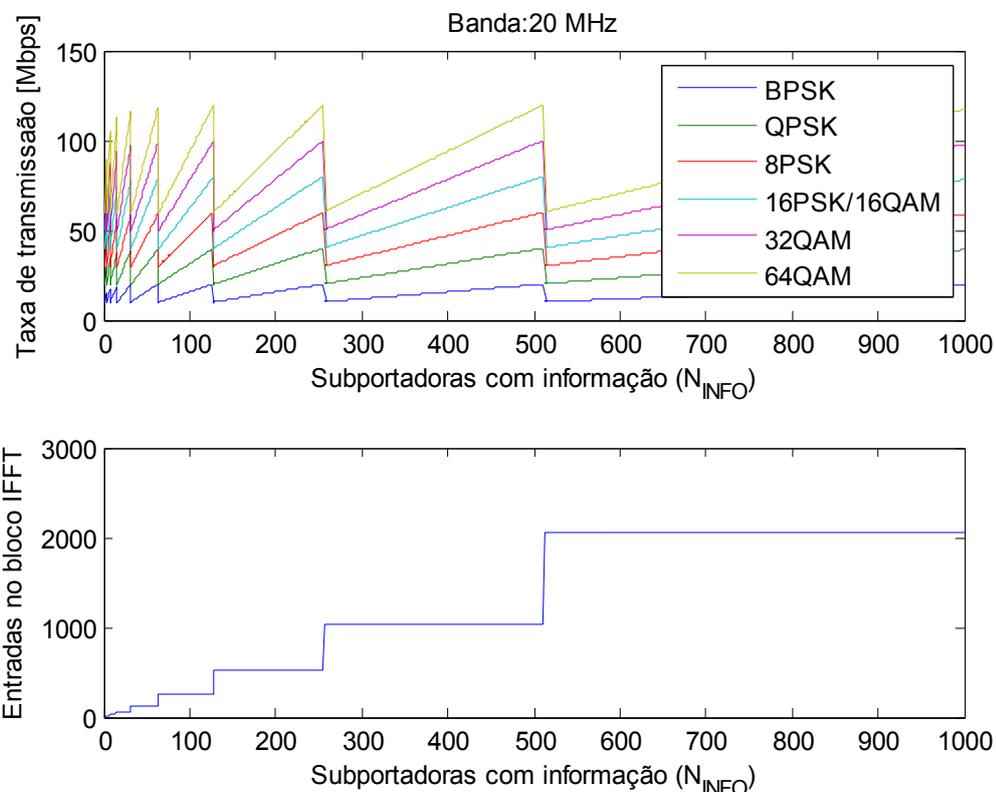


Figura 4.14: Taxa de transmissão total e variação do número de entradas da IFFT em função do número de entradas contendo informação.

Pela Figura 4.14, fica claro que existem quantidades de subportadoras com informação para os quais a ocupação do bloco da IFFT é otimizada, ou seja, para os quais o número de entradas *zero-padding* é mínimo. Pode-se deduzir que taxa de transmissão será otimizada se:

$$N_{INFO} = 2^p - 1,$$

$$p = 1, 2, 3 \dots$$

Ou, equivalentemente:

$$N = 2^p,$$

$$p = 1, 2, 3 \dots$$

Se N_{INFO} não obedece a essa regra, a banda disponível não será ocupada de forma ótima e a taxa de transmissão será reduzida por conta das subportadoras de *zero-padding* que deverão ser adicionadas ao bloco para manter o critério de que N_{IFFT} seja uma potência de 2. A Figura 4.15 mostra os *bins* positivos do espectro de um sinal com $N_{INFO}=1024$ e com $N_{INFO}=1023$ ambos mapeados com 64QAM e com sufixo cíclico para uma banda elétrica disponível de 20 MHz. A Tabela 4.2 mostra o valor dos parâmetros do sistema para os dois casos.

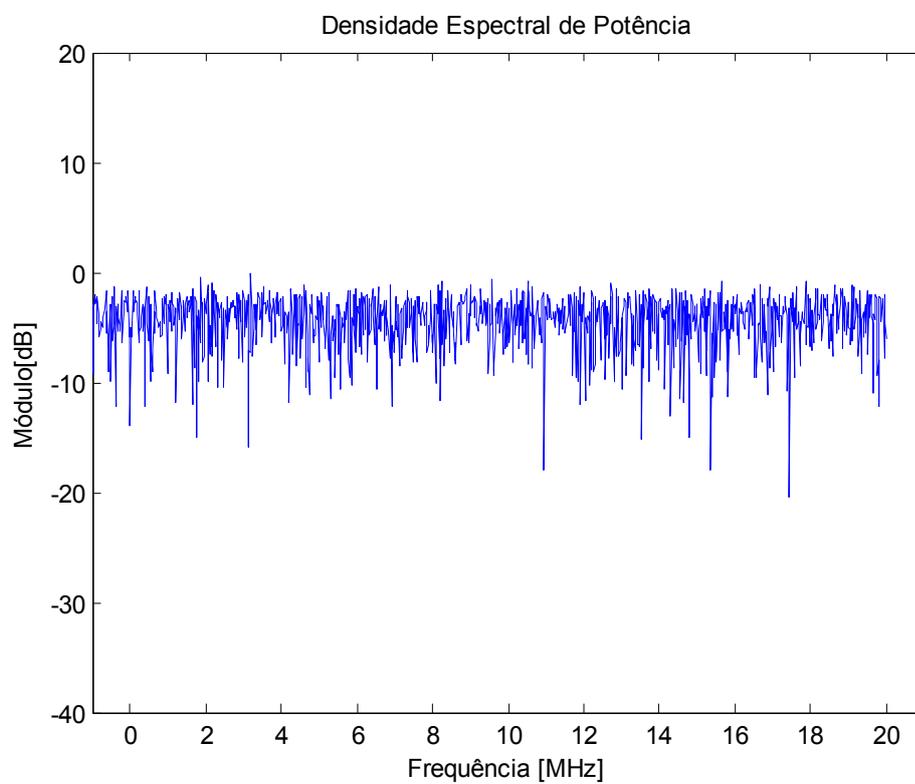
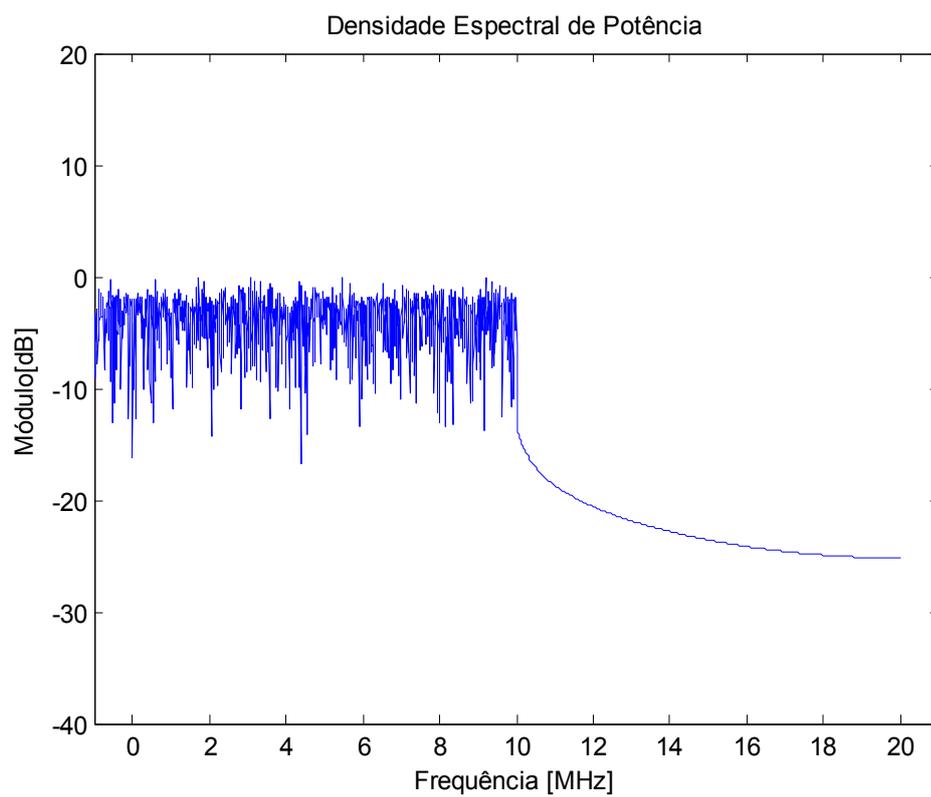


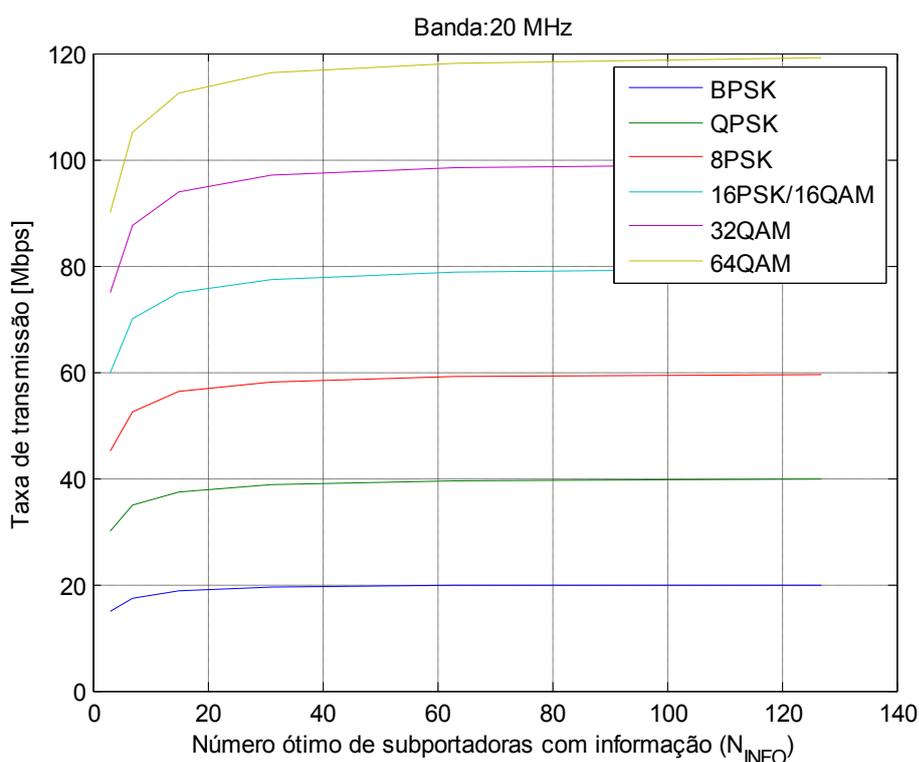
Figura 4.15: Ocupação da banda elétrica disponível. (a) Não ótima, $N_{\text{INFO}}=1024$. (b) Ótima, $N_{\text{INFO}}=1023$.

Tabela 4.2: Parâmetros de saída para dois sinais OFDM.

N_{INFO}	$N_{\text{DC}}+N_{\text{Nyquist}}$	N_{Hermit}	N_{IFFT}	N_{ZP}	$N_{\text{IFFT}}+N_{\text{IG}}$ $N_{\text{IG}}=6,25\%N_{\text{IFFT}}$	R 64QAM e 20 MHz
1024	1+1	1024	4096	2046	4352	56,47 Mbits/s
1023	1+1	1023	2048	0	2176	112,83 Mbits/s

Para manter o rigor teórico em termos de velocidade de computação, o número de entradas do bloco da IFFT será sempre uma potência de 2. Para que as subportadoras de *zero-padding* não degradem o sistema em termos de velocidade de transmissão, optou-se por trabalhar sempre com um número otimizado de subportadoras de informação.

Um fato interessante é que para os pontos ótimos de ocupação da banda, a taxa de transmissão tende a se estabilizar, como pode ser visto na Figura 4.16.

Figura 4.16: Taxa de transmissão para N_{INFO} ótimo.

Isto fica claro se extrapolamos a equação da taxa de transmissão para um número de subportadoras com informação muito grande (para simplificar, faremos $N_{IG}=0$):

$$\lim_{\substack{N_{INFO} \gg 1 \\ N_{INFO} = 2^p - 1}} \left(\frac{2BN_{INFO} \log_2 M}{2^{(\log_2(2(N_{INFO}+1)))}} \right) = B \log_2 M$$

Já que:

$$\left(2^{(\log_2(2(N_{INFO}+1)))} \right)_{N_{INFO} \gg 1} \approx 2^{(\log_2(2N_{INFO}))} = 2N_{INFO}$$

4.3.5 Avaliação de desempenho

Os analisadores de desempenho de sistemas OFDM ópticos incluem tanto parâmetros originais dos sistemas clássicos de comunicações ópticas, como o BER (*Bit Error Ratio*) e o SNR (*Signal to Noise Ratio*), quanto dos sistemas sem fio, como o EVM (*Error Vector Magnitude*), o SER (*Symbol Error Ratio*) e o MER (*Modulation Error Rate*).

O SNR expressa a relação sinal/ruído do sistema, geralmente em dB. O SER é obtido por simples comparação entre os símbolos da constelação transmitida e os símbolos da constelação recebida. Analogamente, O BER é calculado pela comparação bit a bit em cada símbolo transmitido e seu equivalente recebido.

O EVM é uma medida do desempenho do demodulador na presença de imparidades que compara as localizações dos símbolos recebidos com a localização ideal dos símbolos. Em outras palavras, é uma medida do quão distante estão os símbolos recebidos de suas posições ideais.

Como pode ser visto na Figura 4.17, a localização do símbolo recebido é dada pelo vetor \underline{w} , enquanto que a localização ideal do símbolo é dada pelo vetor \underline{v} . O vetor erro será a diferença entre esses dois vetores, ou seja, $\underline{e} = \underline{w} - \underline{v}$.

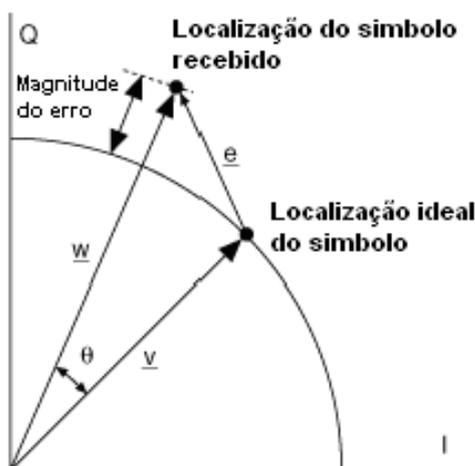


Figura 4.17: Representação gráfica do EVM.

A variável θ é chamada de erro de fase e a diferença entre os módulos de w e v é chamada de erro de magnitude. O EVM será dado pela relação e/v . Para remover a dependência do sistema com o tipo de mapeamento por subportadora, o EVM é normalizado através da divisão por $|v|$, para então ser expresso em percentual. Analiticamente, o EVM quadrático médio é definido como:

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[\left(I_j - I_j^{ideal} \right)^2 + \left(Q_j - Q_j^{ideal} \right)^2 \right]}}{|v_{-max}|}$$

Ao contrário do BER, que fornece uma análise limitada do tipo “com erro”/ “sem erro”, o EVM vem sendo mais correntemente utilizado por permitir tanto medidas de erro de fase quanto medidas de erro de amplitude em uma transmissão. Desta forma, ele torna possível uma caracterização mais completa do meio de transmissão.

O MER é a medida de relação sinal ruído em um sinal digitalmente modulado. É geralmente expresso em dB e definido para um número N de símbolos como:

$$MER = 10 \log \left(\frac{\sum_{j=1}^N \left(I_j^{ideal^2} + Q_j^{ideal^2} \right)}{\sum_{j=1}^N \left[\left(I_j - I_j^{ideal} \right)^2 + \left(Q_j - Q_j^{ideal} \right)^2 \right]} \right),$$

onde I_j e Q_j representam as componentes em fase e em quadratura do j -ésimo símbolo recebido e I_j^{ideal} e Q_j^{ideal} representam as componentes em fase e em quadratura do j -ésimo símbolo enviado.

Atualmente, o avanço nos códigos corretores de erros (FEC – *Forward Error Correction*), entre eles os Turbocódigos e os códigos LDPC (*Low-density Parity Check*), têm permitido que transmissões sejam possíveis mesmo que o BER do sistema seja tão grande quanto 10^{-3} (1 bit errado a cada mil bits). Assim, pode-se considerar para fins de validação de transmissão um BER de até 10^{-3} pré-FEC. Neste projeto não foi utilizado nenhum tipo de sistema de correção de erros.

5. DESCRIÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DA TRANSMISSÃO

A transmissão dos sinais OFDM em fibras ópticas de plástico realizada neste projeto dividiu-se em três partes. Na primeira delas, o sinal é gerado via Matlab de acordo com os parâmetros escolhidos pelo usuário (número de subportadoras com informação, banda elétrica disponível do sistema, tipo de intervalo de guarda e mapeamento nas subportadoras).

Na segunda parte do sistema, este sinal é usado para modular diretamente um LED de iluminação através de um gerador arbitrário de funções, que fará o papel de conversor digital/analógico. O sinal se propaga pela fibra óptica de plástico e é convertido em sinal elétrico por um fotodiodo do tipo PIN com pré-amplificação.

Finalmente, um osciloscópio encarregado da conversão analógico/digital fará a captura do sinal recebido depois do enlace de fibra óptica. O sinal capturado será tratado e demodulado também via Matlab para cálculo de parâmetros como BER, SER e EVM.

Este tipo de transmissão é também conhecido como transmissão *offline*. A Figura 5.1 mostra o processo de transmissão e recepção.

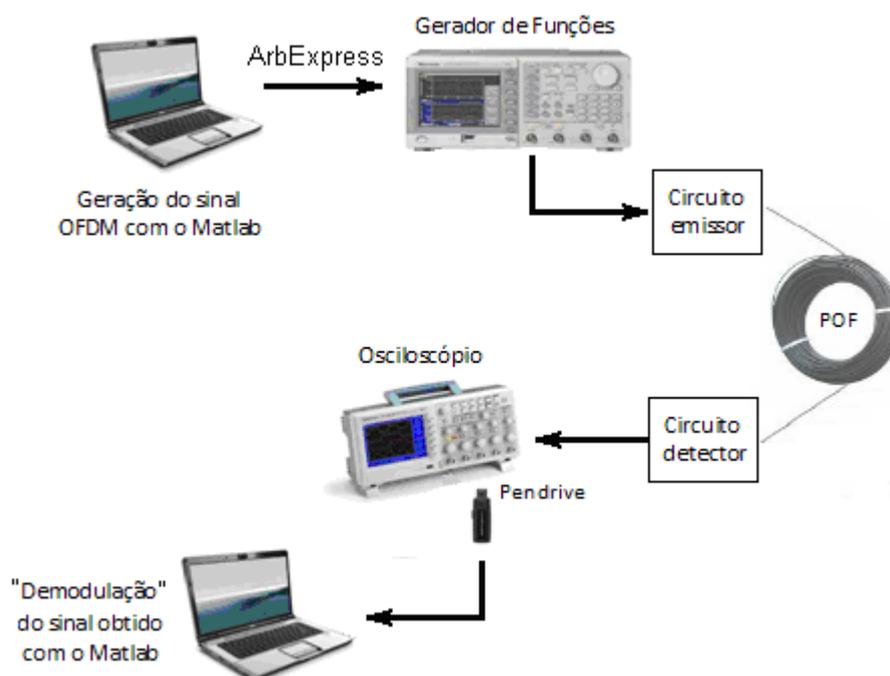


Figura 5.1: Esquema da transmissão.

Foram utilizados o gerador de funções AFG3101 e o Osciloscópio Digital TDS2022B, ambos da Tektronix. Além disso, o enlace estudado possuía 100 m de fibra plástica ESKA Extra Padrão Multimodo (PMMA - SI, 980/1000, 1.492/1.417, NA=0.47) da Mitsubishi Rayon. Para as conversões elétrico-ópticas foram usados LEDs ultra-brilhantes da Diemount e um fotodetector do tipo S6468-02 da Hamamatsu. Para fazer o *upload* do sinal OFDM no gerador de funções utilizou-se o software ArbExpress, da Tektronix. A captura do sinal recebido no osciloscópio para tratamento e demodulação foi feita através de um *pendrive*.

A Figura 5.2 mostra a montagem feita em laboratório para o experimento.

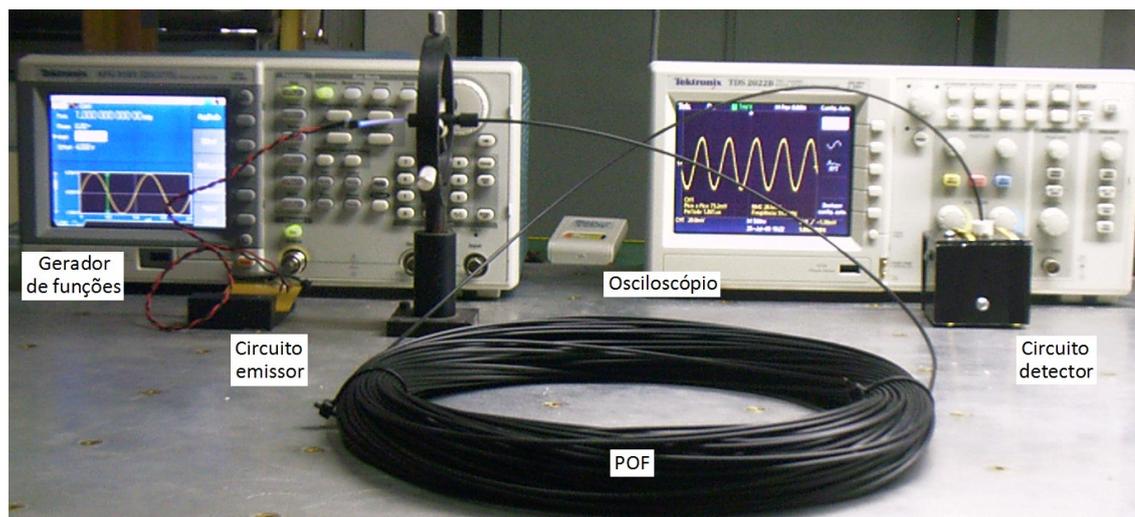


Figura 5.2: Foto do sistema de transmissão.

5.1 Criação do Sinal OFDM

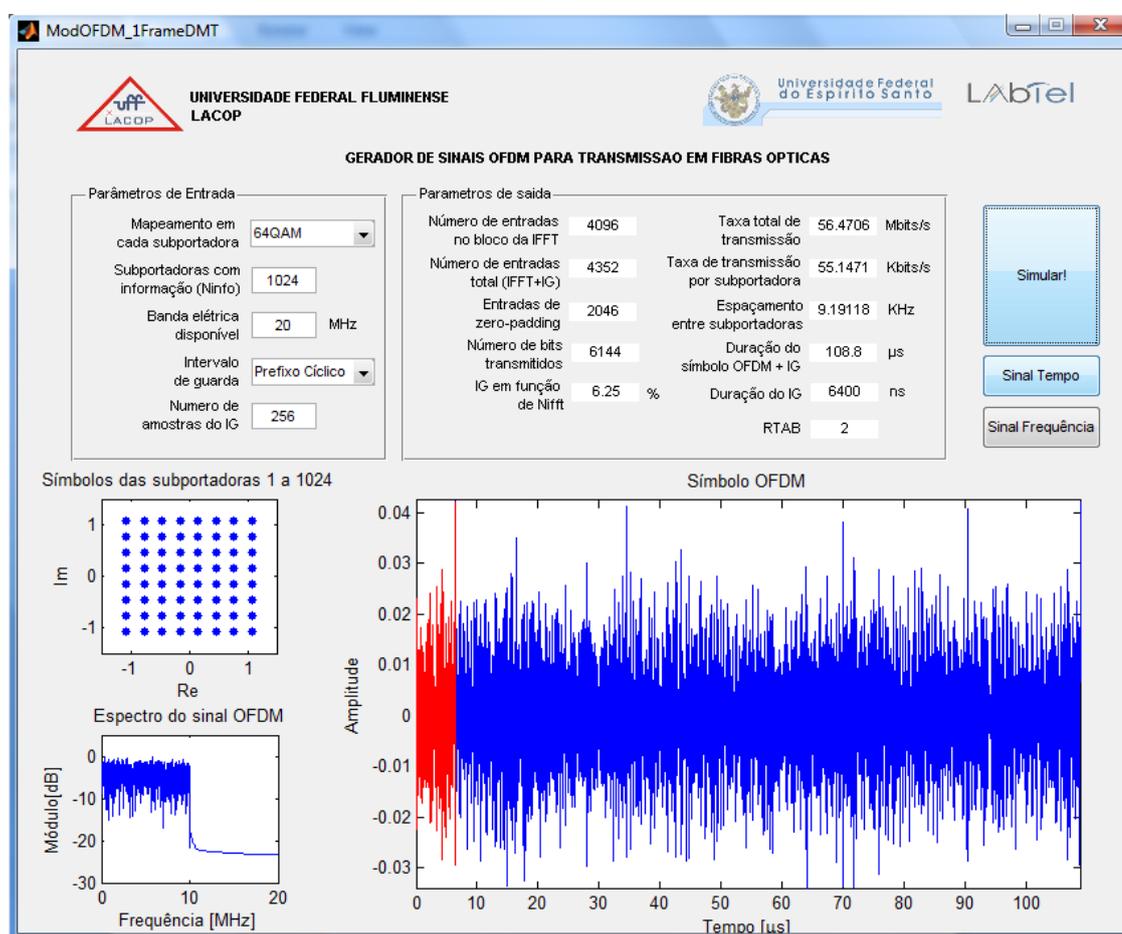
A Figura 5.3 mostra a interface do programa de criação dos sinais OFDM para a transmissão em fibras ópticas. Como mencionado anteriormente, todas as portadoras possuem o mesmo tipo de mapeamento escolhido pelo usuário, o que caracteriza o programa como não adaptativo em relação à resposta do sistema (como visto na seção 4.2). Os possíveis tipos de mapeamento são QPSK, 8PSK, 16PSK, 16QAM, 32QAM e 64QAM e o programa gera um único símbolo OFDM (*DMT frame*). Assim, o total de símbolos transmitidos no *stream* inicial será igual à N_{INFO} e a constelação mostrada é o conjunto das constelações que modulam todas as subportadoras de informação em um único símbolo OFDM.

Neste projeto, o número de subportadoras com informação foi escolhido de forma a ser igual a $2^p - 1$ com $p=1,2,3,\dots$ para que o sistema opere sempre em condições ótimas de ocupação espectral (sem subportadoras de *zero-padding*). No entanto, é possível que o usuário escolha qualquer número de subportadoras.

O usuário pode ainda escolher entre uma transmissão sem intervalo de guarda, uma transmissão com sufixo cíclico ou prefixo cíclico e uma transmissão cujo intervalo de guarda apresente amostras zeradas. É possível também variar a duração do intervalo de guarda alterando-se seu número de

amostras. A parte do sinal correspondente ao intervalo de guarda é mostrada em vermelho.

Mesmo apesar da baixa dispersão à qual estará submetido o sistema (seção 3.4) escolheu-se fazer a transmissão utilizando-se um intervalo de guarda. No entanto, por questões de identificação do sinal quando da visualização no osciloscópio, foi escolhido um intervalo de guarda com subportadoras zeradas. Seu tamanho foi fixado em todas as transmissões em 6,25% do tamanho da IFFT e em todas as transmissões, o valor do intervalo de guarda foi superior aos valores de dispersão calculados na seção 3.4.



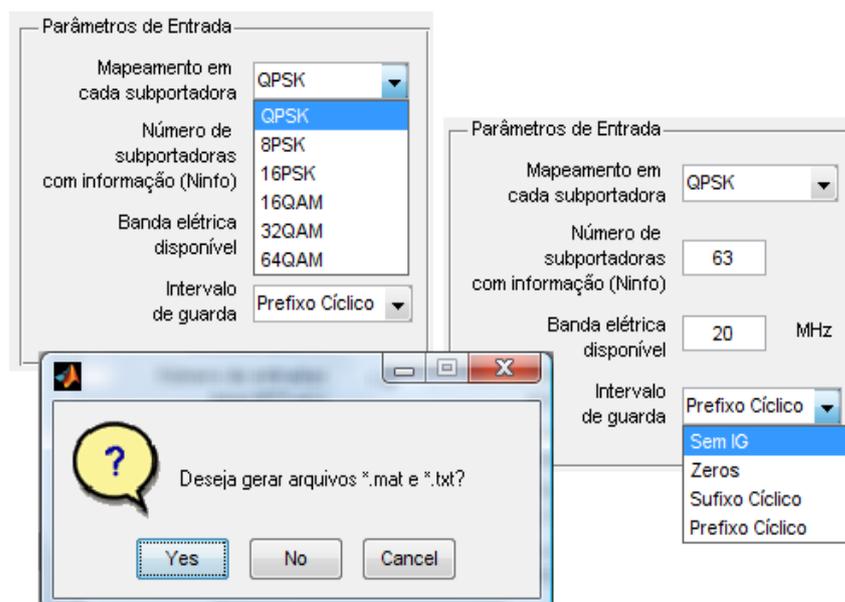


Figura 5.3: Programa de criação de sinais OFDM ópticos e opções disponíveis.

O programa calcula os parâmetros do sistema (entradas da IFFT, entradas totais, entradas com informação, número de bits transmitidos, taxa total de transmissão, taxa de transmissão por via paralela, espaçamento entre subportadoras, duração total do sinal OFDM, duração do intervalo de guarda) e fornece como saídas um arquivo *.txt do sinal OFDM para ser carregado no gerador de funções e um arquivo *.mat contendo todas as variáveis do programa e que será usado na demodulação do sinal.

O parâmetro de saída RTAB (relação entre taxa de amostragem e banda) mostra que o critério de Nyquist é sempre obedecido. Além disso, estão representados o sinal OFDM no domínio do tempo, seu espectro e os símbolos gerados em todas as subportadoras que contêm informação. O usuário pode ainda visualizar o sinal OFDM nos domínios do tempo e frequência separadamente ao pressionar os botões “Sinal Tempo” e “Sinal Frequência” respectivamente.

Os processos do programa de modulação são mostrados na Figura 5.4.

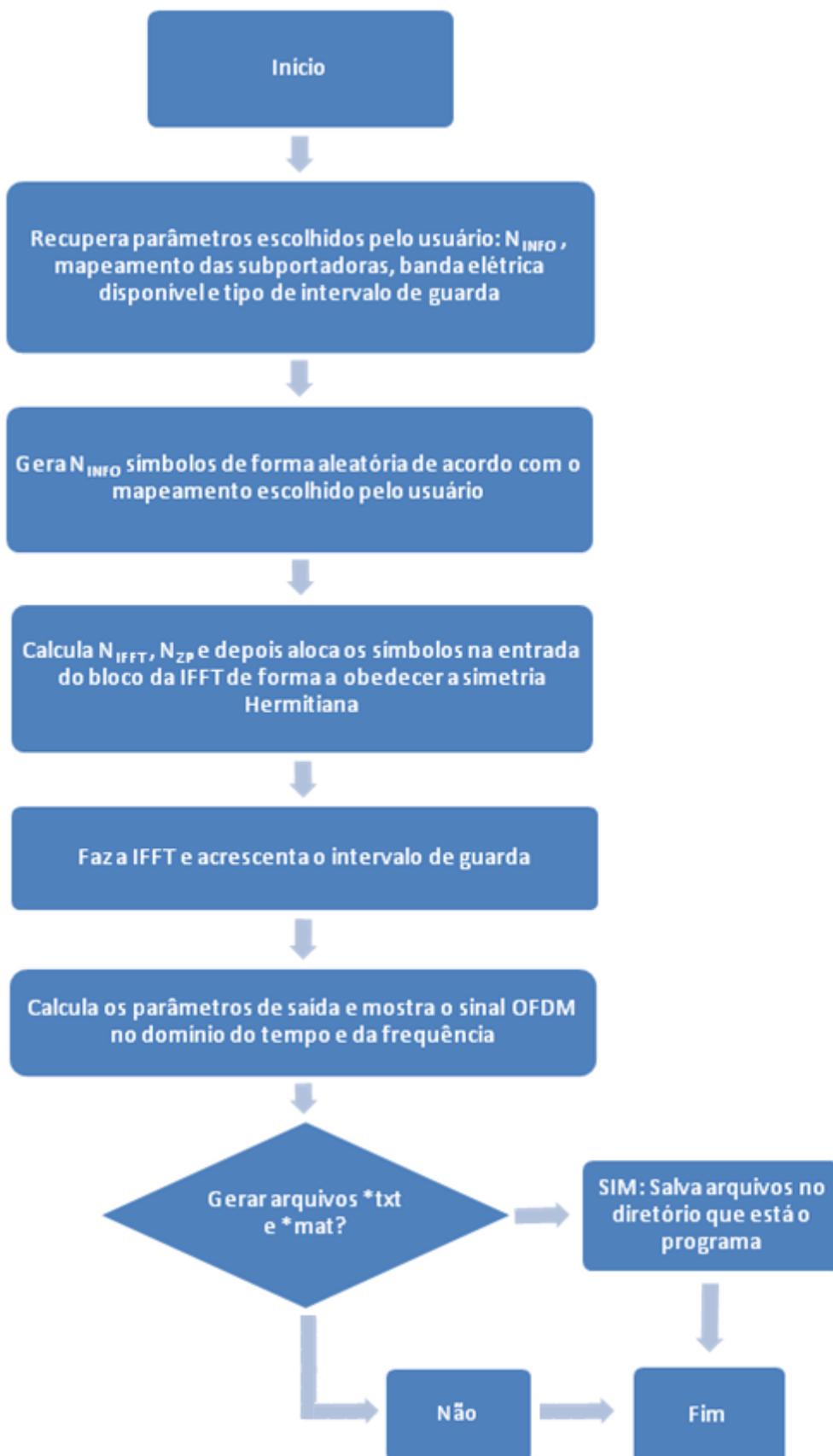


Figura 5.4: Processo do programa de modulação

5.2 Caracterização dos Elementos de Transmissão

Antes da transmissão do sinal OFDM criado foi necessário realizar um estudo do sistema de transmissão. Esta seção dedica-se à caracterização dos elementos presentes no mesmo.

5.2.1 Os LEDs

O circuito de emissão utilizado neste trabalho é composto de um LED que será modulado diretamente por um gerador arbitrário de funções. O gerador de funções se encarrega de modular o LED com o sinal OFDM puramente analógico criado pelo Matlab.

Diversos tipos de LEDs foram estudados ao longo deste trabalho e os parâmetros fundamentais para a escolha do melhor LED para a transmissão foram seu tipo de encapsulamento, comprimento de onda emitido, potência óptica fornecida e naturalmente, preço.

Optou-se pelos LEDs ultra-brilhantes em 640, 520 e 460 nm da Diemount (Figura 5.5) cujo encapsulamento é similar aos LEDs de *Burrus-Dawson* mostrados na seção 2.2. A presença de um pequeno segmento de 5 cm de POF facilitou muitíssimo o acoplamento de luz na fibra de transmissão, inclusive sem a necessidade de lentes colimadoras.



Figura 5.5: LEDs ultra brilhantes da Diemount utilizados no projeto.

A Tabela 5.1 mostra as potências ópticas típicas de saída destes LEDs para uma corrente de 20 mA:

Tabela 5.1: Potências ópticas típicas de saída dos LEDs utilizados

	Azul	Verde	Vermelho
Comprimento de onda central [nm]	460	520	640
Potência óptica típica na saída à 20mA [mW]	4,0	2,3	2,3

O LED que emite no azul possui uma potência típica de saída quase duas vezes maior do que os demais, o que o torna *a priori* mais adequado para vencer enlaces mais longos. No entanto, além da potência, outros fatores como sua largura espectral, linearidade, resposta do fotodiodo e atenuação da fibra devem também ser levados em conta.

O circuito emissor construído neste trabalho constitui-se de um LED (diretamente polarizado) em série com um resistor de 1200 Ω . A Figura 5.6 mostra o circuito emissor.

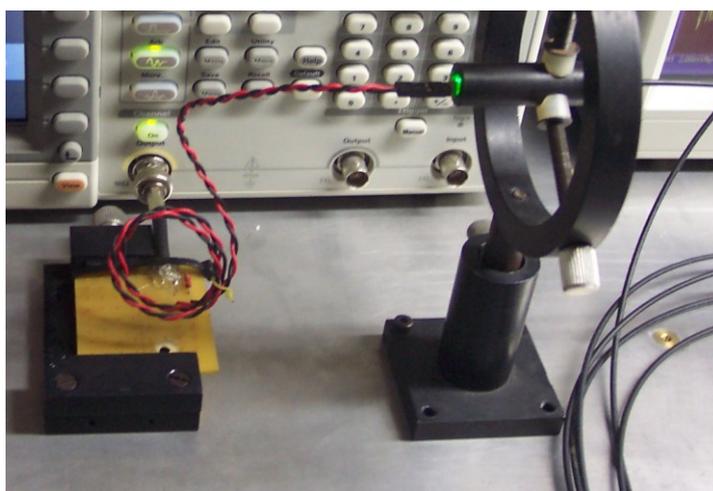
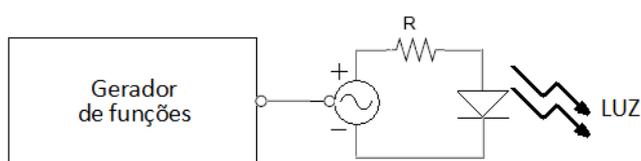


Figura 5.6: Circuito emissor.

Para transmitir adequadamente o sinal, é necessário que o LED seja submetido a um offset adequado. Este offset (nível DC, nível de polarização ou de bias) evitará excursões negativas do sinal modulante que levariam o LED,

polarizado inversamente, a funcionar como um circuito aberto. Além disso, o nível DC garante que o LED opere no seu regime linear (Figura 5.7) de forma a não distorcer o sinal óptico criado.

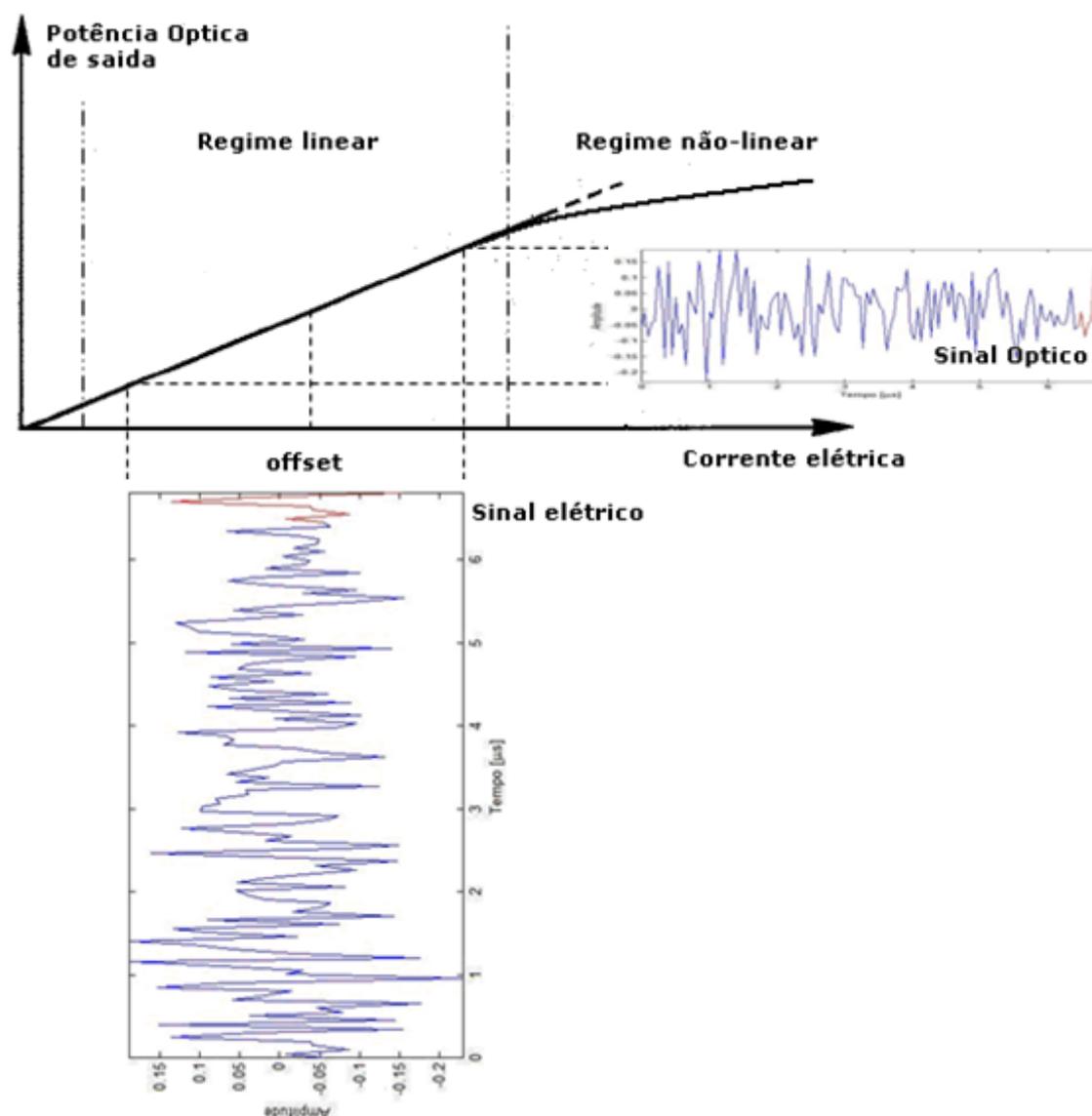


Figura 5.7: Linearidade do LED. Importância do *offset*.

Intrinsecamente, os LEDs são dispositivos altamente lineares se comparados com a maioria dos lasers. Por isso, eles tendem a ser mais adequados para a transmissão de sinais analógicos, como os sinais OFDM ópticos.

No entanto, na prática, os LEDs exibem não-linearidades significativas que dependem da configuração utilizada no sistema de transmissão. Neste caso, é necessário utilizar alguma forma de circuito linearizador (como por

exemplo, um pré-distorsor ou um circuito de *feedback* negativo) para assegurar a conversão linear do sinal elétrico em óptico. Neste trabalho, não foi abordada nenhuma técnica de linearização do regime de operação dos LEDs utilizados.

Conhecendo a curva de potência óptica de saída em função da corrente elétrica de entrada e os valores máximos de excursão dos sinais OFDM gerados, foi possível escolher um *offset* adequado para garantir a transmissão no regime linear dos LEDs.

Para manter os LEDs em seu regime linear e para evitar a saturação do fotodiodo em pequenos comprimentos de fibra foi utilizado um *offset* de 2 Volts e uma tensão pico-à-pico de 1 Volt, o que garantiu uma excursão máxima dos sinais OFDM de 2,5 Volts.

Outro aspecto que foi levado em consideração foi o deslocamento do comprimento de onda central dos LEDs com o aumento da corrente de injeção (ou tensão de *offset*). Esta verificação foi fundamental para analisar parâmetros como o atraso causado pela dispersão material (seção 3.3) e a resposta do fotodiodo PIN (5.2.2). Análises mostraram, no entanto, que os deslocamentos do comprimento de onda central foram desprezíveis.

Finalmente, foram verificados os espectros dos LEDs através de um espectrômetro CCD (*Charge-coupled Device*). O espectrômetro usa um CCD para medir a energia dos fótons incidentes. Ele é sensível a uma vasta gama de comprimentos de onda, do infravermelho até o ultravioleta e até mesmo aos raios-X. Cada fóton incidente gera uma quantidade de elétrons no CCD proporcional à sua energia, o que permite analisar o comprimento de onda da fonte. A Figura 5.8 mostra os espectros dos LEDs do experimento.

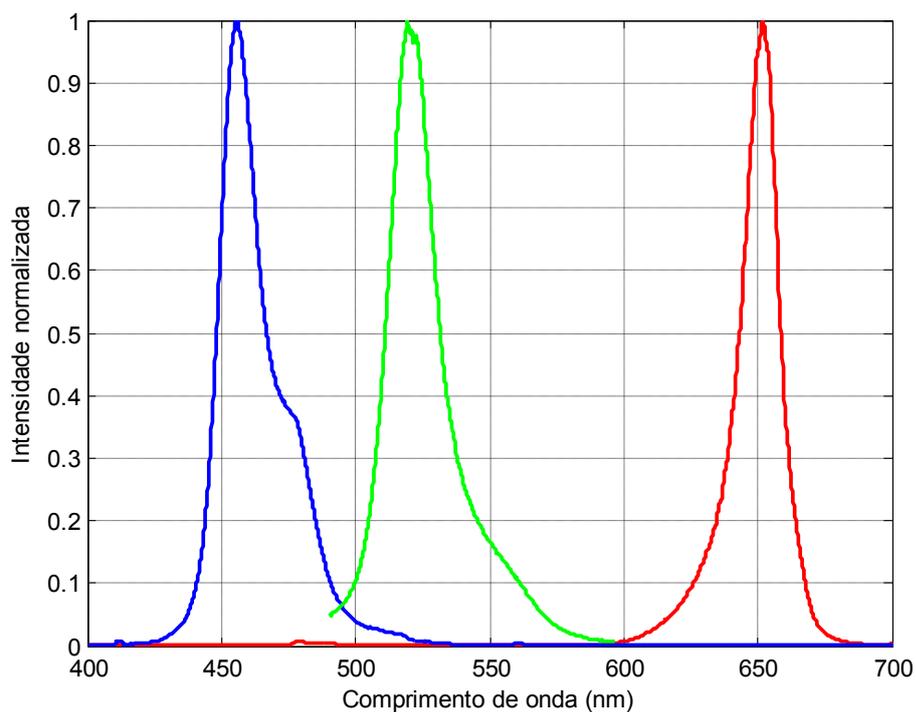


Figura 5.8: Espectros dos LEDs utilizados obtidos com o CCD.

Analisando os espectros de emissão dos LEDs pode-se ver que as larguras espectrais nos pontos de meia potência (FWHP – *Full Width at Half Power*) e os comprimentos de onda centrais são de:

Tabela 5.2: Comprimentos de onda central e larguras espectrais em FWHM dos LEDs utilizados.

LED	λ_c (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)
Vermelho	651,8	15,4
Verde	519,2	20,5
Azul	456,1	18,3

5.2.2 O fotodetector

A montagem do circuito detector utilizado pode ser vista na Figura 5.9:

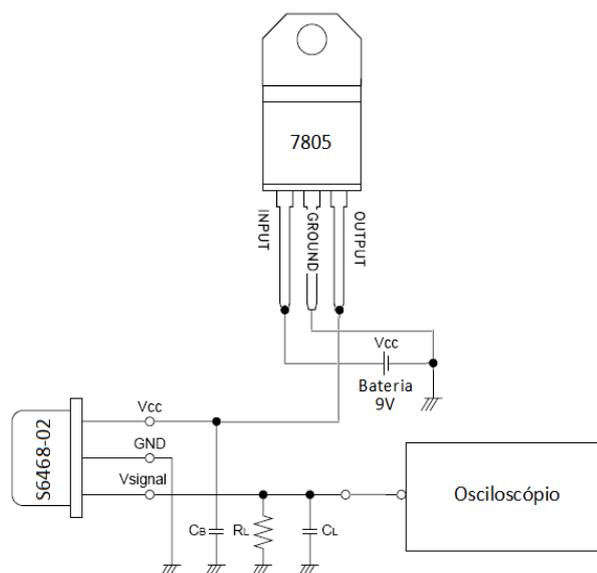


Figura 5.9: Esquema do circuito detector do fotodiodo PIN s6468-02 da Hamamatsu

O componente 7805 é um regulador de tensão de 5 Volts e foi utilizado por restrições à tensão máxima suportada pelo fotodetector PIN. Além disso, foi escolhido um capacitor de *bypass* CB de 1200 pF para eliminar a componente DC. A alimentação é feita com uma bateria de 9 Volts.

Um fator muito importante a ser considerado é a sensibilidade do fotodetector. Ela ajudará a escolher o comprimento de onda mais adequado para o LED do circuito emissor. A Figura 5.10 mostra a sensibilidade do fotodetector utilizado em função do comprimento de onda recebido:

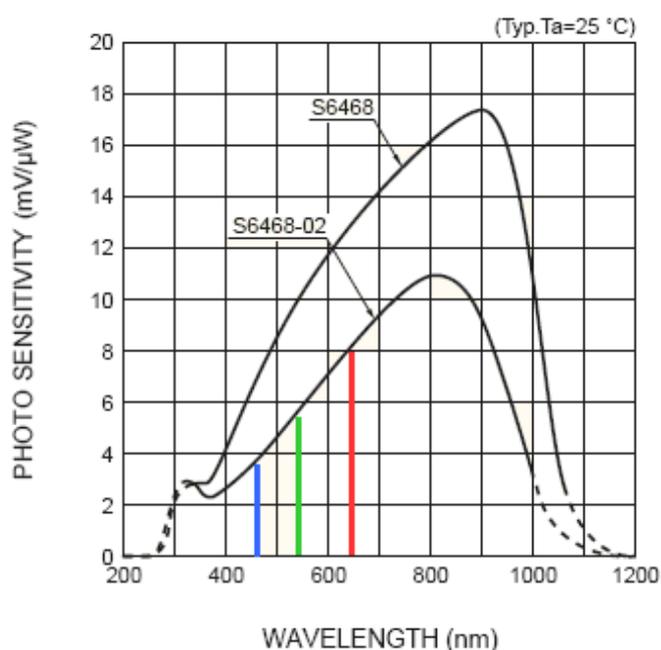


Figura 5.10: Sensitividade dos fotodetectores da serie 6468 da Hamamatsu

O fotodiodo S6468 possui uma banda passante de aproximadamente 35 MHz, enquanto que o S6468-02 possui uma banda passante de aproximadamente 15 MHz. Além disso, pode-se perceber que ambos respondem melhor para o vermelho (cerca de 8 mV/μW), seguido do verde (cerca de 5.2 mV/μW) e por fim do azul (cerca de 3.5 mV/μW).

Alguns fatores importantes que devem ser considerados nos circuitos de emissão e recepção incluem:

- Efeito de capacitâncias parasitas em altas frequências nos circuitos.
- Interferência de componentes eletromagnéticas indesejadas nos circuitos.
- Casamento de impedâncias entre circuitos e equipamentos (o descasamento de impedâncias entre os circuitos e os equipamentos gera ondas refletidas que poderão atrapalhar as medições).
- Preço dos componentes.

Para tentar reduzir o efeito do descasamento de impedâncias entre o osciloscópio (impedância de entrada 1MΩ) e do circuito de detecção (o

fotodetector possui impedância de saída de 30 Ohms), tentou-se utilizar um casador de impedâncias de 50 Ohms, como mostra a Figura 5.11. No entanto, o uso deste casador não permitiu melhorias significativas na transmissão.

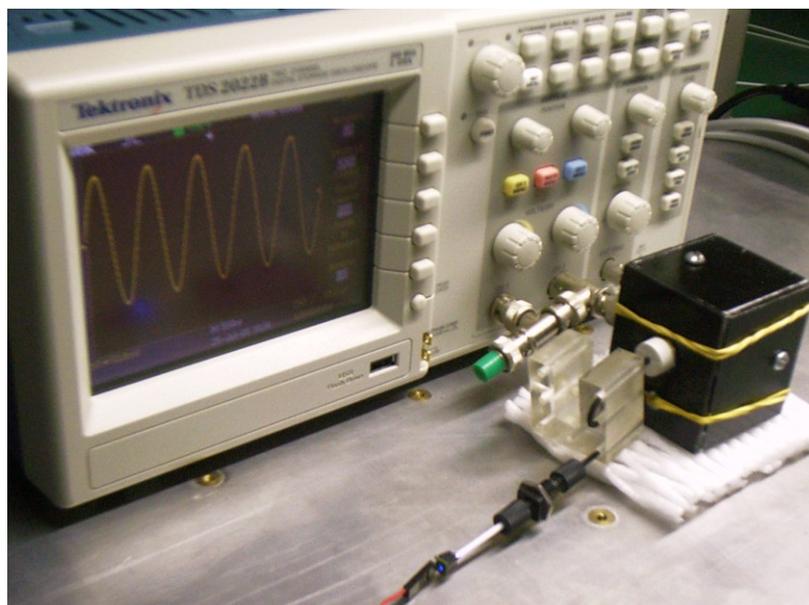


Figura 5.11: Montagem do sistema com casador de impedâncias de 50 Ohms

Deve-se lembrar que as tensões de *offset* e os valores de amplitude pico-à-pico devem ser escolhidos de forma a não saturar o fotodetector.

5.2.3 Banda passante do sistema

A banda passante de um sistema de transmissão depende de sua resposta em frequência. Em outras palavras, pode-se dizer que um sistema óptico se trata de um filtro resultante da multiplicação das funções de transferência do LED, fotodiodo, fibra, gerador de funções e osciloscópio. Ao contrário do que acontece nos meios sem fio, variações rápidas da resposta do canal não são esperadas.

De acordo com [42] a banda em 3 dB de um sistema com fibras multimodo é uma forma simples e bastante confiável de estimar a capacidade de transmissão de um sistema sem realizar simulações demasiado complicadas. Ela pode ser definida no domínio elétrico ou no domínio óptico.

No entanto, ao se considerar os circuitos elétricos presentes em um enlace óptico, é mais útil usar a banda elétrica, que corresponde ao ponto onde o sinal elétrico cai à metade de seu valor. Este ponto corresponde ao ponto de 3 dB da potência elétrica de entrada. A relação entre a potência elétrica de saída e a potência elétrica de entrada no sistema é dada em decibéis por:

$$RE_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{elétrica, saída}}^{\text{detector}}}{P_{\text{elétrica, entrada}}^{\text{emissor}}} = 10 \log_{10} \frac{V_{out}^2 R_{in}}{V_{in}^2 R_{out}} \propto 20 \log_{10} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

O ponto de 3 dB elétrico ocorre quando:

$$RE_{dB} = -3dB \therefore 20 \log_{10} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = -3$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

Para o cálculo da banda óptica, deve-se adotar a relação entre as potências óptica de saída e entrada. Assumindo que a resposta do sistema é Gaussiana e que a relação entre luz e corrente elétrica no emissor e detector é linear, pode-se dizer que:

$$RO_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{óptica, saída}}^{\text{detector}}}{P_{\text{óptica, entrada}}^{\text{emissor}}} \propto 10 \log_{10} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

O ponto de 3 dB óptico ocorre quando:

$$RE_{dB} = -3dB \therefore 10 \log_{10} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = -3$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{2} = 0,5$$

No regime óptico, a banda é definida pela frequência na qual a tensão cai a 50% de seu valor inicial. Este ponto corresponde à banda elétrica de 6 dB. A Figura 5.12 mostra a diferença entre as duas definições.

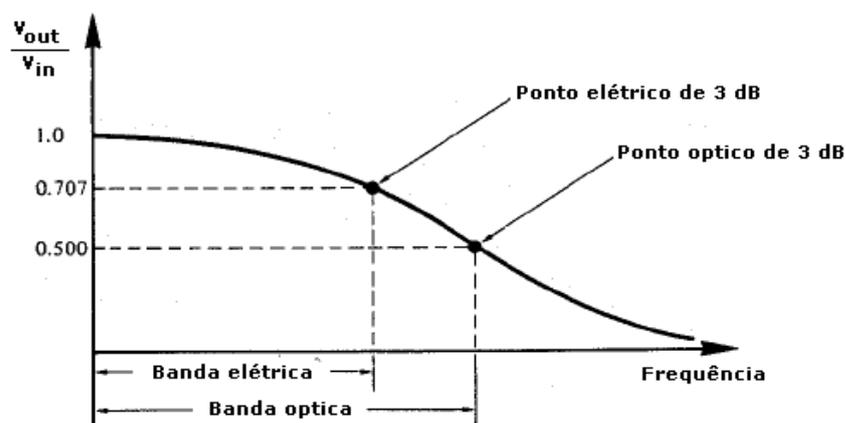
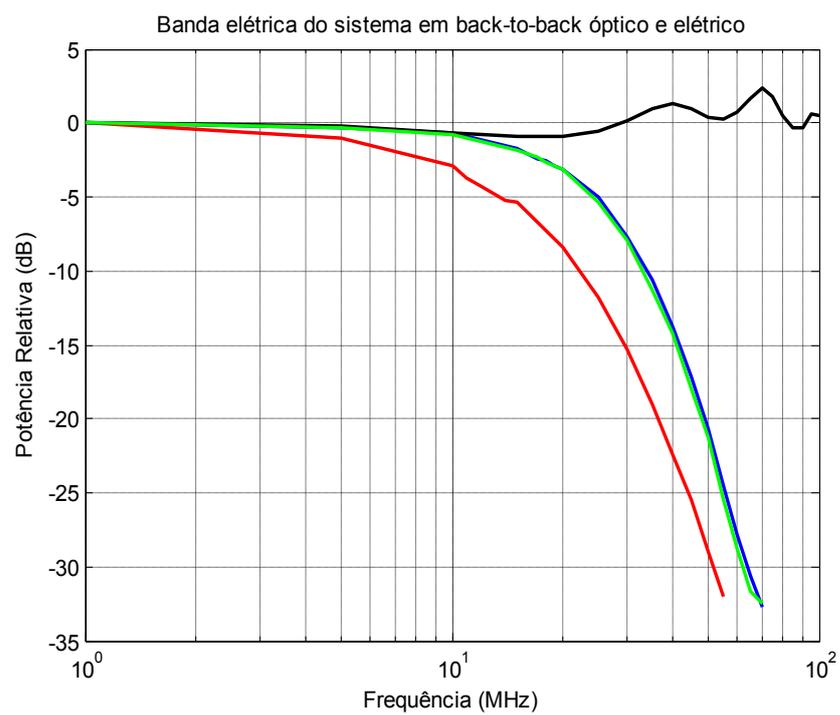
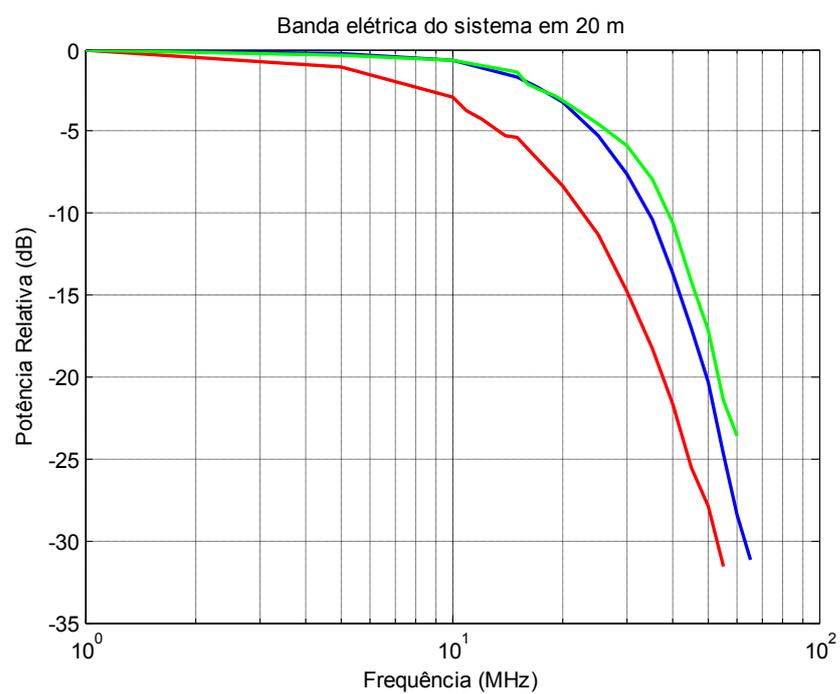


Figura 5.12: Diferenças entre as bandas elétrica e óptica.

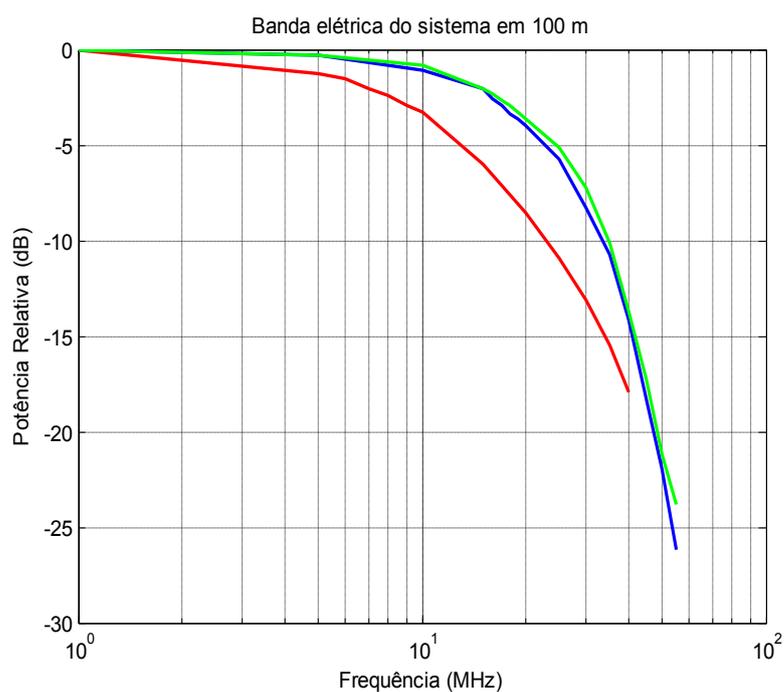
Para caracterização da banda passante do sistema (elétrica), foi utilizado o método apresentado em [8]. Trata-se de fazer uma varredura em frequência com um sinal puro (senóide) enviado ao LED e medir as variações da amplitude do sinal detectado no fotodetector. A Figura 5.13 mostra a resposta do sistema em *back-to-back* óptico e elétrico assim como para enlaces de 20 e 100 metros.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.13: Bandas elétricas medidas no sistema. Cada cor representa um LED. (a) *Back-to-back* elétrico (em negro) e óptico. (b) Banda em 20m. (c) Banda em 100m.

Para não saturar o fotodiodo, montagens como a mostrada na Figura 5.14 podem ser utilizadas.

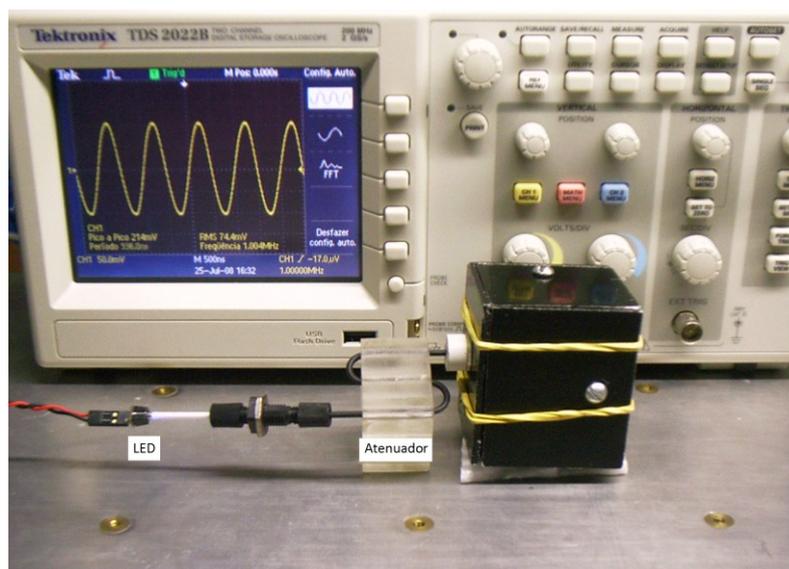


Figura 5.14: Montagem com atenuador no circuito detector.

As bandas passantes em 3 dB para cada uma das configurações podem ser vistas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Bandas elétricas em 3 dB do sistema.

	B2B óptico	20 m	100 m
Vermelho	10 MHz	10 MHz	9 MHz
Azul	20 MHz	19 MHz	18 MHz
Verde	20 MHz	20 MHz	17 MHz

Uma das razões que faz com que a curva da resposta do sistema mostrada na figura Figura 5.13 tenha este perfil é o tempo de recombinação dos portadores no emissor e no detector. A potência óptica gerada pelo LED reduz à medida que a frequência de modulação do dispositivo aumenta. As variações da corrente de modulação não devem ser mais rápidas que a velocidade de recombinação dos pares elétron/lacuna nos semicondutores. No entanto, esta “inércia” não está associada unicamente ao fotodetector e ao LED, mas ao sistema como um todo.

Agrawal define em [7] um método para cálculo do orçamento de banda em função de tempos de resposta do sistema. O *rise time* do sistema pode ser aproximado por:

$$T_{SISTEMA}^2 = T_{LED}^2 + T_{FIBRA}^2 + T_{PD}^2 + T_{SCOPE}^2 + T_{GF}^2$$

Desta equação, podemos encontrar as relações de banda do sistema:

$$\frac{1}{B_{SISTEMA}^2} = \frac{1}{B_{LED}^2} + \frac{1}{B_{FIBRA}^2} + \frac{1}{B_{PD}^2} + \frac{1}{B_{SCOPE}^2} + \frac{1}{B_{GF}^2}$$

A banda do fotodetector s6468-02 utilizado no experimento é dada pelo fabricante (35 MHz). As bandas do osciloscópio e do gerador de funções são de 200 e 100 MHz respectivamente. Para encontrar a banda dos LEDs

utilizados, Foram utilizados os dados de banda do sistema em *back-to-back* óptico. A banda do LED será dada por:

$$\frac{1}{B_{LED}^2} = \frac{1}{B_{SISTEMA}^2 |_{B2BO}} - \frac{1}{B_{PD}^2} - \frac{1}{B_{SCOPE}^2} - \frac{1}{B_{GF}^2}$$

O que nos dá uma banda passante em 3dB de 10,51 MHz para o LED que emite em vermelho e de 25,33 MHz para os LEDs emitindo em azul e verde. Este resultado nos mostra que os grandes limitantes em termos de banda elétrica disponível no nosso sistema foram os LEDs utilizados.

Este resultado já era esperado uma vez que esses LEDs não foram concebidos para a transmissão de dados mas sim para a iluminação. A banda reduzida dos LEDs limitará as taxas de transmissão máximas permitidas nos enlaces de tal maneira que a duração do símbolo OFDM será tão grande que os efeitos dispersivos do sistema não serão percebidos, como mencionado anteriormente.

5.3 *Demodulação do Sinal OFDM*

5.3.1 *Taxas de amostragem e conversões analógico/digital*

Nos experimentos realizados neste trabalho, o gerador de funções fará o papel de DAC enquanto que o osciloscópio fará o papel de ADC, como mencionado anteriormente. Além disso, como visto na seção 4.3, durante a modulação, cada símbolo e seu conjugado dará origem a um ponto de um sinal analógico no domínio do tempo depois da transformada inversa de Fourier. Analogamente, cada ponto do sinal analógico recebido no osciloscópio gerará um símbolo e seu par conjugado depois da transformada direta de Fourier na demodulação.

Tendo em vista essa relação direta entre símbolos e tensões no domínio do tempo, pode-se concluir que é indispensável que os sinais convertidos pelo ADC e DAC ou tenham exatamente a mesma taxa de amostragem ou tenham taxas de amostragem múltiplas uma da outra.

A taxa de amostragem no gerador de funções é $F_{Sa}=2B$. No osciloscópio utilizado, no entanto, não se pode definir diretamente o número de pontos desejado por período. O que ocorre é que o osciloscópio sempre fará a aquisição dos sinais que são mostrados no *display* com um mesmo número de pontos (que é função dos tipos de amostragem que ele pode fazer).

Para diminuir o número de pontos por período de um sinal no osciloscópio utilizado, é necessário que mais períodos sejam visualizados na tela, ou seja, basta que a base de tempo seja aumentada. Analogamente, para aumentar a taxa de amostragem de um sinal, basta diminuir a base de tempo. A Figura 5.15 mostra um esquema do processo.

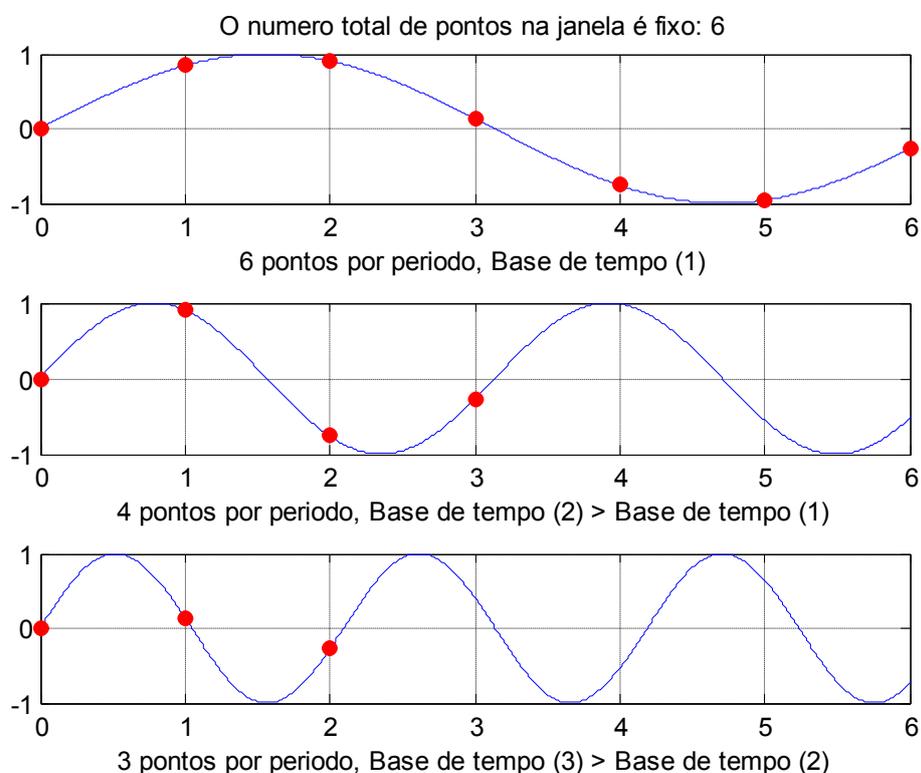


Figura 5.15: Mudança da taxa de amostragem do sinal capturado pelo osciloscópio através da mudança das bases de tempo.

Para que o sinal capturado pelo osciloscópio tenha a mesma taxa de amostragem do sinal transmitido, a base de tempo deve ser tal que:

$$BT = \frac{N_o T_S}{10(N_{IFFT} + N_{IG})}$$

Onde N_0 representa o número de pontos do arquivo gerado pelo osciloscópio e 10 é o número de divisões horizontais no mesmo. No exemplo da Figura 5.15, $N_0=6$. Para o tipo de amostragem utilizado nos experimentos deste trabalho, $N_0=2500$. Assim:

$$BT = \frac{2500T_s}{10(N_{IFFT} + N_{IG})} = \frac{125}{B}$$

Vale à pena lembrar que o sinal que será capturado pelo osciloscópio deverá possuir necessariamente mais de um período do símbolo OFDM transmitido para que a demodulação possa ser feita. Assim, uma vez que os sinais transmitidos e recebidos tenham a mesma taxa de amostragem, basta recolher os primeiros $(N_{IFFT}+N_{IG})$ pontos do sinal recebido para começar o processo de demodulação.

5.3.2 Limitações do osciloscópio; bases de tempo discretas

Além da limitação em banda passante dos LEDs, outro problema encontrado neste projeto foi o fato de que as bases de tempo do osciloscópio são fixas e pré-definidas. A Tabela 5.4 mostra as bases de tempo do osciloscópio.

Tabela 5.4: Bases de tempo disponíveis no osciloscópio.

ns	μ s	ms	s
2,5; 5; 10; 25; 50; 100; 250; 500	1; 2,5; 5; 10; 25; 50; 100; 250; 500	1; 2,5; 5; 10; 25; 50; 100; 250; 500	1; 2,5; 5; 10; 25; 50;

Imaginemos, por exemplo, uma transmissão em 100 m utilizando o LED azul. Neste caso, a banda elétrica disponível do sistema é de 18 MHz e a base de tempo necessária no osciloscópio para que o sinal recebido tenha a mesma taxa de amostragem do sinal enviado é de:

$$BT = \frac{125}{18 * 10^6} = 6,94 \mu s$$

No entanto, este valor não é um dos valores pré-determinados pelo osciloscópio. Para manter a coerência entre as taxas de amostragem de transmissão e recepção, o sinal transmitido deverá ser criado para uma banda de 12.5 MHz (em uma base de tempo de 10 μ s), o que representa uma perda de 30,6% da banda real de 18 MHz que possui o sistema. Em outras palavras, a banda elétrica que poderá efetivamente ser utilizada na transmissão dos sinais OFDM será limitada não somente pelos LEDs utilizados como também pelos parâmetros do osciloscópio.

Uma solução para este problema é construir um sinal OFDM com uma banda maior do que a banda de 3 dB da qual realmente dispomos. Para o exemplo anterior, se ao invés de usar uma banda de 18 MHz, usássemos uma banda de 25 MHz (o que equivaleria a ir além dos 3 dB instituídos como limite do sistema anteriormente), poderíamos utilizar a base de tempo de 5 μ s do osciloscópio. No entanto, quanto mais extrapolamos os limites de banda passante do sistema, mais estaremos sujeitos a distorções do sinal recebido que representarão rotações e variações de amplitude dos símbolos demodulados, como será visto no capítulo 6.

A Tabela 5.5 mostra alguns valores convenientes de banda elétrica do sinal de modulação e base de tempo do osciloscópio em termos de visualização do sinal. Note que para $N_{INFO} = 1023$, a base de tempo permite a visualização de pouco mais de um período do símbolo OFDM.

Tabela 5.5: Valores convenientes de N_{INFO} , base de tempo e banda elétrica disponível para os ensaios.

N_{INFO}	Banda elétrica (MHz)	Base de tempo (μ s)	Período de visualização ($10 * BT$) (μ s)	IG a 6,25% de N_{IFFT}	Período do símbolo OFDM (μ s)
1023	5	25	250	Sim	217,6
1023	12,5	10	100	Sim	87,04
1023	25	5	50	Sim	43,52
1023	50	2,5	25	Sim	21,76

Vale lembrar também que por causa das pequenas bandas elétricas disponíveis neste projeto (algumas dezenas de MHz), as taxas de amostragem máximas do osciloscópio e do gerador de funções em si não serão um limitante na transmissão. No entanto, por causa da limitação de 1 GS/s do gerador de funções, as transmissões estariam restritas a sistemas de banda elétrica passante máxima de 500 MHz (ou ~ 3 Gbits/s no caso de 1023 subportadoras de informação, todas com mapeamento 64QAM).

5.3.3 O programa de demodulação

A Figura 5.16 mostra a interface do programa de demodulação OFDM criado neste trabalho.

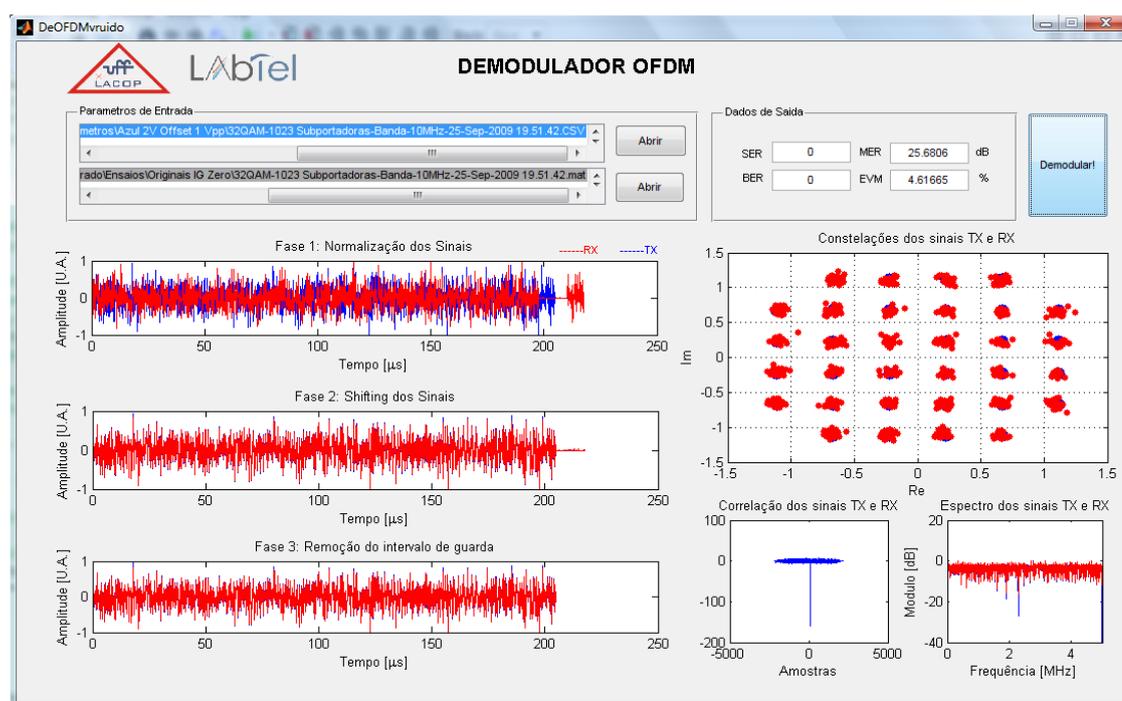


Figura 5.16: Interface do programa de demodulação OFDM.

O processo de obtenção dos símbolos recebidos na transmissão envolve mais do que a demodulação em si. O primeiro passo do programa de demodulação é carregar o arquivo com o sinal OFDM recuperado pelo osciloscópio assim como o arquivo com as variáveis do sinal transmitido.

Como mencionado na seção 5.3.2, o sinal recuperado do osciloscópio possuirá 2500 pontos. No entanto, graças à escolha da combinação base de

tempo/banda elétrica apropriada (Tabela 5.5), este sinal já possuirá a mesma taxa de amostragem do sinal transmitido. Basta então selecionar os primeiros $N_{\text{IFFT}}+N_{\text{IG}}$ pontos do mesmo. A Figura 5.17 mostra um sinal OFDM visualizado no osciloscópio.

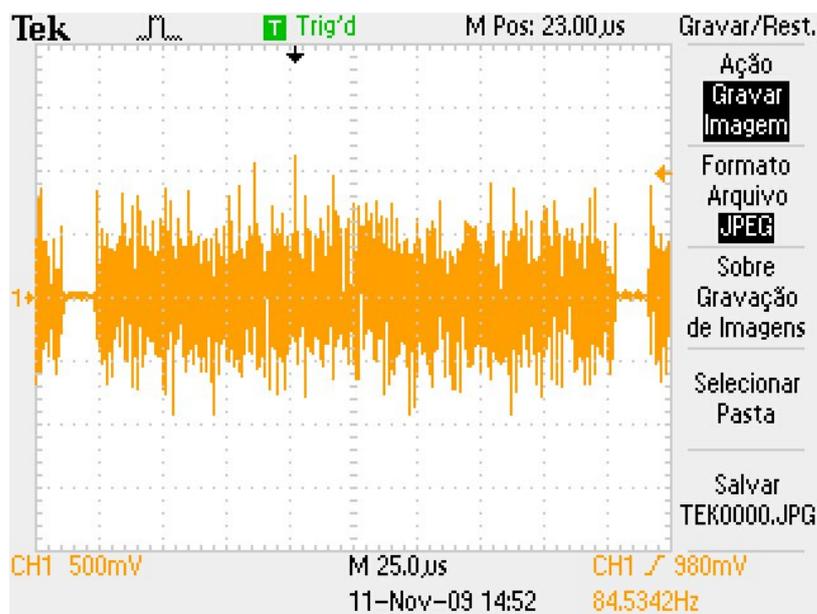


Figura 5.17: Visualização de sinal OFDM no osciloscópio em *back-to-back* elétrico. O sinal foi criado a partir de 1023 subportadoras e uma banda elétrica de 10 MHz. A base de tempo é de 25 μ s, escolhida para igualar as taxas de amostragem dos sinais transmitido e recebido.

Como o sinal sofrerá com a atenuação da fibra óptica, o próximo passo do programa de demodulação será normalizar os sinais, como mostra a “FASE 1” da Figura 5.16.

Além da forte atenuação, percebe-se que o sinal recebido está deslocado temporalmente em relação ao sinal original. Isto acontece porque o osciloscópio não pode identificar exatamente o início do sinal. Para resolver essa questão e encontrar o início do sinal em recepção, basta fazer a correlação entre o sinal transmitido e o recebido. O máximo do gráfico de correlação entre os dois sinais (Figura 5.18) indicará o ponto no qual o sinal transmitido é mais semelhante ao enviado. Encontrado este ponto, basta transladar o sinal recebido adequadamente e multiplicá-lo por -1 caso ele esteja invertido. A “Fase 2” mostra os dois sinais depois do processo de alinhamento horizontal (*shifting*).

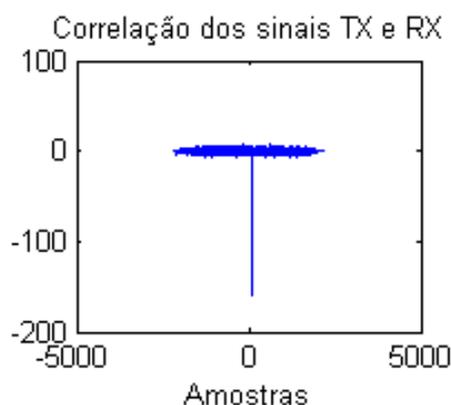


Figura 5.18: Correlação entre os sinais recebido e transmitido. O máximo negativo indica que o sinal recebido está invertido.

O cálculo dos parâmetros de transmissão será realizado através da comparação dos sinais recebido e transmitido. Vale lembrar, no entanto, que em um sistema real, o receptor não conhece o sinal transmitido. Assim, uma sincronização temporal e em frequência adequada será vital para uma transmissão correta. Os métodos de sincronização estão fora do escopo deste projeto, mas o assunto será brevemente discutido na seção 7.1.4.

Depois do alinhamento, o programa retira o intervalo de guarda do sinal recebido (“Fase 3”) e lhe aplica a transformada direta de Fourier. Os símbolos recebidos são comparados com os transmitidos para o cálculo dos parâmetros de saída (EVM, BER, SER e MER). O programa mostra ainda a constelação recebida e transmitida assim como os espectros dos sinais recebido e transmitido.

A Figura 5.19 mostra as etapas do programa de demodulação.

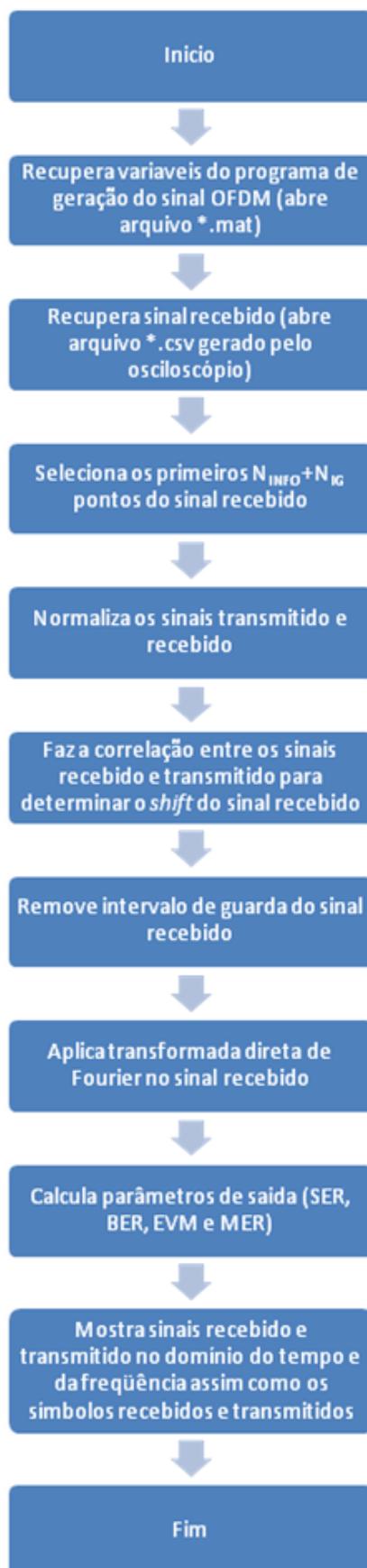


Figura 5.19: Processos do programa de demodulação.

6. TRANSMISSÕES REALIZADAS

As transmissões realizadas neste trabalho envolveram quatro cenários distintos. Primeiramente, foram realizadas transmissões em *back-to-back* elétrico para verificar os erros de quantização do gerador de funções e do osciloscópio. Depois disso, foram realizadas transmissões em *back-to-back* óptico (com um trecho de fibra óptica de aproximadamente 5 cm) para verificar que os valores de *offset* e tensão pico-à-pico escolhidos não levariam o LED ao seu regime não linear e nem tão pouco saturariam o fotodetector. Depois dessas etapas, finalmente foram realizadas as transmissões em 20 e 100 metros de SI PMMA POF.

Foram testados diversos tipos de mapeamento para os LEDs em 651,8 nm, 519,2 nm e 456,1nm além de sinais com uma banda passante maior da que a que aquela em 3 dB para possibilitar a análise dos limites do sistema em termos de taxa de transmissão. Além disso, foram feitas transmissões com sinais com bandas elétricas menores do que as medidas (em 3 dB) para respeitar ao mesmo tempo a coerência entre taxas de amostragem dos sinais e a banda passante do sistema.

Como mencionado anteriormente, foi utilizado um intervalo de guarda zerado a 6,25% da duração do símbolo OFDM original, apesar da pequena dispersão do sistema (em relação à duração dos símbolos OFDM). Além disso, os sinais transmitidos não eram adaptativos, ou seja, todas as subportadoras possuíam o mesmo tipo de mapeamento.

6.1 *Back-to-back Elétrico*

A Figura 6.1 mostra a recepção de um sinal OFDM com 63 subportadoras, banda elétrica de 12,5 MHz e mapeamento QPSK.

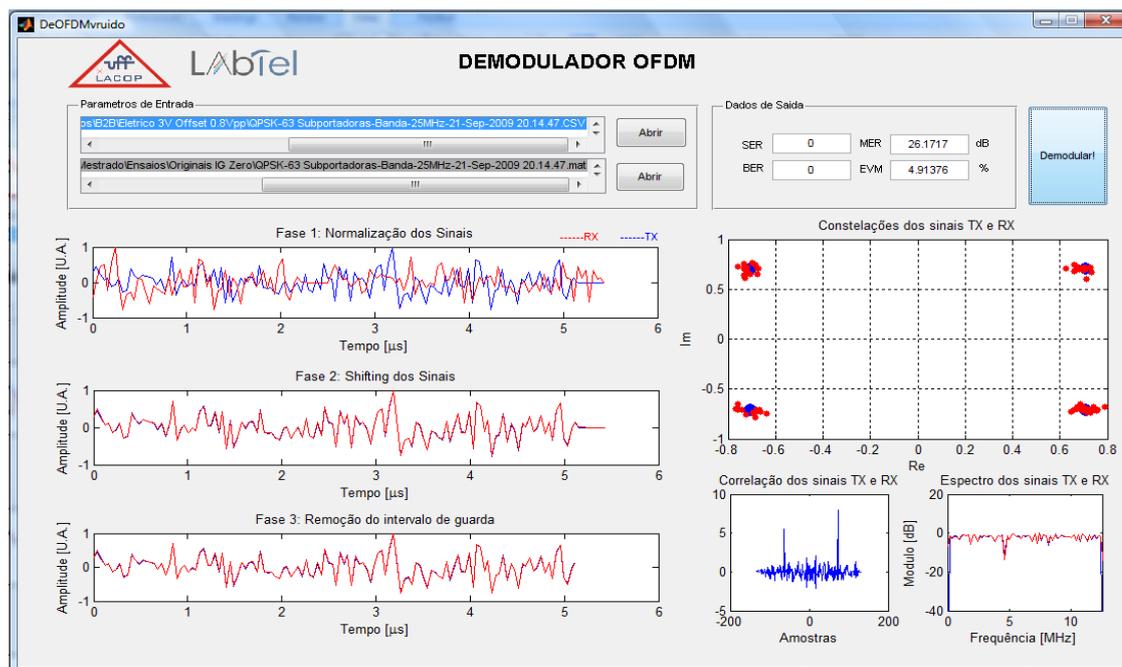


Figura 6.1: 63 subportadoras, banda de 12,5 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e à 6,25%.

Os símbolos recebidos, que deveriam ter exatamente a mesma localização dos símbolos transmitidos na configuração *back-to-back* elétrico, indicam os erros de quantização causados pelo gerador de funções e osciloscópio.

Eles acontecem porque a representação dos números decimais nos equipamentos é limitada em números de bits. Imaginemos, por exemplo, que a IFFT gera o ponto 0,8569547 do sinal analógico a ser transmitido. As limitações de aparelhagem farão com que o mesmo seja truncado em, digamos, 0,8657. Essa diferença, apesar de sutil, fará com que o sinal criado pelo gerador de funções seja diferente do que foi realmente criado pela IFFT e o mesmo acontecerá com a representação do sinal recebido no osciloscópio.

Os limites de quantização serão uma das causas de erros nas transmissões e serão ainda mais prejudiciais em mapeamentos nos quais os símbolos estão mais próximos uns dos outros, como mostra a Figura 6.2.

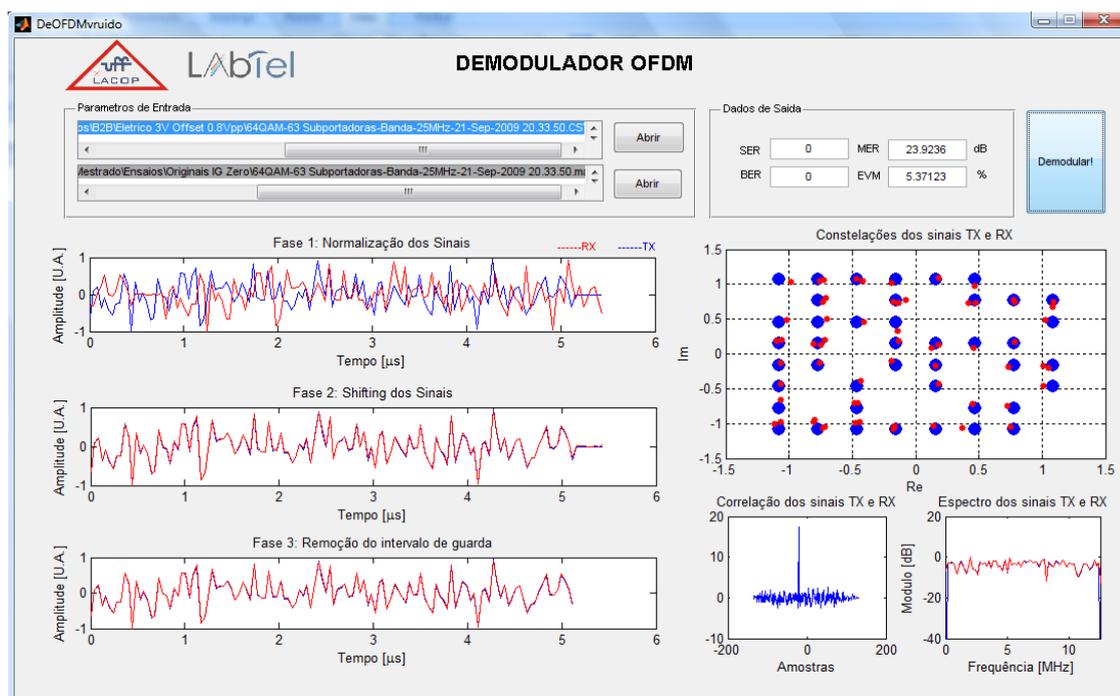
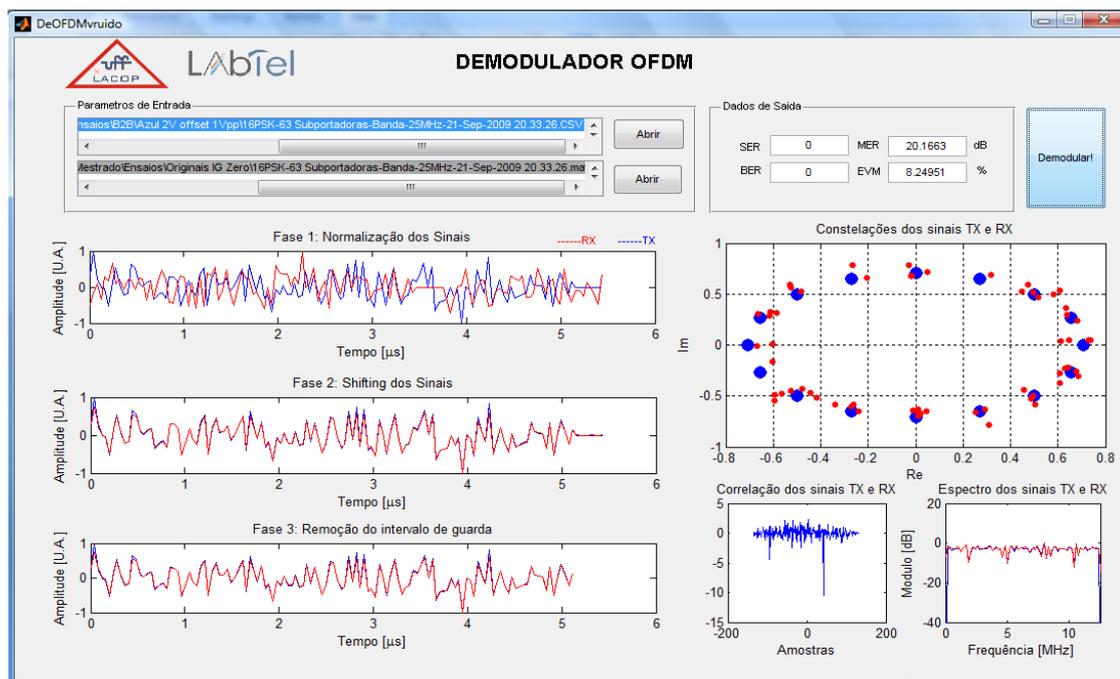


Figura 6.2: *Back-to-back* Elétrico. 63 subportadoras, banda de 12,5 MHz e mapeamento 64QAM. IG zero e a 6,25%.

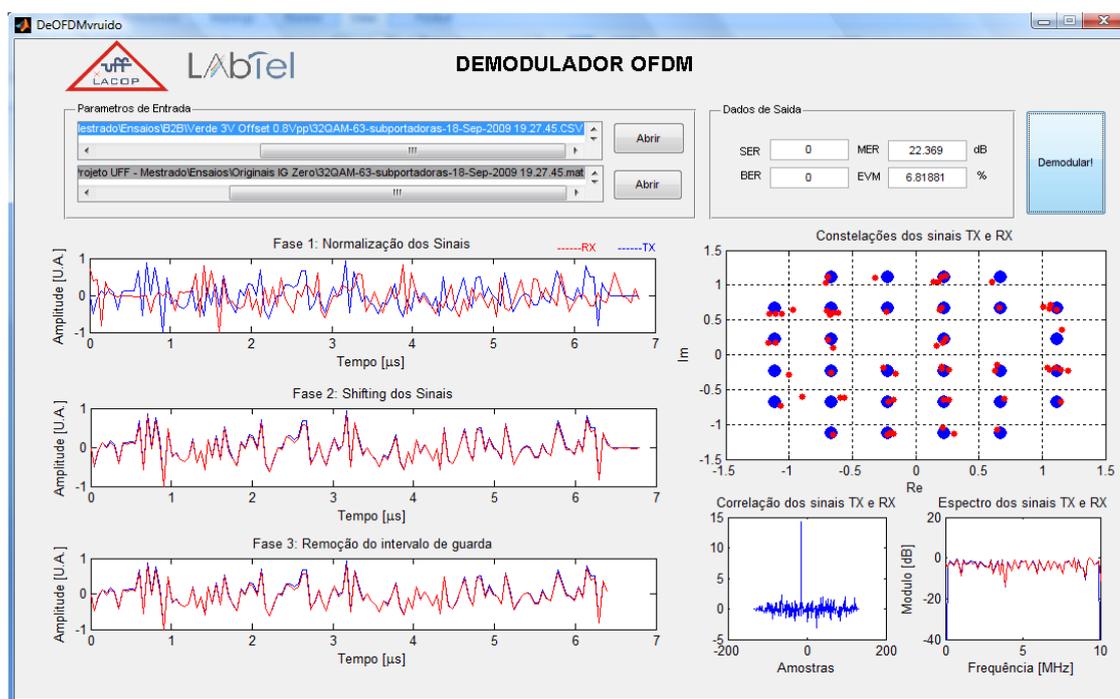
Um estudo mais detalhado dos efeitos dos limites de quantização dos equipamentos nas transmissões OFDM ópticas pode ser encontrado em [36].

6.2 *Back-to-back* Óptico

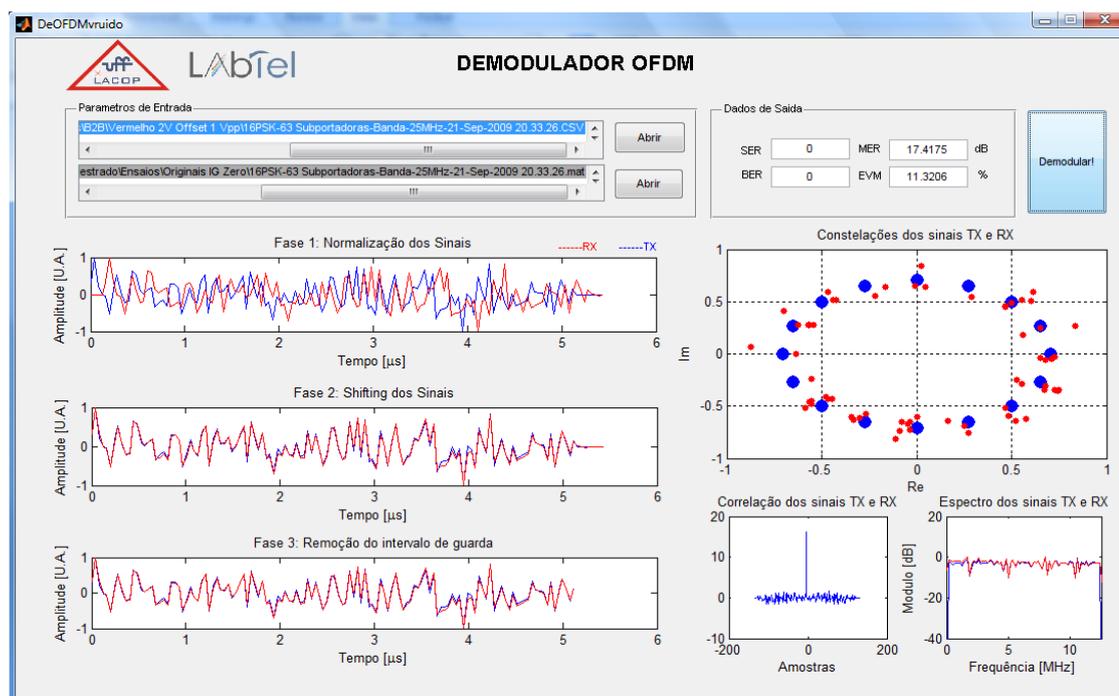
Por causa das limitações de banda dos LEDs, as bandas elétricas passantes em *back-to-back* óptico estarão limitadas a 10 MHz para o LED vermelho e 20 MHz para os LEDs azul e verde. No entanto, algumas transmissões a 12,5 MHz foram realizadas com sucesso, o que mostra que foi possível extrapolar o ponto de 3 dB de resposta do sistema com o LED vermelho. A Figura 6.3 mostra algumas transmissões realizadas com os LEDs azul, verde e vermelho.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.3: (a) LED azul. 63 subportadoras, banda de 12,5 MHz e mapeamento 16PSK. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde. 63 subportadoras, banda de 10 MHz e mapeamento 32QAM. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho. 63 subportadoras, banda de 12,5 MHz e mapeamento 16PSK. IG zerado e a 6,25%.

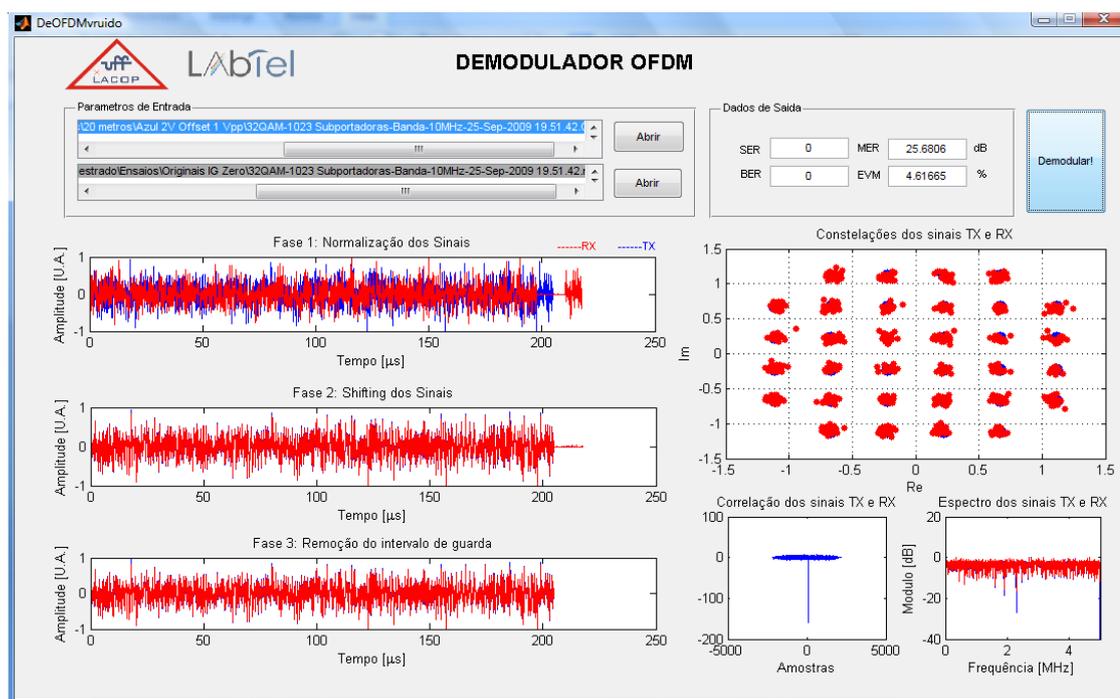
Vale à pena lembrar que os mapeamentos PSK com muitos níveis raramente são utilizados no OFDM óptico já que a distância reduzida entre os símbolos da constelação torna o sistema mais suscetível ao ruído.

6.3 Enlace de 20 Metros

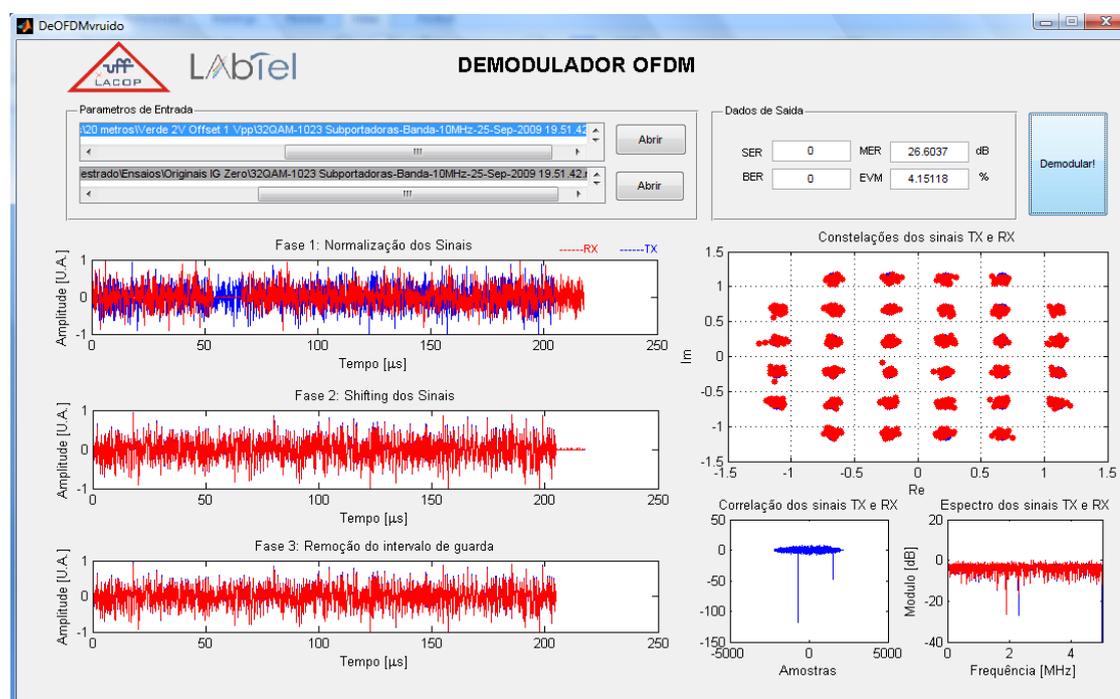
Para um enlace de 20 metros, as bandas passantes do sistema são de 10 MHz com o LED vermelho, 19 MHz com o LED azul e 20 MHz com o LED verde. Por causa da limitação das bases de tempo do osciloscópio, as primeiras transmissões foram feitas a 5 MHz de banda elétrica passante.

6.3.1 Transmissões a 5 MHz

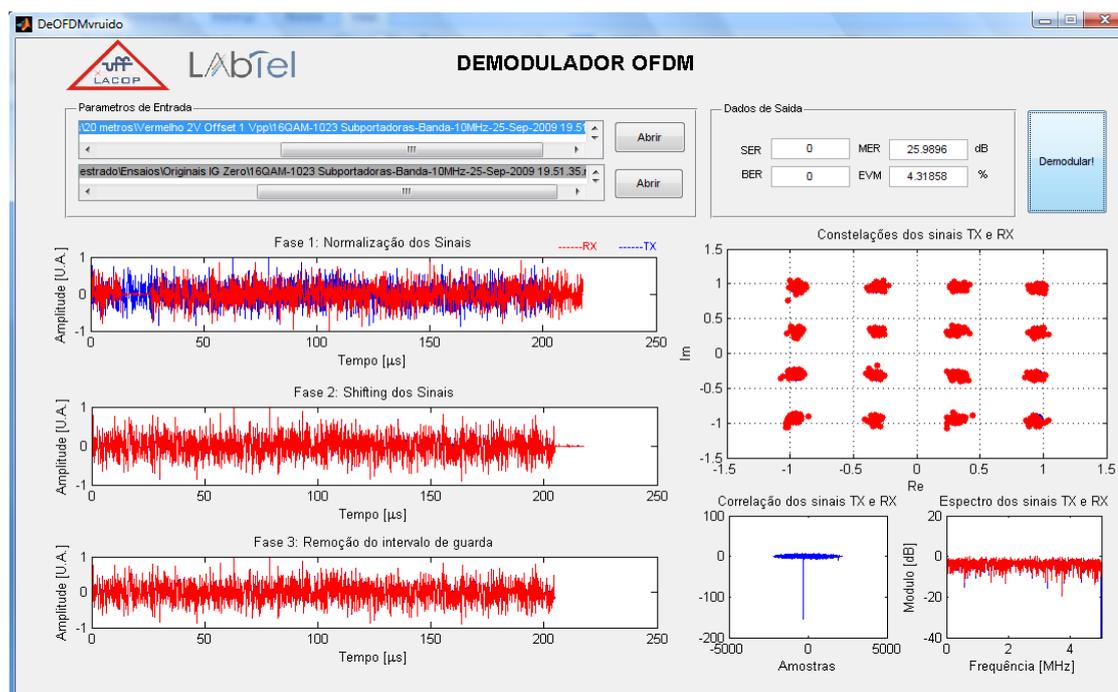
A Figura 6.4 mostra algumas transmissões realizadas com 1023 subportadoras, banda de 5 MHz e em 20 metros de fibra óptica para os LEDs azul, verde e vermelho.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.4: (a) LED azul, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5MHz e mapeamento 32QAM. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5MHz e mapeamento 32QAM. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%.

Para finalizar os ensaios a 5 MHz, tentou-se a transmissão com mapeamento 64QAM. O melhor resultado conseguido foi um BER de $1,6 \times 10^{-4}$ com o LED verde, como mostra a

Figura 6.5. Em um sistema com FEC, esta transmissão seria possível.

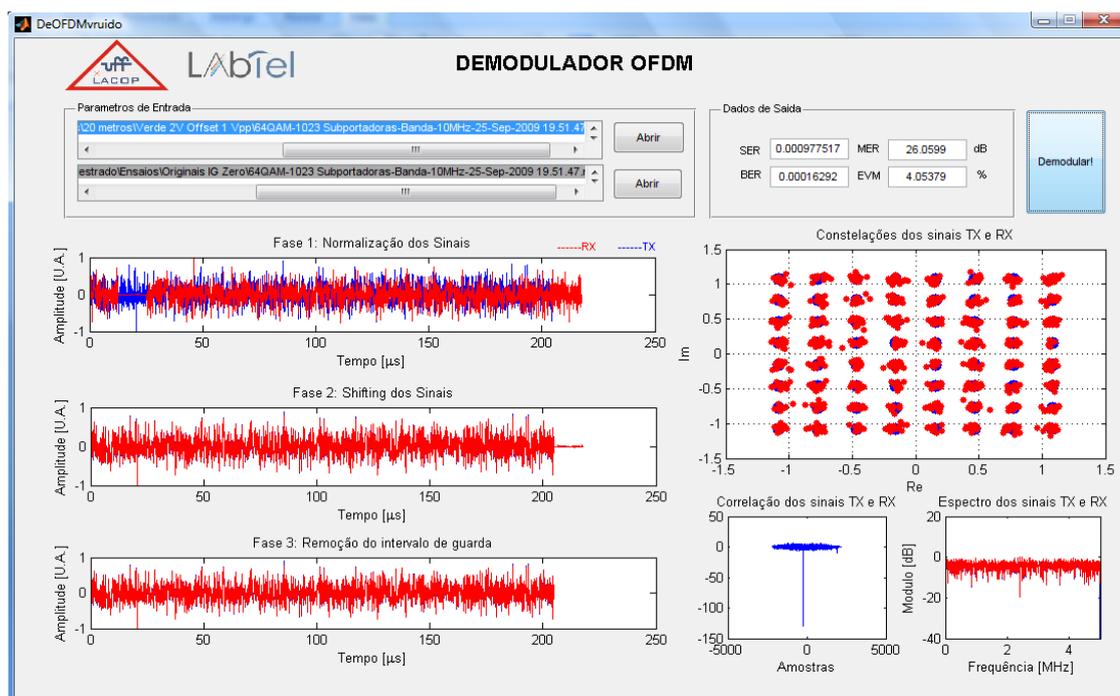


Figura 6.5: LED verde, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5 MHz e mapeamento 64QAM. IG zerado e a 6,25%.

A Tabela 6.1 mostra os parâmetros das transmissões com 5 MHz de banda.

Tabela 6.1: Parâmetros de transmissão a 5 MHz de banda.

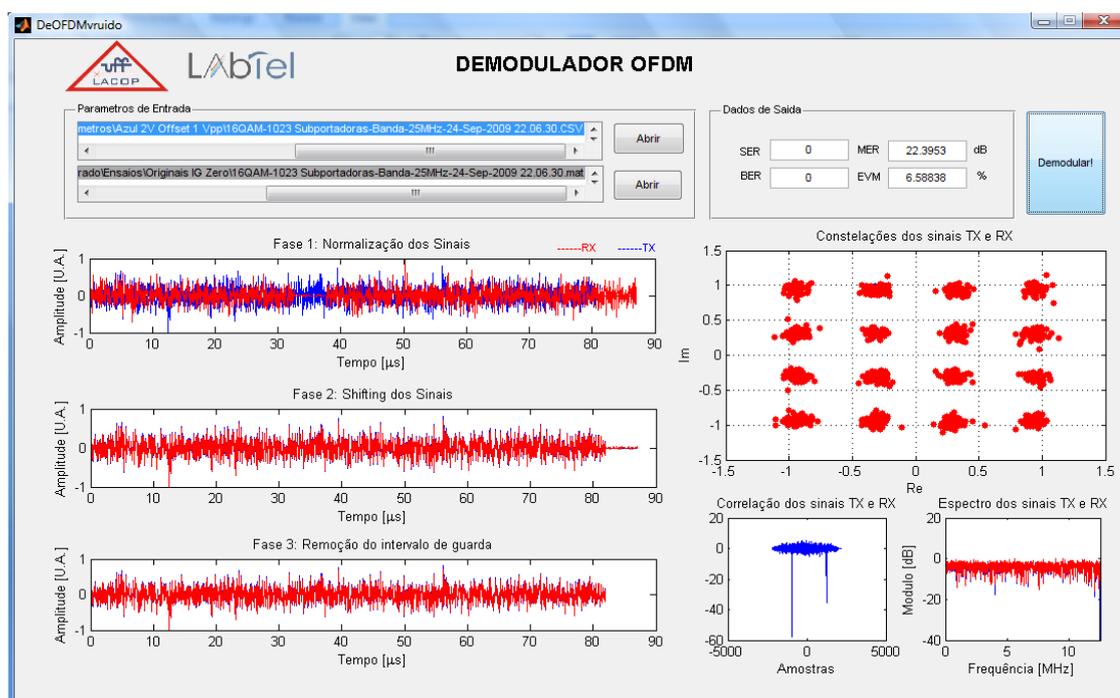
LED	Ninfo	Nifft	% IG	Nig	Nzp	Ts (us)	Δf (KHz)	M	R (Mbps)
Azul	1023	2048	6,25	128	0	217,60	4,60	32	23,51
Verde	1023	2048	6,25	128	0	217,60	4,60	32	23,51
Vermelho	1023	2048	6,25	128	0	217,60	4,60	16	18,81
Verde	1023	2048	6,25	128	0	217,60	4,60	64	28,21

6.3.2 Transmissões a 12,5 MHz

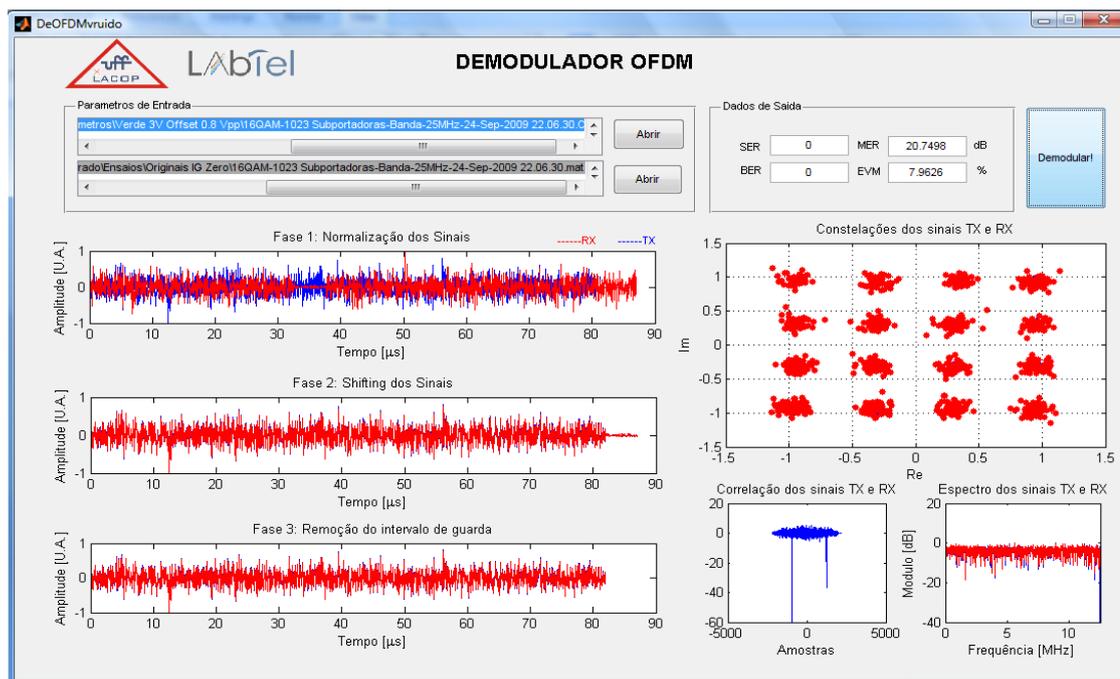
Ao extrapolar a banda de 3 dB do sistema, estaremos sujeitos à distorções causadas pela resposta do canal ao sinal OFDM transmitido. No entanto, como esquemas de modulação mais "frouxos", mesmo com possíveis rotações e variações de amplitudes dos símbolos, o demapeamento pode

ainda ser tal que a decisão entre um símbolo ou outro venha a ser apropriada. Esta parte do trabalho se dedicou a examinar os limites de transmissão em termos de níveis de modulação utilizando uma banda a 12,5 MHz, maior, portanto, que a banda passante do sistema.

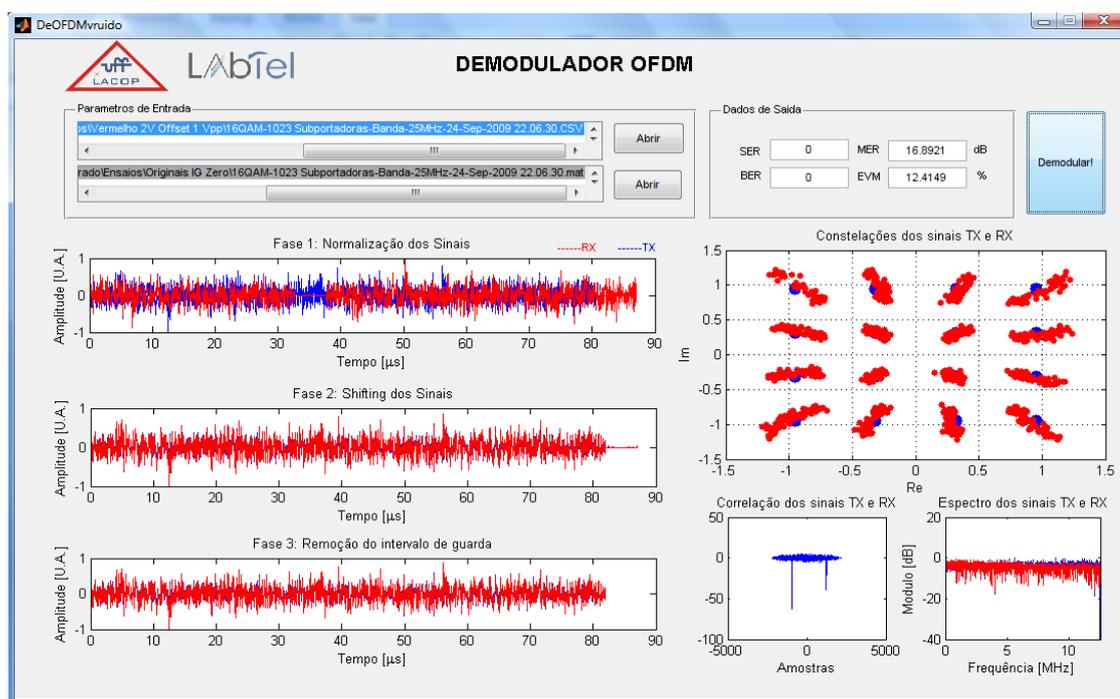
A Figura 6.6 mostra que foi possível realizar transmissões com mapeamento 16QAM a 12,5 MHz e 1023 subportadoras de informação com os três LEDs.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.6: (a) LED azul, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%. 3 Volts de *offset* e 0.8 Volts pico-à-pico. (c) LED vermelho, 20 m. 63 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%.

Deve-se perceber que por causa da menor banda passante do LED vermelho, os símbolos recebidos começam a se afastar mais de suas posições ideais, o que é indicado por um aumento do EVM. Isso pode ser visto também através dos espectros dos sinais. A parte central do espectro do sinal recebido esta ligeiramente reduzida em relação à mesma parte do sinal transmitido.

Como a transmissão é realizada a um símbolo por subportadora, pode-se perceber que os símbolos correspondentes às subportadoras com pior resposta em frequência se afastarão mais de suas posições ideais. Equivalentemente, os símbolos associados à subportadoras com melhor resposta do meio estarão mais próximos de suas posições ideais.

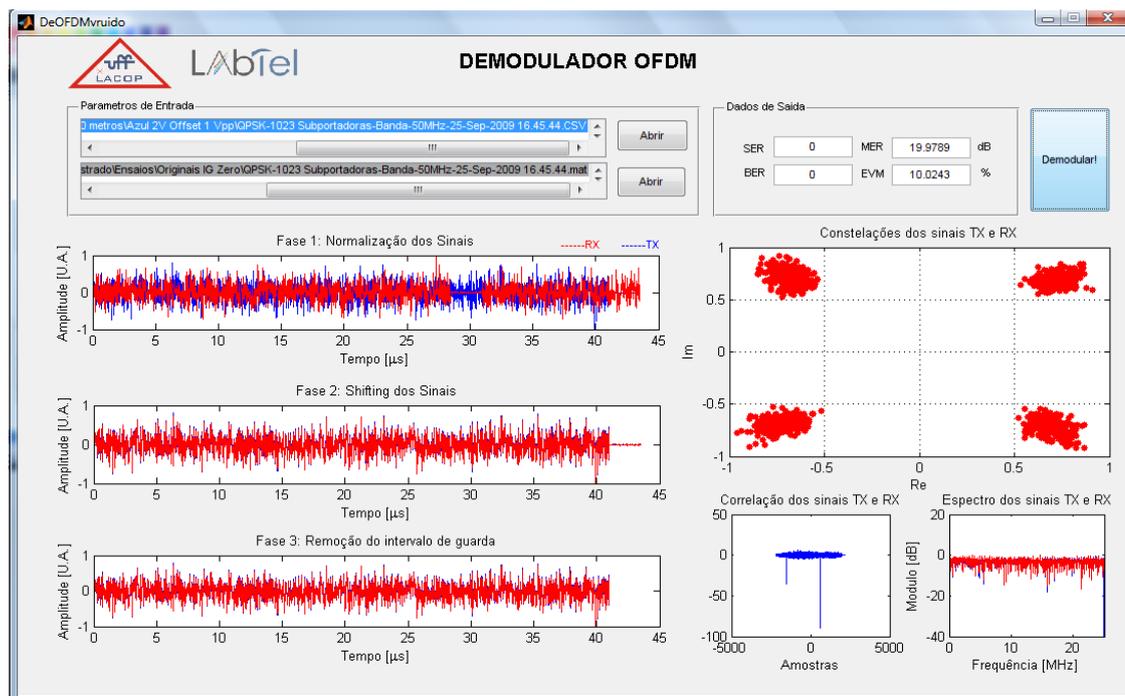
A Tabela 6.2 mostra os parâmetros da transmissão a 12,5 MHz.

Tabela 6.2: Parâmetros de transmissão a 12,5 MHz de banda.

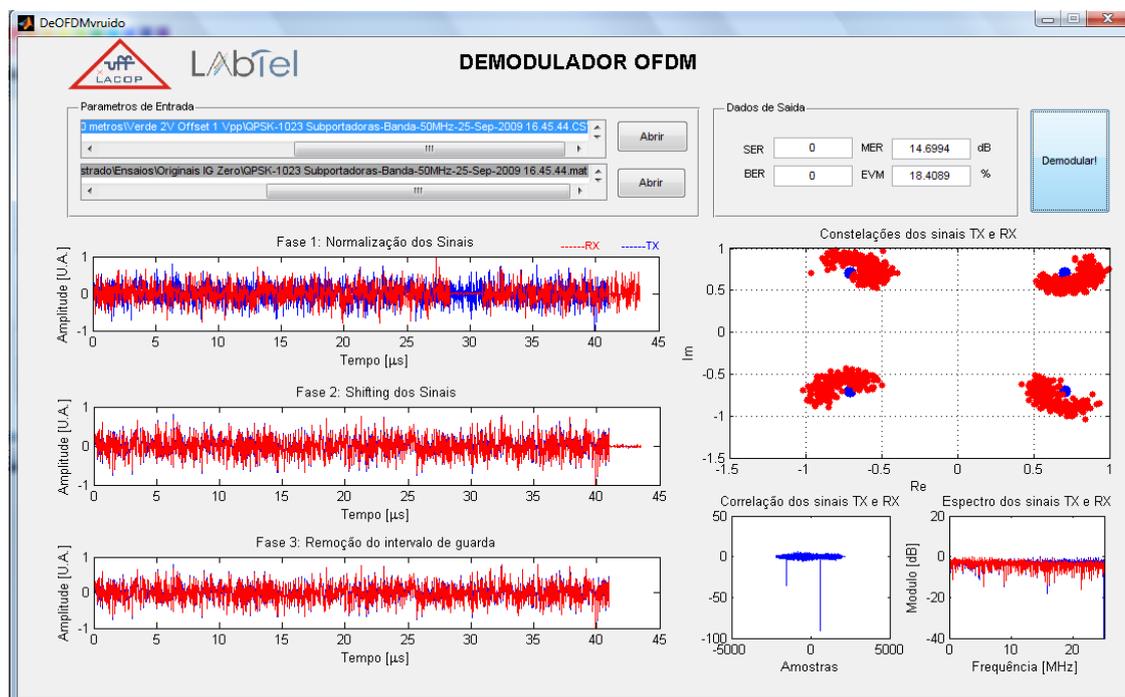
LED	Ninfo	Nifft	% IG	Nig	Nzp	Ts (us)	Δf (KHz)	M	R (Mbps)
Azul	1023	2048	6,25	128	0	87,04	11,49	16	47,01
Verde	1023	2048	6,25	128	0	87,04	11,49	16	47,01
Vermelho	1023	2048	6,25	128	0	87,04	11,49	16	47,01

6.3.3 Transmissões a 25 MHz

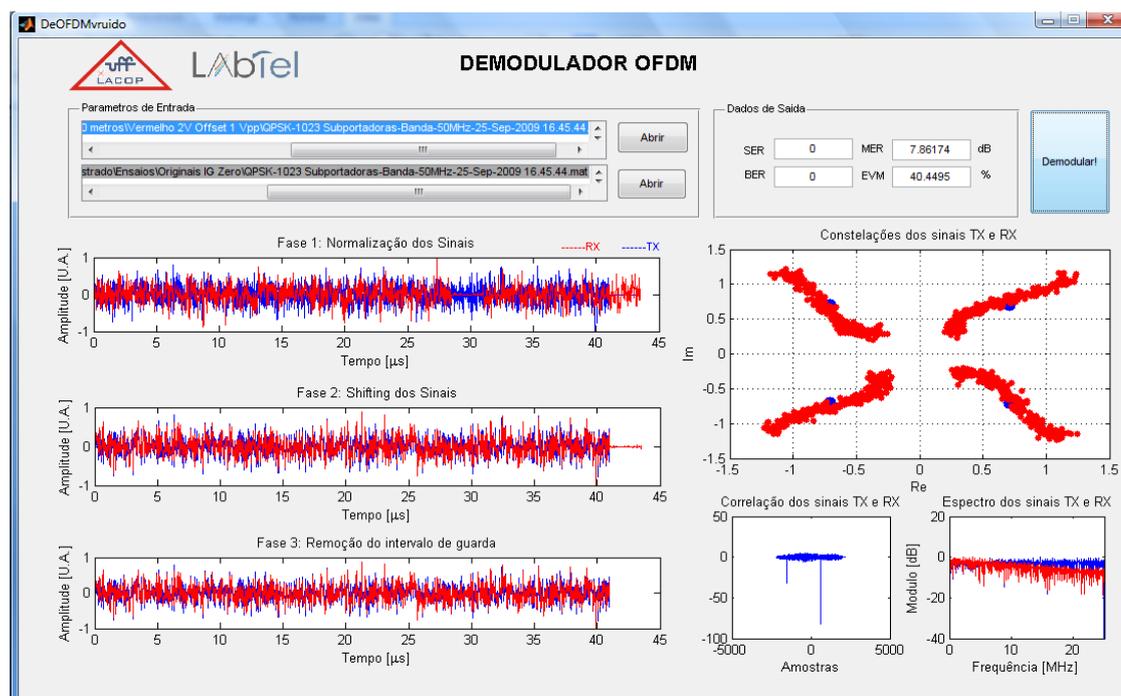
As transmissões a 25 MHz estão tão acima da banda disponível do sistema, que o único mapeamento que pôde ser utilizado foi o QPSK. A Figura 6.7 mostra a transmissão de sinais com 1023 subportadoras de informação, 25 MHz e mapeamento QPSK.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.7: (a) LED azul, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho, 20 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%.

Vale à pena perceber mais uma vez que algumas subportadoras sofreram bastante com a resposta do sistema, mesmo quando utilizado o LED verde. No caso da transmissão com o LED verde, a resposta do meio foi tal que causou uma rotação em espiral de alguns símbolos, o que evidencia a resposta em fase do sistema. Para a transmissão com o LED vermelho, o sistema gerou uma diminuição de módulos de alguns símbolos, formando um "X". A Tabela 6.3 mostra os parâmetros da transmissão a 25 MHz de banda.

Tabela 6.3: Parâmetros da transmissão a 25 MHz de banda.

LED	N _{info}	N _{fft}	% IG	N _{ig}	N _{zp}	T _s (us)	Δf (KHz)	M	R (Mbps)
Azul	1023	2048	6,25	128	0	43,52	22,9779	4	47,01287
Verde	1023	2048	6,25	128	0	43,52	22,9779	4	47,01287
Vermelho	1023	2048	6,25	128	0	43,52	22,9779	4	47,01287

Uma solução para melhorar a transmissão é não utilizar as subportadoras que sofrem mais com a resposta do meio. No entanto, naturalmente, isso representará a diminuição da taxa de transmissão.

A Tabela 6.4 mostra um resumo de todas as transmissões bem sucedidas em 20 metros.

Tabela 6.4: Resumo das transmissões no enlace de 20 metros

LED	Map	N_{INFO}	Banda (MHz)	R (Mbits/s)	MER (dB)	EVM (%)	BER	C (Mbps*m)
azul	QPSK	1023	25	47,01	19,98	10,02	0	940,26
azul	16QAM	1023	12,5	47,01	22,39	6,59	0	940,26
verde	QPSK	1023	25	47,01	14,70	18,41	0	940,26
verde	16QAM	1023	12,5	47,01	20,75	7,97	0	940,26
vermelho	16QAM	1023	12,5	47,01	16,82	12,42	0	940,26
vermelho	QPSK	1023	25	47,01	7,86	40,45	0	940,26
verde	16QAM	63	12,5	46,32	16,61	13,08	0	926,47
verde	16PSK	63	12,5	46,32	17,10	11,74	0	926,47
vermelho	16PSK	63	12,5	46,32	14,47	15,88	0	926,47
verde	8PSK	63	12,5	34,74	16,24	12,97	0	694,85
vermelho	8PSK	63	12,5	34,74	15,19	14,63	0	694,85
verde	64QAM	1023	5	28,21	26,01	4,05	1,60E-04	564,15
azul	32QAM	1023	5	23,51	25,68	4,62	0	470,13
verde	32QAM	1023	5	23,51	26,60	4,15	0	470,13
azul	QPSK	63	12,5	23,16	9,61	33,06	0	463,24
verde	QPSK	63	12,5	23,16	16,74	14,56	0	463,24
azul	16QAM	1023	5	18,81	26,13	4,25	0	376,10
vermelho	16QAM	1023	5	18,81	25,99	4,32	0	376,10
azul	8PSK	1023	5	14,10	25,46	4,48	0	282,08
verde	8PSK	1023	5	14,10	26,04	4,19	0	282,08
vermelho	8PSK	1023	5	14,10	17,51	11,19	0	282,08
azul	QPSK	1023	5	9,40	24,01	6,30	0	188,05
verde	QPSK	1023	5	9,40	26,57	4,69	0	188,05
vermelho	QPSK	1023	5	9,40	26,02	5,00	0	188,05

A tabela mostra que o recorde de transmissão com o LED vermelho foi de 47 Mbits/s em um sistema que tem banda passante real de 10 MHz

(eficiência espectral de 4,7 bits/s/Hz). A mesma taxa foi alcançada com o LED azul cujo sistema possui banda passante de 19 MHz (eficiência espectral de 2,47 bits/s/Hz) e com o LED verde cujo sistema apresenta banda de 20 MHz (eficiência espectral de 2,35 bits/s/Hz). Para o caso da transmissão com o LED vermelho, o sinal OFDM apresenta uma eficiência espectral quase cinco vezes maior que a do NRZ (*Non-return to Zero*) usado convencionalmente nos sistemas de comunicações ópticas. Para o caso da transmissão com os LEDs azul e verde, a eficiência espectral do sinal OFDM foi mais de duas vezes maior que a de um sinal NRZ. A capacidade máxima de transmissão obtida foi de $9,4 \times 10^8$ bps·m.

Com relação à dispersão, como visto na seção 3.4, em um enlace de 20 metros não teremos filtragem espectral e a dispersão total será de:

Tabela 6.5: Valores de dispersão teóricos em 20 metros da fibra óptica usada no projeto.

λ_C (nm)	T_{MAX}^{MODAL} em 20 m (ns)	$T_{MAX}^{MATERIAL}$ em 20 m (ns)	T_{MAX}^{TOTAL} em 20 m (ns)
456,1	5,15	0,35	5,16
519,2	5,15	0,26	5,16
651,8	5,15	0,09	5,15

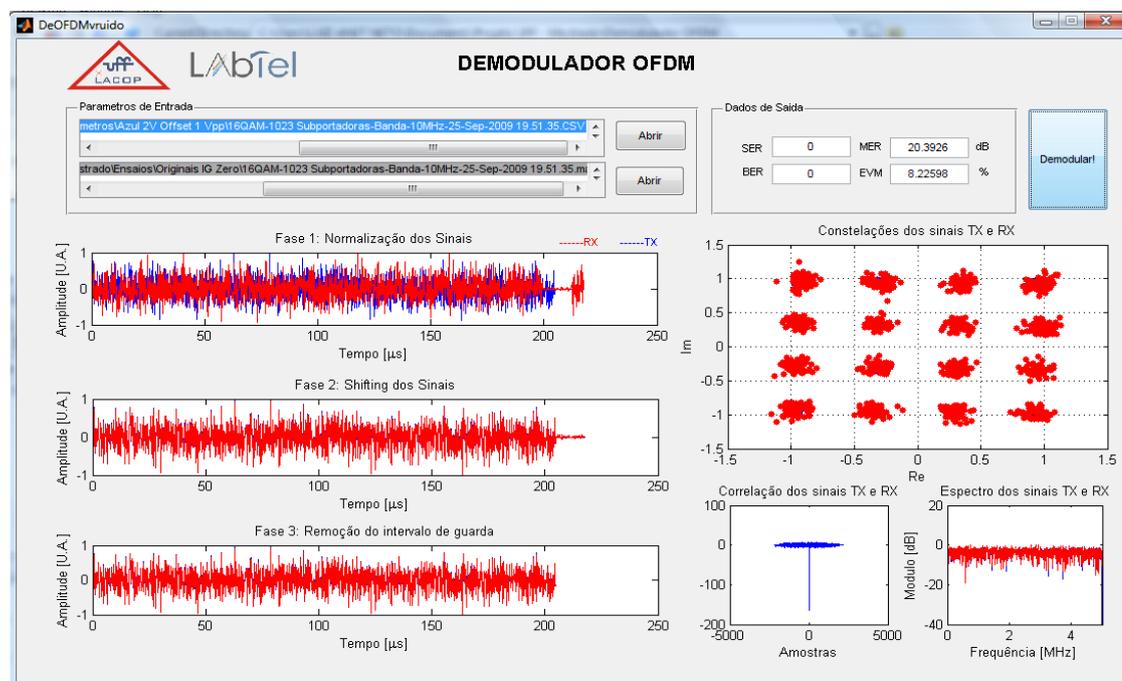
Os símbolos OFDM de mais curta duração são aqueles de banda 25 MHz. Nesse caso, o período do símbolo será de 43,52 μ s, o que faz com que um intervalo de guarda a 6,25% tenha uma duração de 2,56 μ s. Portanto, o intervalo de guarda é mais de 495 vezes maior que o atraso máximo na fibra.

6.4 Enlace de 100 Metros

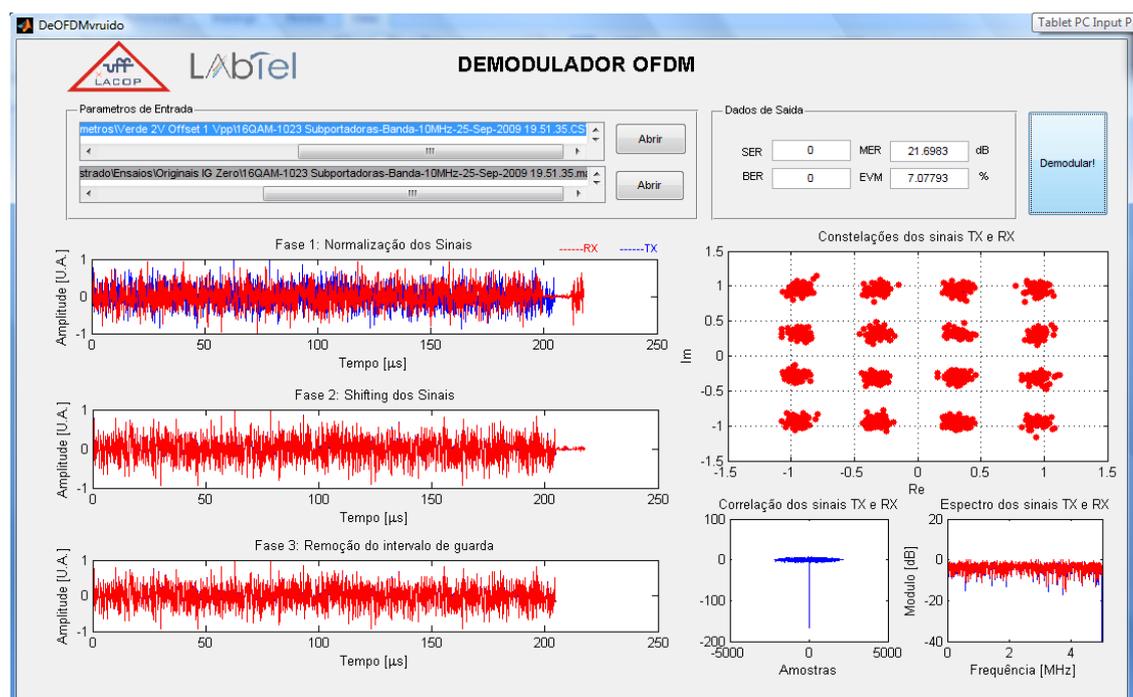
Para 100 metros, as bandas passantes do sistema são de 9 MHz com o LED vermelho, 18 MHz com o LED azul e 17 MHz com o LED verde. Como para as transmissões em 20 metros, começamos utilizando uma banda de 5 MHz.

6.4.1 Transmissões a 5 MHz

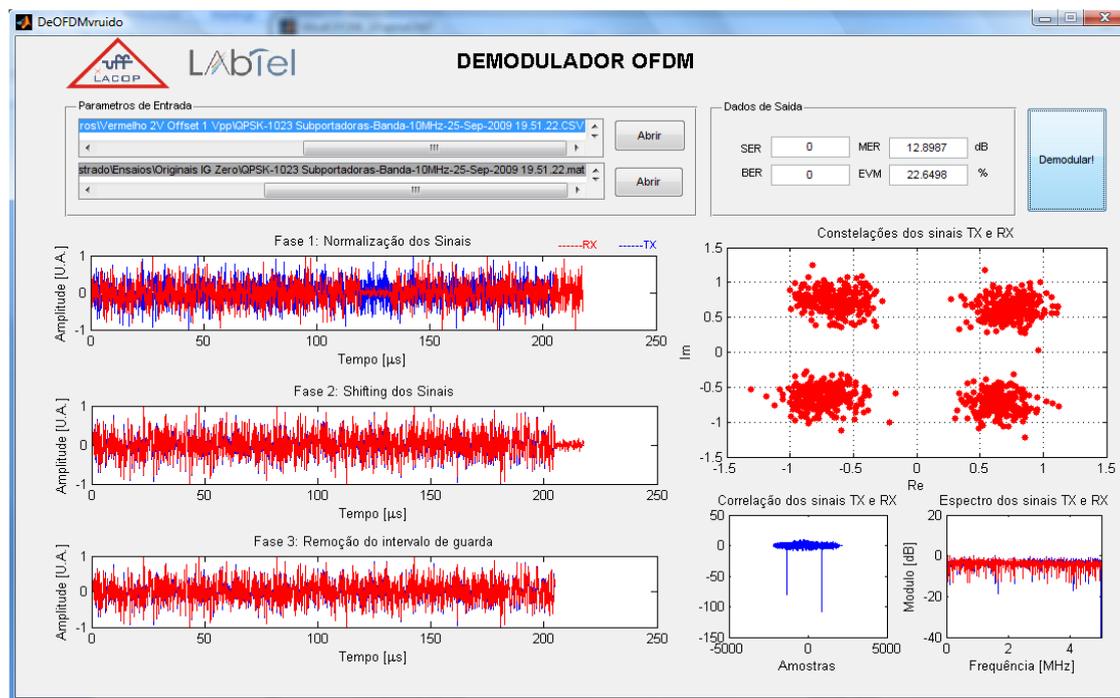
A Figura 6.8 mostra algumas transmissões 5 MHz com os LEDs azul, verde e vermelho.



(a)



(b)



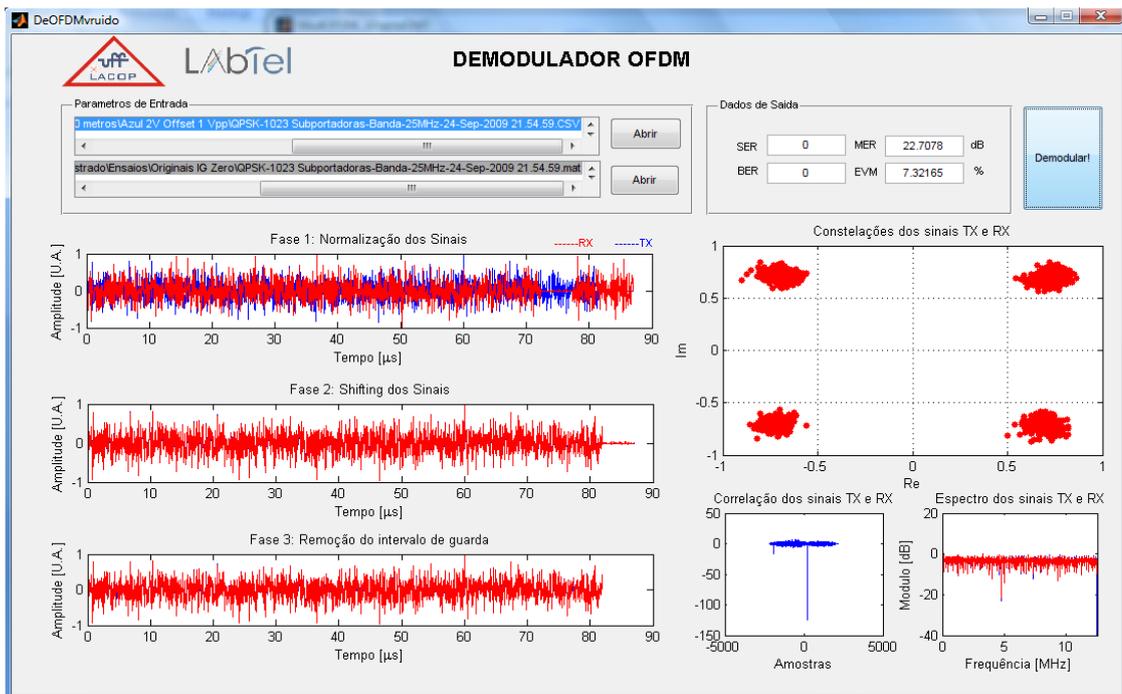
(c)

Figura 6.8: (a) LED azul, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5 MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5 MHz e mapeamento 16QAM. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 5 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%.

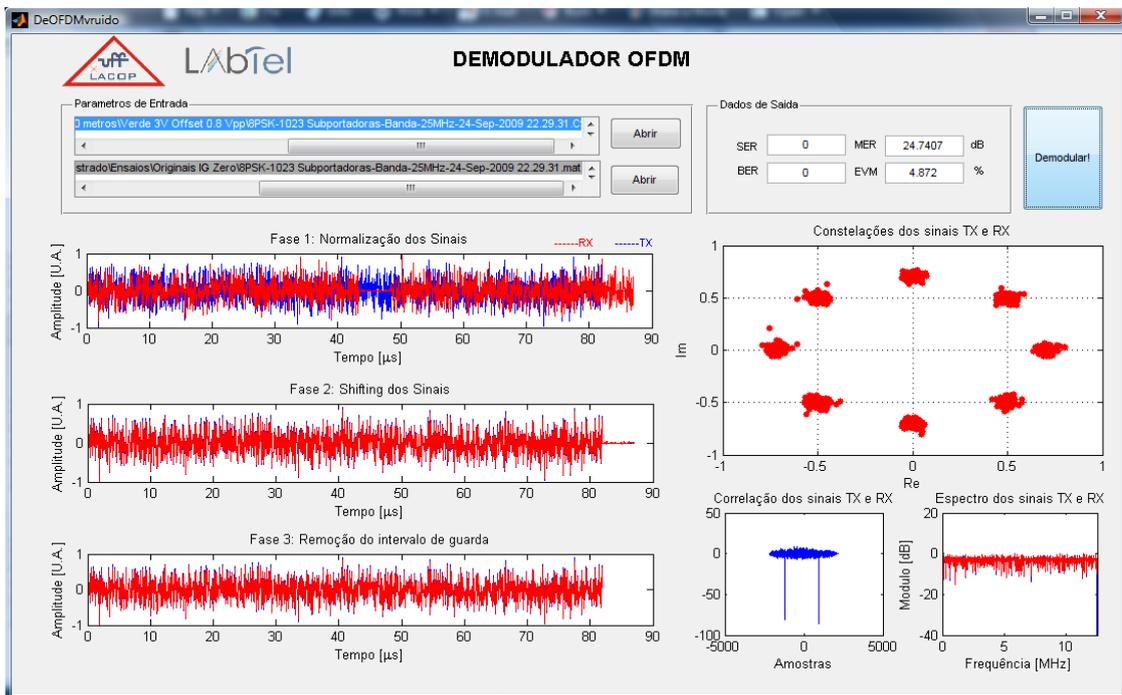
Acredita-se que a impossibilidade de transmitir sinais com mapeamentos mais complexos em 100 metros tenha sido causada pela filtragem espectral (seção 3.6). Claramente, as transmissões com LED vermelho sofreram uma atenuação efetiva muito maior que aquelas com os LEDs azul e verde, o que pode ser confirmado pela diminuição do MER.

6.4.2 Transmissões a 12,5 MHz

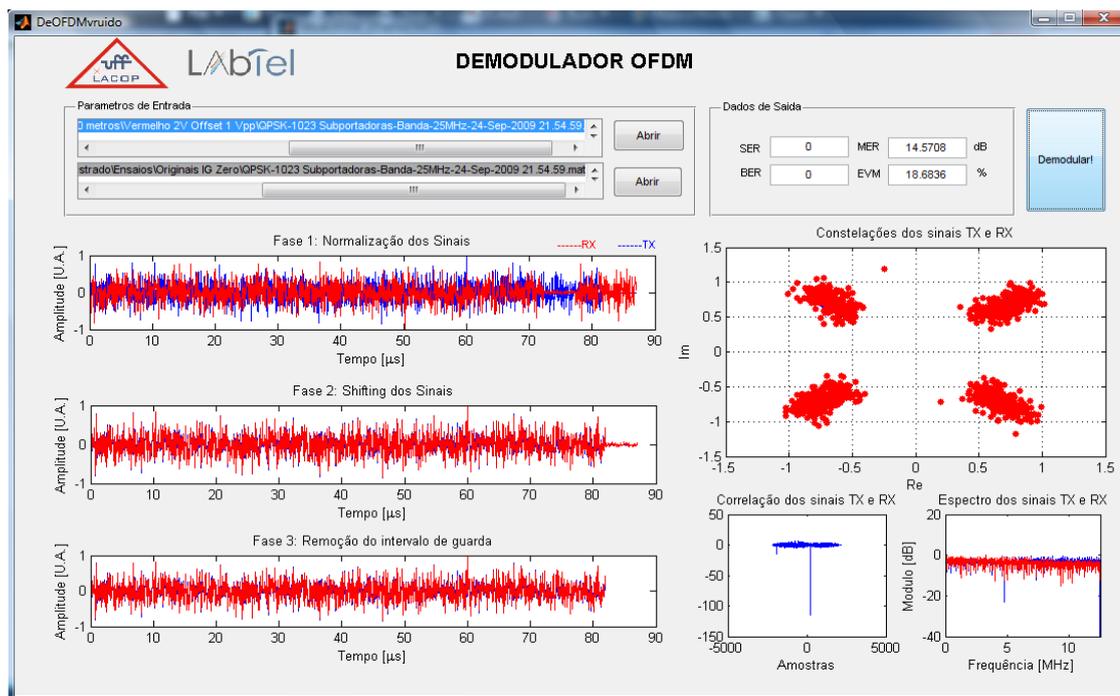
A Figura 6.9 mostra algumas das transmissões feitas com uma banda de 12,5 MHz.



(a)



(b)

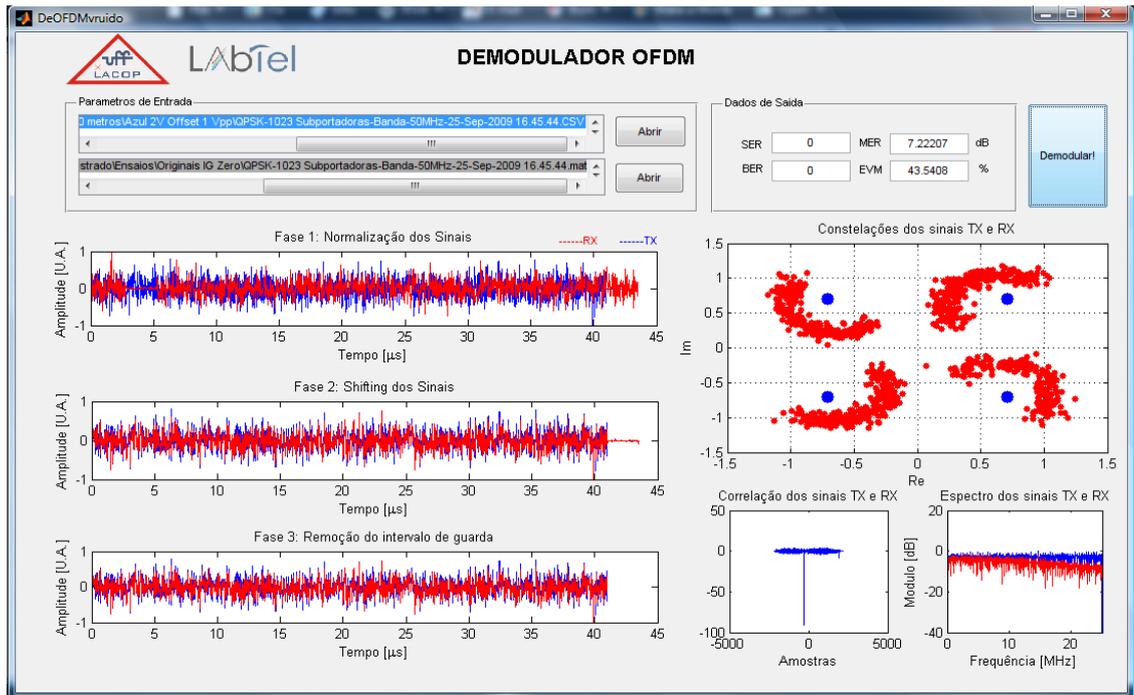


(c)

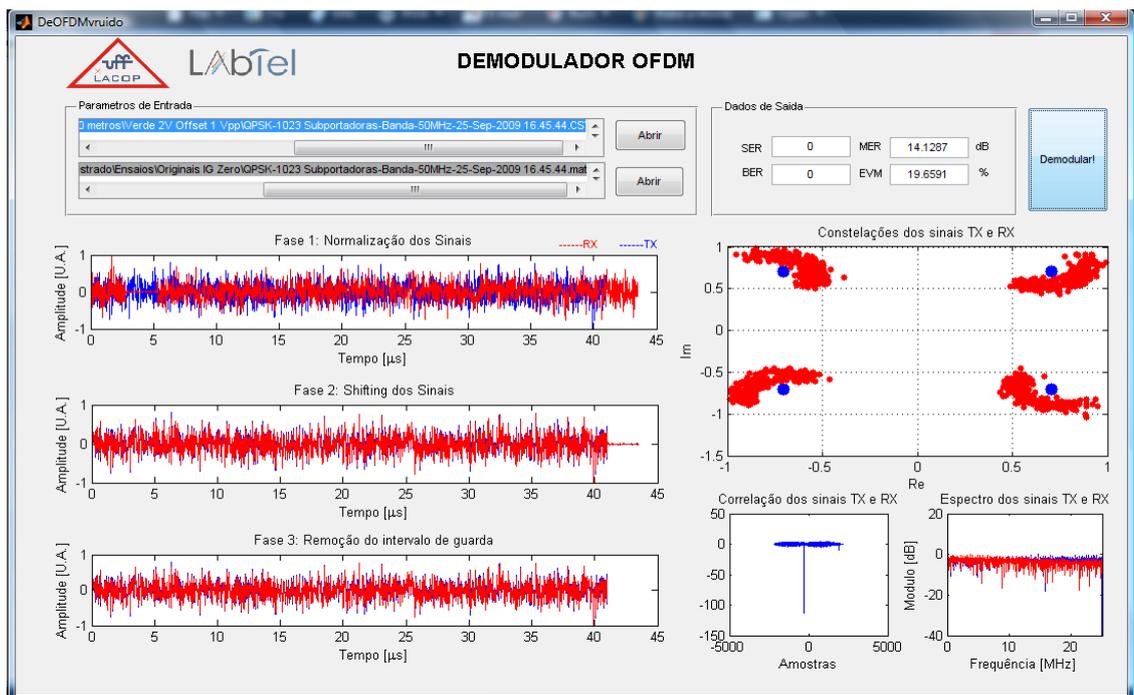
Figura 6.9: (a) LED azul, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento 8PSK. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 12,5 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%.

6.4.3 Transmissões a 25 MHz

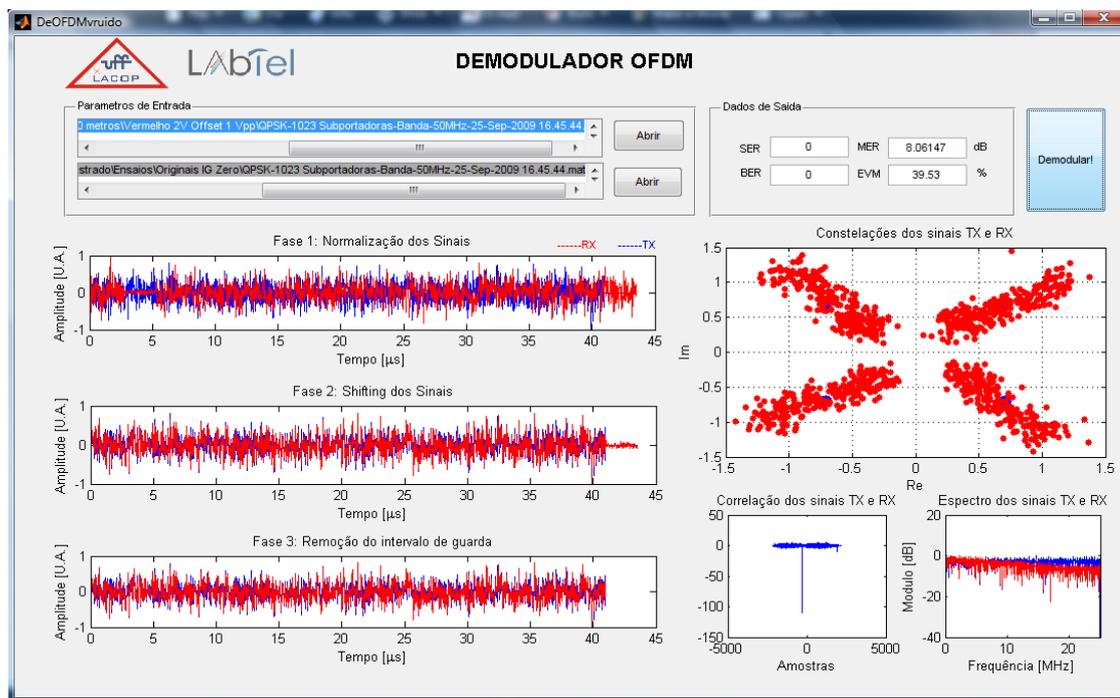
A Figura 6.10 mostra algumas das transmissões feitas com uma banda de 25 MHz.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.10: (a) LED azul, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%. (b) LED verde, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%. (c) LED vermelho, 100 m. 1023 subportadoras de informação, banda de 25 MHz e mapeamento QPSK. IG zerado e a 6,25%.

Novamente fica clara a influência da resposta do meio nas subportadoras. Como no programa visualizamos todas as subportadoras de informação de um único símbolo OFDM, podemos ver que os símbolos associados às subportadoras submetidas a piores respostas do sistema sofrerão rotações e mesmo diminuição de suas amplitudes.

A Tabela 6.6 mostra todas as transmissões bem sucedidas feitas no enlace de 100 metros.

Tabela 6.6: Transmissões bem sucedidas em 100 metros.

LED	Map	N _{INFO}	Banda (MHz)	R (Mbits/s)	MER (dB)	EVM (%)	BER	C (Mbps*m)
Azul	16QAM	1023	5	16,81	20,39	8,22	0	1681
Verde	16QAM	1023	5	16,81	21,69	7,08	0	1681
vermelho	QPSK	1023	5	9,4	12,9	22,65	0	940
Azul	QPSK	1023	12,5	23,51	22,71	7,32	0	2351
Verde	8PSK	1023	12,5	35,26	24,74	4,87	0	3526
vermelho	QPSK	1023	12,5	23,51	14,57	18,68	0	2351
Azul	QPSK	1023	25	47,01	7,22	43,54	0	4701
Verde	QPSK	1023	25	47,01	14,13	19,66	0	4701
vermelho	QPSK	1023	25	47,01	8,06	39,53	0	4701
Azul	QPSK	63	25	23,16	18,36	12,08	0	2316
Azul	QPSK	1023	5	9,4	20,99	8,92	0	940
Azul	8PSK	1023	5	14,1	20,54	7,9	0	1410
Verde	QPSK	1023	5	9,4	17,22	13,76	0	940
Verde	8PSK	1023	5	14,1	20,81	7,66	0	1410
verde	QPSK	63	12,5	23,16	8,94	35,72	0	2316
verde	QPSK	1023	12,5	23,51	16,76	14,51	0	2351

7. EVOLUÇÃO DO PROJETO

Apesar do sucesso nas transmissões realizadas neste trabalho, em relação ao atual progresso do assunto no cenário mundial, pode-se dizer que este projeto representa apenas uma fase inicial de um sistema que pode ainda ser melhorado. Esta seção dedica-se a propor melhorias em termos de *hardware* e *software* para o sistema de forma a aumentar ainda mais sua capacidade de transmissão.

7.1 *Evoluções dos Programas*

7.1.1 *Transmissões online*

A primeira melhoria que deve ser feita no programa é o estabelecimento da comunicação entre os programas de modulação e demodulação OFDM sem que seja necessário o uso de *pendrives* para a captura do sinal no osciloscópio nem de programas proprietários para o *upload* do sinal OFDM no gerador de funções. Em outras palavras, o próximo passo deve ser a criação do interfaceamento programas/equipamentos para a transmissão automática do sinal. Depois disso, tendo em vista que os programas deste projeto geram e demodulam um único símbolo OFDM (DMT frame) por vez, deve-se implementar também o envio contínuo dos símbolos OFDM.

Essas duas etapas implicariam no desenvolvimento de todo o bloco de interfaceamento com o gerador de funções e osciloscópio, o que também pode ser feito via Matlab. No entanto, o uso de softwares específicos de interfaceamento, como o Labview®, poderia facilitar o trabalho. Tendo em vista que o Labview também se comunica com os programas em Matlab, a implementação de uma transmissão online via Matlab/Labview não deve ser complexa. Neste caso, o Matlab se encarregaria da modulação e demodulação dos símbolos OFDM enquanto que o Labview se encarregaria da parte de interfaceamento com os equipamentos.

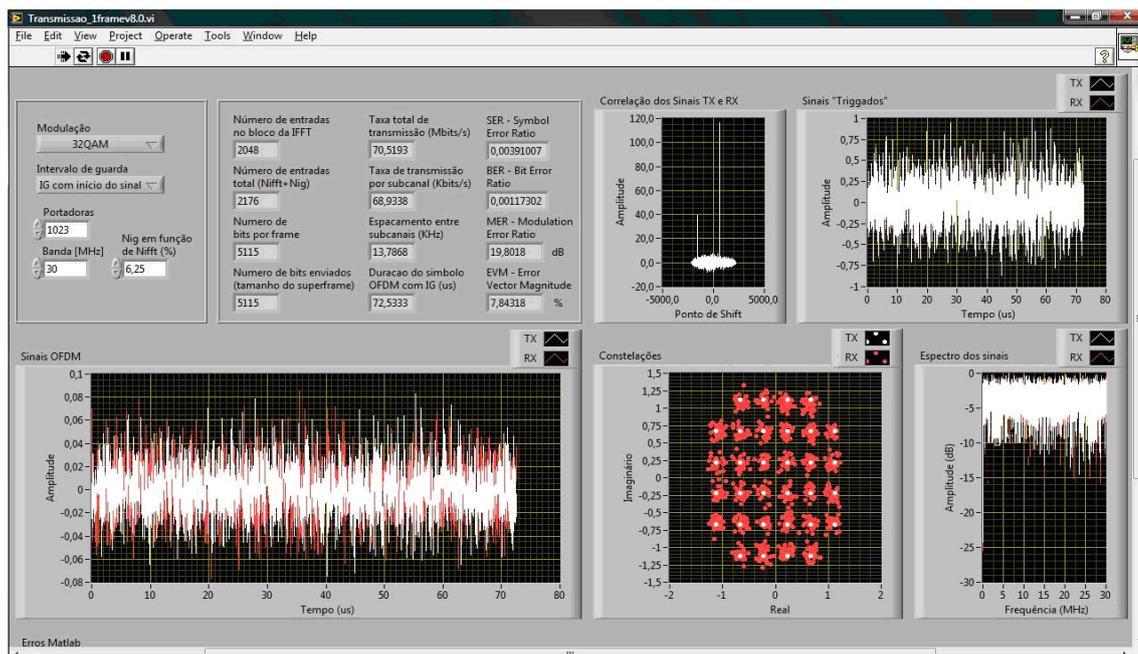


Figura 7.1: Programa de simulação de transmissão OFDM em Labview

A

Figura 7.1 mostra um simulador de transmissão OFDM feito em uma versão de testes do Labview. Ele foi implementado utilizando o mesmo código dos programas de modulação e demodulação em Matlab deste projeto. Neste programa o sinal recebido é simulado através da translação no tempo e adição de ruído branco gaussiano no sinal transmitido.

O processo de transmissão *online* pode ser dividido nas seguintes etapas com seus respectivos responsáveis:

1. Geração do sinal OFDM – Matlab.
2. *Setup* do gerador de funções: tensão pico-à-pico e tensão de offset (em função das características de linearidade dos emissores) e período do sinal (T_S) – Labview.
3. *Upload* do sinal OFDM no gerador de funções – Labview.
4. *Setup* do osciloscópio: base de tempo (em função da taxa de amostragem do sinal transmitido), ganho e banda passante – Labview.
5. Captura do sinal recebido no osciloscópio – Labview.

6. Demodulação do sinal via Matlab (correlação entre sinais RX e TX, *shifting* horizontal, remoção do intervalo de guarda e demapeamento) – Matlab.

7. Calculo dos parâmetros de desempenho (EVM, MER, SER e BER) – Matlab.

Apesar de também ser capaz de gerar os sinais OFDM, neste caso o Labview seria responsável unicamente pelo interfaceamento com os equipamentos. Em um primeiro momento esta pode ser uma solução interessante tendo em vista que os programas em Matlab já estão prontos.

No entanto, em um segundo momento, seria interessante utilizar um único *software* para toda a transmissão por questões de velocidade de processamento. Neste caso, ou integramos o programa de interfaceamento em Matlab ou criamos o programa de modulação e demodulação em Labview.

7.1.2 Melhorias no Programa - AMOOFDM e COFDM

No sistema multiportadoras desenvolvido neste trabalho, a BER é dominada pelas subportadoras que possuem pior resposta em frequência uma vez que todas as subportadoras possuem o mesmo nível de mapeamento. Isso pôde ser claramente observado pela rotação e diminuição da amplitude de alguns símbolos nas transmissões realizadas com uma banda elétrica acima da banda passante do sistema.

Por isso, melhorias no programa de modulação devem ser realizadas. A primeira delas deve ser a otimização da taxa de transmissão total do sistema em função da resposta em frequência do mesmo. Essa otimização é feita através da alocação inteligente de bits e potência por subportadora (AMOOFDM).

Como mencionado anteriormente, esta técnica pode permitir, por exemplo, que subportadoras sujeitas a uma pior resposta do meio de transmissão sejam mapeadas com esquemas mais frouxos de mapeamento. Analogamente, as subportadoras que apresentariam melhor resposta frequencial do sistema seriam mapeadas com esquemas mais justos.

Poderíamos também optar por variar a potência de cada subportadora em função de uma taxa mínima de erros desejada.

Uma vez que o programa seja capaz uma transmissão otimizada, então o sinal OFDM gerado poderá ser plenamente caracterizado como DMT.

A otimização da alocação de bits e potência por subportadora é feita por algoritmos chamados de *bit-loading* e *power-loading algorithms*. Existem diversos tipos de algoritmos de *bit-loading* e cada um possui suas vantagens e desvantagens e preconizam determinados aspectos em relação a parâmetros específicos de cada meio de transmissão e da grandeza que se queira otimizar. De forma simplificada, as etapas de um processo de otimização podem envolver, por exemplo:

1. Teste do meio de transmissão e negociação emissor/receptor:

Estabelece-se um EVM máximo para o sistema

Envia-se um mapeamento com muitos níveis em todas as subportadoras, por exemplo, o 256QAM.

Analise subportadora a subportadora; se o EVM de uma subportadora ultrapassa o limite imposto, então um mapeamento mais frouxo é aplicado (128QAM). Caso contrário, mantém-se o mapeamento atual.

O processo se repete até que o EVM de todas as subportadoras obedeça ao limite imposto.

2. Transmissão:

Uma vez que todas as portadoras possuam um mapeamento adequado, os demais DMT *frames* podem ser transmitidos de acordo com as informações adquiridas no processo de negociação. A negociação pode se repetir a cada K DMT *frames* para garantir a operação ótima em caso de mudança da resposta do sistema (mudança de temperatura, por exemplo). No entanto, vale lembrar que a resposta de um sistema óptico não deve mudar consideravelmente com o tempo em condições normais de operação.

A literatura relacionada à otimização da transmissão em sistema multiportadoras é bastante vasta e esta questão está longe de ser trivial.

Alguns exemplos de algoritmos de *bit-loading* são os algoritmos de Jorge Campello, de Hughes-Hartogs, de Chow ou ainda de Ramchandran e Jones.

Além da otimização da alocação de bits e potência por subportadora, esquemas de codificação (COFDM – *Coded OFDM*) podem ser utilizados aos símbolos para proteger ainda mais os dados transmitidos. Para aumentar ainda mais a capacidade de transmissão do sistema, códigos corretores de erro também podem ser empregados de forma a, por exemplo, aumentar a margem de EVM (e conseqüentemente BER) tolerada pelo sistema.

7.1.3 Implementação via FPGA

O FPGA (*Field Programmable Gate Array*) é um dispositivo criado pela Xilinx Inc. que permite a programação em chip de acordo com as aplicações do usuário. Ele possui blocos de entrada e saída, blocos lógicos configuráveis e blocos de interconexão.

A implementação dos programas de modulação e demodulação OFDM em FPGA serviria para simular uma transmissão real de dados. De certa forma, a programação em FPGA é o passo anterior aos demonstrativos reais de transmissão (transmissão online de arquivos de áudio ou vídeo, por exemplo) e à comercialização dos emissores e receptores OFDM.

No entanto, os DACs e ADCs apresentam ainda limites eletrônicos que restringem a capacidade de transmissão em tempos real. Atualmente, a máxima taxa de transmissão permitida em um sistema feito através de FPGAs é de alguns poucos Gbits/s.

7.1.4 Sincronismo

A construção de sistemas reais de transmissão certamente levará a questões que não surgiram durante a fase inicial de transmissão em laboratório. Talvez uma das mais importantes delas seja o sincronismo entre os sinais transmitidos e recebidos.

Um dos pontos críticos do OFDM é que se trata de uma técnica extremamente sensível em termos de sincronização em tempo e frequência. A perda de sincronização em frequência levaria à anulação do critério de

ortogonalidade entre subportadoras, que por sua vez levaria ao aumento da ICI. A perda de sincronização no domínio do tempo levaria à perda da identificação adequada dos momentos exatos de cada símbolo OFDM, aumentando a taxa de erro do sistema.

Um dos métodos de sincronização do sistema se parece bastante com o que foi feito neste trabalho. Como foi visto anteriormente, para identificar o início do *frame* OFDM recebido, foi feita a correlação entre o sinal criado pelo Matlab e o capturado pelo osciloscópio. No entanto, em um sistema real, a informação do sinal transmitido não é conhecida pelo receptor. Em outras palavras, não teremos um parâmetro de comparação com o sinal recebido.

No entanto, uma vez que o prefixo/sufixo cíclico possui uma repetição do símbolo OFDM, o processo de correlação pode ser feito de forma análoga. Quando o prefixo cíclico se correlacionar com sua versão atrasada, teremos um máximo que indicará o início do símbolo OFDM.

Para uma afinação ainda mais precisa, pode-se enviar, por exemplo, seqüências de bits conhecidas pelo receptor. Esse envio pode ser feito através da reserva de algumas subportadoras do sistema para a sincronização ou ainda através do envio de tempos em tempos de símbolos OFDM específicos.

7.1.5 Clipping e selective mapping

Como mencionado na seção 4.1.5, uma das desvantagens dos sinais OFDM são as altas excursões de potência que podem acontecer durante o processo de modulação. Uma das técnicas para reduzir os picos de amplitude do sinal no domínio do tempo é conhecida como *clipping*. O *clipping* consiste em “cortar” os picos do sinal para que eles sejam limitados a um determinado nível. No entanto, o *clipping* pode gerar distorções e degradar o BER.

Outra solução para diminuir o problema do PAPR é o mapeamento seletivo. O mapeamento seletivo é um processo específico dos sinais OFDM.

Vimos que para gerar um sinal real em banda base era necessário aplicar a propriedade da simetria Hermitiana nos símbolos transmitidos. No entanto, se aplicarmos outra simetria de forma que:

$$D_{2N-n} = -D_n^*,$$

com $n=1,2,\dots,N-1$ e $D_0=D_N=0$, então pode-se provar que na saída da IFFT teremos um sinal puramente imaginário (e não puramente real como antes). Se gerarmos tanto esse sinal puramente imaginário como o sinal puramente real de antes, então eles podem ser combinados e passados novamente em um bloco de IFFT como se fossem entradas de um novo grupo de símbolos.

Neste caso, como visto para o caso do OFDM wireless, a saída seria imaginária da forma:

$$s_k = s_k^{S_n} + js_k^{D_n},$$

sendo tanto $s_k^{S_n}$ e $s_k^{D_n}$ dois *frames* DMT puramente reais. Se os símbolos em S_n são mapeados com codificação Gray e os símbolos em D_n com codificação Gray inversa, pode-se então realizar o mapeamento seletivo.

Como cada *frame* DMT é mapeado de uma forma, cada um deles possuirá seu próprio PAPR. Podemos então escolher o *frame* DMT com a menor PAPR para a transmissão. Para que o demodulador saiba qual deles foi escolhido, podemos enviar a informação em um das subportadoras,.

Apesar de estarmos escolhendo a menor dentre duas PAPR, as probabilidades de altas excursões de potência permanecem as mesmas.

7.2 Evoluções no Sistema de Transmissão

Além das melhorias nos algoritmos de transmissão, o projeto pode evoluir também para diferentes configurações em termos de dispositivos.

A implementação da multiplexação em comprimento de onda (WDM) com os LEDs azul, verde e vermelho, por exemplo, triplicaria a capacidade de transmissão do sistema, permitindo a transmissão de quase $150 \text{ Mbit/s} \cdot 100\text{m}$ com a configuração mostrada neste trabalho.

Se os receptores e principalmente emissores do projeto forem substituídos por componentes com uma banda passante maior, então os limites de transmissão estarão relacionados principalmente à fibra óptica utilizada. Para diminuir os efeitos da dispersão modal na fibras SI multimodo caso

transmissões suficientemente rápidas possam ser realizadas, pode-se fazer uso de um *mode scrambler* no início do enlace, como mencionado na seção 3.1. No entanto, para reduzir a atenuação causada pelo *mode scrambler*, amplificadores poderiam ser adicionados ao sistema, lembrando que isso mudaria o perfil de sua resposta em frequência e que acabaria por inserir certa quantidade de ruído no sinal. Além disso, para que o aumento da potência de transmissão não estimule distorções causadas pelos regimes não lineares dos componentes e da própria fibra óptica, circuitos de pré-distorção podem ser utilizados

Outra solução para reduzir os efeitos da dispersão modal seria utilizar uma fibra índice gradual (GI-POF). No entanto, vale a pena lembrar que os valores de dispersão modal nos enlaces com fibras GI dependem das condições de lançamento da luz e que, portanto, montagens mais simples como a utilizada neste projeto talvez não permitam a transmissão adequada dos sinais. Esta questão pode não ser tão importante para enlaces de menor velocidade (símbolo OFDM de longa duração) mas torna-se crucial para enlaces com maior velocidade de transmissão (símbolos OFDM com menor duração).

Além dos amplificadores, para vencer as limitações em comprimentos dos enlaces, POFs fluoretadas podem ser utilizadas, permitindo uma menor atenuação do sinal transmitido. Essa menor atenuação se refletiria inclusive em menores atenuações efetivas para o caso de fontes de largo espectro sujeitas à filtragem espectral. Para ajudar ainda mais a vencer a atenuação, montagens mais complexas com micro lentes como as mostradas na seção 2.2 podem ser utilizadas. Assim, uma maior quantidade de energia luminosa poderia ser acoplada na fibra.

Em termos de circuitos elétricos de emissão e recepção, o casamento de impedâncias e a blindagem adequada ajudariam a diminuir os efeitos das ondas refletidas nas interfaces circuito/equipamento e das interferências eletromagnéticas nos sinais.

Finalmente, no que diz respeito à caracterização do sistema, melhorias das medidas de banda passante e dispersão também podem ser feitas. O uso de um *Network Analyser* afinaria as medidas da banda de 3dB do sistema e a

transmissão de pulsos ultra-rápidos permitiria a comparação dos valores teóricos de dispersão com a dispersão real do sistema.

8. CONCLUSÕES

O OFDM é uma técnica conhecida dos meios de transmissão sem fio e que aparece como uma interessante alternativa para os sistemas de comunicação óptica de nova geração tanto nas redes de acesso quanto nas redes de longa distância.

As grandes vantagens do OFDM são a possibilidade de utilizar multiportadoras para eficientemente diminuir os efeitos da resposta em frequência do sistema, o que caracteriza sua robustez às dispersões às quais estarão sujeitos os sinais que trafegam nas fibras. Ao contrário do FDM, a ortogonalidade do conjunto de subportadoras do OFDM permite a otimização da banda ocupada pelo sinal através da sobreposição espectral das mesmas. A inserção de um intervalo de guarda permite anular por completo a dispersão do canal e conseqüentemente a ISI do sistema. Além disso, a utilização de um prefixo ou sufixo cíclico no intervalo de guarda será essencial no processo de sincronização do receptor.

Outra enorme vantagem do OFDM é a possibilidade de substituir um conjunto de N moduladores e filtros pelo processamento digital através da transformada rápida de Fourier desde que a primeira subportadora (subportadora DC) seja zerada. Além disso, o fato de que a IFFT/FFT é um algoritmo bastante conhecido e de complexidade reduzida naturalmente implica na redução dos custos do sistema.

Ao contrário dos sistemas OFDM *wireless* que deslocam o sinal complexo da saída da IFFT para uma outra frequência, no caso do OFDM óptico teremos um sinal em banda base e puramente real na saída da IFFT graças ao uso da simetria Hermitiana. O uso da simetria Hermitiana, no entanto, diminuirá a eficiência da taxa de transmissão do sistema.

A restrição de que o número de entradas da IFFT seja uma potência de 2 reduz a complexidade de processamento da IFFT mas nos obriga a utilizar um número ótimo de subportadoras de informação para reduzir a quantidade de subportadoras de *zero-padding*. Vimos também que o uso da subportadora

de Nyquist zerada é vital para o mantimento da simetria Hermitiana caso IFFT/FFT possua um número de entradas que seja uma potência de 2.

Nas transmissões realizadas, sinais OFDM gerados pelo Matlab são carregados um a um em um gerador arbitrário de funções através de um *software* proprietário chamado ArbExpress. Os níveis de tensão de *offset* e pico-à-pico são configurados de forma a manter os dispositivos em seus regimes lineares de operação. Um LED é modulado diretamente pelo sinal OFDM e na recepção um osciloscópio devidamente configurado faz a captura do sinal recebido que é em seguida demodulado, também via Matlab.

Graças a um ajuste adequado da base de tempo do osciloscópio, o sinal recebido possuirá a mesma taxa de amostragem do sinal transmitido. A correlação entre ambos os sinais é em seguida feita para sincronizá-los.

Vimos também que o osciloscópio limita as transmissões por possuir bases de tempo fixas. Além disso, ficou constatado que tanto o gerador de funções quanto o osciloscópio introduziriam erros na transmissão por conta de seus limites de quantização (número de bits que representam um ponto).

O fato de que a mesma taxa de transmissão tenha sido conseguida para enlaces de 20 e 100 metros mostra que os grandes limitantes do sistema foram os LEDs utilizados, apesar dos maiores efeitos da filtragem espectral em 100 metros. Essa limitação foi tão acentuada que nem o gerador de funções nem o osciloscópio se mostraram restritivos às taxas de amostragem do sistema. Entretanto, a filosofia primeira de redução de custos dos equipamentos utilizados pôde ser mantida.

Transmissões de até 47 Mbits/s foram feitas em enlaces de 20 e 100 metros de MM SI POF com LEDs emitindo nos comprimentos de onda equivalentes ao vermelho, verde e azul no espectro de luz visível através da modulação direta de LEDs de iluminação e da detecção não-coerente com um fotodetector do tipo PIN com pré-amplificador.

O objetivo que inicialmente era vencer os altos valores de dispersão (principalmente a modal) da fibra óptica acabou não ficando tão evidente por conta dos limites das bandas passantes dos LEDs que fizeram com que a duração dos símbolos OFDM fosse muito maior que os valores teóricos máximos de dispersão calculados. No entanto, a transmissão continuou sendo extremamente interessante do ponto de vista da eficiência espectral tendo em

vista as limitações da banda disponível do sistema. Uma eficiência espectral de mais de 5 bits/s/Hz com o LED vermelho em 100 m pôde ser demonstrada.

Com transmissões que extrapolavam a banda passante em 3 dB, foi possível verificar os efeitos da resposta do sistema na constelação transmitida refletidos também nos indicadores de desempenho do sistema.

Apesar do sucesso nas transmissões, vimos que os programas de transmissão e recepção desenvolvidos representam unicamente a fase inicial de um projeto que pode evoluir consideravelmente. A implementação do AMOOFDM proporcionaria a alocação inteligente de bits e potência por subportadora de forma a aumentar a capacidade de transmissão do sistema. Além disso, o uso do mapeamento seletivo ou de técnicas de *clipping* melhorariam consideravelmente as transmissões.

Este projeto foi financiado pela Fundação Carlos Chagas Filho de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro (FAPERJ), do Ministério da Ciência e Tecnologia (MCT) e do Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq).

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] DAUM, Werner; KRAUSER, Jürgen; ZAMZOW, Peter E.; ZIEMANN, Olaf. **POF: Polymer Optical Fibers for Data Communication**. Springer, 2002.
- [2] RIBEIRO, M. Ricardo. **Comunicações Ópticas de Curtas Distâncias I**. Universidade Federal Fluminense. Notas de Aula, 2008.
- [3] CHANG, Robert W. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission**. Bell Syst. Tech. J., vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [4] CHANG, Robert W.; GIBBY, R. A.. **A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme**. IEEE Trans. Commun. Technol., COM-16, p.529-540, Agosto 1968.
- [5] WEINERT, Andreas. **Plastic optical fibers: principles, components, installation**. 5^a Ed., Publicis MCD Verlag, 1999.
- [6] RIBEIRO, M. Ricardo; SILVA, N. H. Vinicius; BARBERO, P. L. Andres. **Material Dispersion Interplay with Spectral Filtering on Plastic Optical Fibre (POF) Links**. Microwave and Optical Technology Letters.
- [7] AGRAWAL, Govind P.. **Fiber-Optic Communications Systems**. Wiley-Interscience, 2002.
- [8] MATEO, J.; LOSADA, M. A.; MARTINEZ-MURO, J. J.; GARCÉS, I.; ZUBIA, Joseba. **Bandwidth measurement in POF based on general purpose equipment**. 14th International Conference on Plastic Optic Fibres and Application (Hong-Kong), Setembro de 2005.

- [9] ZUBIA, Joseba; ARRUE, Jon. **Plastic Optical Fibers: An Introduction to Their Technological Processes and Applications**, Optical Fiber Technology, Vol. 7, Issue 2, pp. 101-140, 2001.
- [10] PALAIS, Joseph C. **Fiber Optic Communications**. Prentice Hall, 1998.
- [11] HARBOE, Paula Brandão. **Sistemas Ópticos**. Universidade Federal Fluminense. Notas de aula, 2008.
- [12] SILVA, Jair Adriano Lima. **Introdução à Modulação OFDM**. Universidade Federal do Espírito Santo. Notas de aula, 2008.
- [13] SENIOR, John M.. **Optical Fiber Communications**. Prentice-Hall International, 1985.
- [14] KAMINOW, Ivan; LI, Tingye. **Optical Fiber Communications IVB – Systems and Impairments**. Academic Press, 2002.
- [15] CVIJETIC, Neda; XU, Lei; WANG, Ting. **Adaptive PMD Compensation using OFDM in Long-Haul 10Gb/s DWDM Systems**. Optical Society of America, 2006.
- [16] GOWAR, John. **Optical Communication systems**. Prentice-Hall International, 1984.
- [17] CRISP, John. **Introduction to Fiber Optics** .2^a Ed. Newes, 2001.
- [18] BASS, Michael. **Handbook of Optics**. 2^a Ed Volume I: Fundamentals, Techniques and Design. McGraw-Hill, 1995.
- [19] LARGE, Maryanne; POLODIAN, Leon; BARTON, Geof; EIJKELNBORG, Martijn A. **Microstructured Polymer Optical Fibres**. Springer, 2007.

- [20] AGC ASAHI GLASS COMPANY. Technical bulletin: Lucina (Looke'e'na) Duplex Cable. Japan: Asahi Glass Company, n. 08/2002, T012E ver. 2
- [21] FISHER, Walter. **Digital Television – A practical guide for engineers.** Springer, 2004.
- [22] SALTZBERG, Burton R.. **Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System.** IEEE Trans, on Comm. Tech., Vol. COM-15, pp. 805-81. Dezembro 1967.
- [23] ZIEMANN, Olaf *et al.* **POF Handbook, Optical Short Range Transmission Systems.** 2nd edition. Springer, 2001.
- [24] BATES, R. J. S.; WALKER, S. D.. **Evaluation of All-plastic Optical Fibre Computer Data Links Dispersion Limits.** Electronics Letters, Vol. 28 No. 11. Maio de 1992
- [25] ZIEMANN, Olaf; POISEL, Hans; VINOGRADOV, Juri. **Potential of High Speed, Short Distance Optical Data Communication on Large Diameter Optical Fibers.** Electronics System Integration Technology Conference. Alemanha, 2006.
- [26] RIBEIRO, M. Ricardo; SILVA, N. H. Vinicius; BARBERO, P. L. Andres. **Spectral Filtering Effect For Visible Wavelength Channels Propagating Along PMMA Optical Fibre Links.** 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, Turin 2007.
- [27] RIBEIRO, M. Ricardo; SILVA, N. H. Vinicius; BARBERO, P. L. Andres. **Material Dispersion and Their Interplay With Spectral Filtering on PMMA Plastic Optical Fibre Links.** 16th International Conference on Plastic Optical Fibers, Turin 2007.

- [28] JIN, X. Q. *et al.* **Statistical Investigations of the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode Fiber Links.** Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, Issue 18, pp. 3216-3224, 2008.
- [29] McKINLEY, Michael D. *et al.* **EVM Calculation for Broadband Modulated Signals.** 64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL, pp. 45-52, Dezembro 2004.
- [30] GHARAIBEH, Khaled M.; GARD, Kevin G.; STEER, Michael B. **Accurate Estimation of Digital Communication System Metrics — SNR, EVM and $\frac{1}{2}$ in a Nonlinear Amplifier Environment.** White paper A14841C3d01.
- [31] SHAFIK, Rishad Ahmed ; RAHMAN, Md. Shahriar; ISLAM, AHM Razibul. **On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics.** Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference, 2006.
- [32] CHIUEH, Tzi-Dar; TSAI, Pei-Yun. **OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications.** John Wiley and Sons, 2007
- [33] STARR, Thomas *et al.*; **DSL Advances.** Prentice Hall, 2003.
- [34] LI, Ye (Geoffrey); STÜBR, Gordon L.. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications.** Springer, 2006.
- [35] GOLDEN, Philip; DEDIEU, Hervé; JACOBSEN, Krista S.. **Fundamentals of DSL Technology.** Auerbach Publications, 2006.
- [36] LEE, S.C. Jeffrey *et al.* **High-speed transmission over multimode fiber using discrete multitone modulation.** Journal of Optical Networking Vol. 7, No. 2. Optical Society of America, February 2008.

- [37] DUONG, T. N. *et al.* **Maximizing the Transmission Performance of DMT signal for Next Generation PON system by Direct Modulation of Cost-effective and Low Bandwidth Lasers.** 2009 OSA/OFC/NFOEC.
- [38] MILION, C. *et al.* **High Bit Rate Transmission for NG-PON by Direct Modulation of DFB Laser using Discrete Multi-Tone.** ECOC, Viena, Áustria, Setembro de 2009,
- [39] ARMSTRONG, Jean. **OFDM for Optical Communications.** Journal of Lightwave Technology, Vol. 27, No. 3, Fevereiro de 2009.
- [40] TANG, J. M.; SHORE, K. Alan. **Maximizing the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals in Multimode-Fiber Links by Optimizing Analog-to-Digital Converters.** Journal of Lightwave Technology, Vol. 25, No. 3, Março de 2007.
- [41] TANG, J. M.; LANE, P. M.; SHORE, K. Alan. **High-Speed Transmission of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals Over Multimode Fibers Using Directly Modulated DFBs.** Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 1, Janeiro de 2006.
- [42] JIN, X. Q.; TANG, J. M. **Effectiveness of the Use of 3-dB Bandwidths of Multimode Fibres for Estimating the Transmission Performance of Adaptively Modulated Optical OFDM Signals Over IMDD Links.** Journal of Lightwave Technology, Vol. 27, No. 18, Setembro de 2009.
- [43] JANSEN, Sander L. *et al.* **Optical OFDM, a hype or is it for real ?** ECOC, Bélgica, Setembro de 2008.
- [44] NADER-ESFAHANI, Nader; AFRASIABI, M. **Simple bit loading algorithm for OFDM-based systems.** IET Commun., pp 312-316, 2007.
- [45] CAMPELLO, Jorge. **Practical Bit Loading for DMT.** IEEE, 1999.

- [46] CAMPELLO, Jorge. **Optimal Discrete Bit Loading for Multicarrier Modulation Systems**. IEEE, 1998.
- [47] ZOU, William Y.; WU, Yiyang. **COFDM: AN OVERVIEW**. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 41, No. 1, Março de 1995.
- [48] MAGESACHER, Thomas. **OFDM & DMT in a nutshell (Track #2 xDSL Physical Layer)**. MUSE Autumn School. Bilbao, Outubro de 2006.
- [49] LE ROUX, Dominique. **Transmission Sur Canaux à Trajets Multiples – Forme d’onde OFDM**. Telecom Bretagne, Novembro de 2008.
- [50] ZIEMANN, Olaf ; POISEL, Hans ; VINOGRADOV, Juri. **Potential of High Speed, Short Distance Optical Data Communication on Large Diameter Optical Fibers**. Electronics Systeminteration Technology Conference, Alemanha 2006.
- [51] LARGE, Maryanne C. J. **Microstructured Polymer Optical Fibers**. Springer, 2007.