



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Micro-ondas e Óptica

Técnica fotônica para geração de sinais de micro-ondas multi-nível

Autor: Tomas Powell Villena Andrade

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

Co-orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior

Campinas, SP

Novembro de 2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

An24t Andrade, Tomas Powell Villena
Técnica fotônica para geração de sinais de micro-ondas multi-nível / Tomas Powell Villena Andrade. -- Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa
Coorientador: Arismar Cerqueira Sodré Junior.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Micro-ondas. 3. Radiofrequência. I. Hernández-Figueroa, Hugo Enrique. II. Sodré Junior, Arismar Cerqueira. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Photonic technique for generation multi-level microwave signals

Palavras-chave em Inglês: Optical Communications, Microwave, Radiofrequency

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Amílcar Careli César, Cristiano de Mello Gallep

Data da defesa: 16-11-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Tomas Powell Villena Andrade

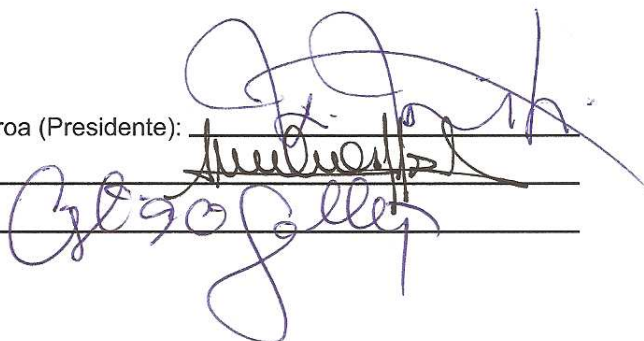
Data da Defesa: 16 de novembro de 2011

Título da Tese: "Técnica fotônica para geração de sinais de micro-ondas multi-nível"

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa (Presidente):

Prof. Dr. Amílcar Careli César:

Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep:



The image shows three handwritten signatures in blue ink, each written over a horizontal line. The top signature is for Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa, the middle one for Prof. Dr. Amílcar Careli César, and the bottom one for Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep. The signatures are stylized and cursive.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por encaminhar minha vida e estar aí em todo momento.

A meus pais, Tomas e Norma, pelo apoio incondicional e pelos seus valorizados exemplos de atitude, em cada gesto e em cada sentimento que me deram.

Aos meus irmãos Dalí, Alexander e Lilian, pelos anos de convívio, aprendizado, amizade e amor fraterno.

A minha companheira Jesusita M. O. por alegrar meus dias durante todo o tempo de meu mestrado.

Quero muito cordialmente agradecer ao meu orientador Prof. Dr. Hugo E. H. Figueroa, pela orientação do meu mestrado, e ao Prof. Dr. Arismar C. Sodré Jr. pela co-orientação da tese.

Um agradecimento especial ao Prof. Dr. Marcelo L. Abbade e ao Prof. Dr. Hugo L. Fragnito pelas suas ajudas prestadas nos trabalhos desta tese.

Ao CNPQ, pelo apoio financeiro, sem o qual este trabalho não seria possível, dado aos meus estudos de mestrado.

E, por fim, a todos aqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram para a existência desta monografia.

Resumo

O avanço das telecomunicações, em particular das comunicações ópticas e sem fio, exige o desenvolvimento de soluções tecnológicas de alto desempenho para suprir a demanda crescente de serviços de transmissão de dados. Este trabalho visa contribuir para este contexto por meio da proposta e implementação de uma nova técnica para geração de sinais micro-ondas multi-nível no domínio óptico. Até o momento, as comunicações sem fio comerciais, que utilizam modulação por amplitude, são do tipo binário. A aplicação da técnica proposta permite a geração de sinais de radiofrequência (RF) na faixa de micro-ondas com modulação multi-nível, com a finalidade de permitir maiores taxas de transmissão de dados digitais ocupando uma mesma largura de banda de um sinal binário.

O objetivo deste trabalho é a geração experimental de sinais digitais multi-nível na frequência de 20 GHz. Para tal, são criadas portadoras de RF a partir do batimento de dois sinais na banda C óptica, previamente moduladas com sinais digitais. Além disso, são apresentadas simulações computacionais para avaliar a viabilidade do trabalho experimental.

Palavras chaves: Comunicações ópticas, Micro-ondas, Sinais RF multi-nível, Radiofrequência.

Abstract

The advances in telecommunications, particularly for optical and wireless communications, require the development of high-performance technology solutions to meet the growing demand for data transmission services. This work aims to contribute to this context through the proposition and implementation of a new technique for generating microwave signals multi-level in the optical domain. So far, the wireless communications business, using amplitude modulation is of type binary. The application of the proposed technique allows the generation of radiofrequency signals (RF) in the range of microwaves with multi-level modulation, in order to allow higher transmission rates of digital data occupying the same bandwidth of a binary signal.

The objective of this work is the experimental generation of multi-level digital signals at a frequency of 20 GHz. To this end, carriers are created from the RF beating of two C-band optical signals previously modulated with digital signals. Furthermore, computer simulations are presented to evaluate the feasibility of experimental work.

Keywords: Optical Communications, Microwave, RF multi-amplitude signals, Radiofrequency.

Publicações

T. P. Villena A., Arismar Cerqueira S. Jr., Marcelo L. F. Abbade, H. E. Hernandez Figueroa, and H. L. Fragnito, “A *New Optical Heterodyne Technique for Generating Multi-amplitude Microwave Signals*” In: IQEC/CLEO Pacific Rim 2011, 2011, Sydney. Proceedings of IQEC/CLEO Pacific Rim 2011, 2011.

Sumário

Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract	vi
Publicações	vii
Sumário	viii
Glossário	x
Lista de figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1 Histórico	1
1.2 Objetivos e apresentação da tese	2
1.3 Áreas de aplicação	3
CAPÍTULO 2 Conceitos fundamentais	6
2.1 Comunicações Ópticas	6
2.2 Tipos de modulação.....	8
2.2.1 Modulação de sinais ópticos	13
2.3 Laser de cavidade externa estendida (ECL).....	16
2.4 Moduladores Mach-Zehnder	18
2.4.1 Razão de extinção e Perda por inserção	20
2.5 Fotodeteção.....	21
2.5.1 Fotodetectores	21
2.5.2 Fotodiodos pin.....	25
2.5.3 Fotodiodos de avalanche	26
CAPÍTULO 3 Nova técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico	28
3.1 Heterodinagem de dois sinais senoidais de entrada	28
3.1.1 Conversão de frequência	34
3.2 Ondas ópticas, interferência e batimento	35
3.3 Batimento de duas ondas ópticas.....	38
3.4 Sinais quaternários	41
3.5 Geração de sinais de micro-ondas	43
3.5.1 Técnicas de geração óptica através de dois sinais ópticos	44
3.5.2 Técnicas de geração através de um único sinal óptico.....	45

3.6 Nova técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico.....	47
3.7 Simulações da técnica proposta.....	49
CAPÍTULO 4 Implementação da técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico.....	53
4.1 Descrição geral do funcionamento do sistema	53
4.2 Experiências com fibras em diversos comprimentos	61
4.3 Experimentos na rede experimental KyaTera	62
4.4 Controle dos níveis lógicos do sinal quaternário - razões de extinção.....	68
4.5 Imagens do setup experimental, dispositivos e equipamentos	70
CAPÍTULO 5 Conclusões e trabalhos futuros	73
Referencias bibliográficas.....	75
Apêndice A – Lista de equipamentos usados	78

Glossário

AM	<i>Amplitude Modulation</i> – Modulação em Amplitude
APD	<i>Avalanche Photo-Diode</i> – fotodiodo de avalanche
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i> – chaveamento por desvio de amplitude
BER	<i>Bit Error Rate</i> – taxa de erro de bit
C	<i>Optical Circulator</i> – circulador óptico
CW	<i>Continous Wave</i> – onda contínua
DM	<i>Direct Modulation</i> – modulação direta
DFB	<i>Distributed Feedback Laser</i> – laser de realimentação distribuída
EM	<i>External Modulation</i> – modulação externa
EA	<i>Electrical Amplifier</i> – amplificador elétrico
ECL	<i>External Cavity Laser</i> – laser de cavidade externa
ED	<i>Envelope Detector</i> – detector de envoltória
FM	Frequency Modulation – Modulação em Frequência
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> – chaveamento por desvio de frequência
IF	<i>Intermediate Frequency</i> – frequência intermediária
Laser	<i>Light Amplification by Stimulated Emission Radiation</i> – amplificação de luz por emissão estimulada de radiação.
LO	<i>Local Oscillator</i> – oscilador local
MASK	<i>Multilevel ASK</i> – chaveamento por desvio de amplitude multi-nível
NRZ	<i>No Return to Zero</i> – sem retorno a zero
OA	<i>Optical Amplifier</i> – amplificador óptico
OC	<i>Optic Coupler</i> – acoplador óptico
OF	<i>Optical Filter</i> – filtro óptico
OOK	<i>On-Off Keying</i> – chaveamento liga–desliga
OSNR	<i>Optical Signal to Noise Ratio</i> – razão sinal/ruído óptico
PC	<i>Polarization controller</i> – controlador de polarização
PM	<i>Phase Modulation</i> – Modulação em Fase
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> – chaveamento por desvio de fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> – modulação em amplitude e fase
RF	<i>Radio Frequency</i> – radiofrequência

RoF	<i>Radio over Fiber</i> – rádio sobre fibra
RZ	<i>Return to Zero</i> – retorno a zero
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i> - amplificador óptico semiconductor
SHF	Super High Frequency – super alta frequência
λ	comprimento de onda
η	eficiência
f	frequência
f_c	<i>frequency carrier</i> – frequência da portadora
ω	frequência angular ($\omega = 2\pi f$)
I	irradiação
k	número de onda angular ($k = 2\pi/\lambda$)
P_{in}	potência incidente
P_{abs}	potência absorvida
\mathcal{R}	responsividade

Lista de figuras

Fig. 1.1: Sistema de comunicação fibra-rádio para aplicação em tecnologias de redes sem fio e comunicações móveis micro/pico celulares	5
Fig. 2.1: Atenuação na fibra óptica baseada em silício, em função do comprimento de onda.	7
Fig. 2.2: Sistema de comunicação óptica.	7
Fig. 2.3: Tipos de modulação [13].	8
Fig. 2.4: Formatos de modulação de sinais digitais em RF [17].	9
Fig. 2.5: Formatos de modulação ASK, (a) sinal binário, e sinais modulados: (b) BASK, (c) OOK e (d) MASK.	10
Fig. 2.6: Exemplos de códigos de linha.	11
Fig. 2.7: Formato de modulação PSK, (a) sinal binária, e (b) sinal modulada BPSK.	12
Fig. 2.8: Formato de modulação FSK, (a) sinal binária e sinais moduladas (b) BFSK e (c) MFSK.	13
Fig. 2.9: Setup simples do diodo laser com cavidade externa. O chip semiconductor tem uma camada antirefletiva numa face frontal, e o ressonador laser estende-se até o espelho de acoplamento óptico no lado direito.	16
Fig. 2.10: Diodo laser sintonizável de cavidade externa em configuração (a) Littrow, e (b) Littman-Metcalf [28].	17
Fig. 2.11: Ganho e espectro de emissão de um laser ECL.	18
Fig. 2.12: O princípio de operação do modulador de intensidade Mach-Zehnder. (a) Quando não há uma tensão aplicada, estado “on”, (b) quando uma voltagem equivalente ao deslocamento de fase em π rad é aplicada, estado “off”, (c) com a potência de saída do modulador como função da voltagem aplicada.	19
Fig. 2.13: Princípio básico de fotodeteção usando um semiconductor. Fótons incidentes são absorvidos por elétrons na banda de valência, criando um par elétron-lacuna. Este par origina a fotocorrente quando uma voltagem externa é aplicada.	22
Fig. 2.14: A polarização inversa da junção <i>pn</i> usado como um fotodetector. (a) Junção <i>pn</i> do fotodiodo. (b) Região de depleção sem aplicação de voltagem de polarização, (c) Região de depleção com voltagem de polarização aplicada, V_a , (d) distribuição do campo elétrico em polarização inversa.	25
Fig. 2.15: Um fotodiodo pin baseado numa heteroestrutura. As regiões tipo <i>n</i> e tipo <i>p</i> são feitos de InP, que é transparente nas bandas de comprimentos de onda de 1.3 e 1.55 μm . A região intrínseca é feita de InGaAs, que absorve fortemente em ambas destas bandas.	26
Fig. 3.1: O misturador é fundamentalmente um multiplicador.	29
Fig. 3.2: Produtos de IM de ordem par, na saída do sistema não linear, acima e abaixo dos sinais de entrada f_1 e f_2	32

Fig. 3.3: Produtos de IM de ordem ímpar, na saída do sistema não linear, acima e abaixo dos sinais de entrada f_1 e f_2 .	33
Fig. 3.4: (a) Mistura de diferença com conversão para baixo, sem ruído do LO, (b) com ruído do LO (ruído de fase), (c) mistura recíproca que ocorre quando um sinal indesejado se mistura ao ruído do LO produzindo ruído adicional na banda passante IF.	35
Fig. 3.5: Exemplo de uma onda propagando-se num intervalo de tempo Δt .	36
Fig. 3.6: Exemplo de duas ondas similares propagando na mesma direção (as duas primeiras de cima) com comprimentos de onda λ_1 e λ_2 , a onda resultante do batimento de ambas $E(x)$.	38
Fig. 3.7: Sinal quaternário, formato da envoltória (azul) e os sinais ópticos geradores (vermelho).	42
Fig. 3.8: Razões de extinção do sinal quaternário.	43
Fig. 3.9: Aplicação de modulação a uma das fontes ópticas.	44
Fig. 3.10: Setup para geração de sinais de micro-ondas quaternários.	47
Fig. 4.1: Diagrama bloco do sistema óptico-elétrico montado experimentalmente.	53
Fig. 4.2: Espectro óptico dos dois lasers usados, janela de 1550nm, ponto 1.	54
Fig. 4.3: Espectro elétrico típico na saída do fotodetector, ponto 2; sinal de batimento obtido do batimento dos sinais (esquerda), e sinal em banda base (direita). Esta figura mostra 3 janelinhas onde as duas de abaixo são os “zooms” de uma parte da janelinha de cima.	55
Fig. 4.4: Espectro elétrico típico na saída do filtro, ponto 3.	55
Fig. 4.5: Espectro típico na saída do misturador elétrico (<i>mixer</i>), ponto 4.	56
Fig. 4.6: Espectro típico depois da filtragem das altas frequências, obtendo-se o sinal IF; e o sinal elétrico respectivo visto num osciloscópio, ponto 5.	57
Fig. 4.7: Espectro típico do amplificador de IF e o respectivo sinal elétrico visto num osciloscópio, ponto 6.	58
Fig. 4.8: Esquema do detector de envelope e foto do dispositivo.	58
Fig. 4.9: Espectro típico na saída do detector de envoltória, ponto 7.	59
Fig. 4.10: Sinal elétrico obtido na saída do detector de envelope num: (a) osciloscópio e (b) o digrama de olho obtido por um analisador de comunicações digitais, ponto 7.	59
Fig. 4.11: Espectro típico no final do sistema, ponto 8.	60
Fig. 4.12: Sinal elétrico obtido no final do sistema num: (a) osciloscópio e (b) o digrama de olho obtido por um analisador de comunicações digitais, ponto 8.	60
Fig. 4.13: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de fibra óptica: (a) 12 km (b) 25 km (c) 37 km.	62
Fig. 4.14: Rede experimental para comunicações ópticas KyaTera.	62

Fig. 4.15: Diagrama de olho do sinal quaternário na rede KyaTera 10 km.	63
Fig. 4.16: Diagrama de blocos do sistema óptico-elétrico com pre-amplificação no receptor óptico.	64
Fig. 4.17: Perdas típicas em enlaces da rede KyaTera medidas com OTDR.	64
Fig. 4.18: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de enlace na rede KyaTera usando pre-amplificação óptica: (a) 20 km, (b) 30 km e (c) 40 km.	65
Fig. 4.19: Diagrama bloco do sistema óptico-elétrico com amplificação no transmissor óptico.	66
Fig. 4.20: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de enlace na rede KyaTera usando amplificação óptica tipo <i>booster</i> : (a) 20 km, (b) 30 km e (c) 40 km.	67
Fig. 4.21: Controle da razão de extinção dos níveis do sinal quaternário através do controle dos sinais elétricos de dados digitais.	69
Fig. 4.22: Razões de extinção dos olhos versus potência total recebida no fotodetector.	70
Fig. 4.23: Fator Q para cada um dos olhos no sistema versus a potência recebida pelo fotodetector.	70
Fig. 4.24: Fotografias do setup no laboratório.	71
Fig. 4.25: Fotografias de alguns componentes.	71
Fig. 4.26: Fotografias de alguns equipamentos utilizados.	72

Lista de Tabelas

Tabela 2-1: Energias gap e comprimentos de onda de corte para um número de materiais semicondutores.	23
Tabela 3-1: Frequências produzidas por séries de potência até Fx^6 para uma variável $x = E_I \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$	31
Tabela 3-2: Simulação com parâmetros ideais.	50
Tabela 3-3: Simulação com parâmetros reais.	52
Tabela 3-4: Simulação: variação das larguras dos lasers, batimento.	52

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Histórico

As comunicações ópticas, nos últimos anos, tiveram um desenvolvimento muito grande. Isso se deve aos melhoramentos alcançados nos diversos componentes de um sistema de comunicações por fibras ópticas, como, por exemplo: a diminuição das perdas nas fibras, o aumento da sensibilidade de receptores ópticos, o desenvolvimento de diodos laser semicondutores de alta velocidade e, principalmente, o advento do amplificador óptico a fibra, que permitiu a construção de sistemas de longo alcance. Esse desenvolvimento dos sistemas ópticos teve grande repercussão nos mais diversos campos de comunicação, como sistemas de transmissão submarinos, redes telefônicas, redes de computadores, redes de televisão a cabo, dentre outras.

Apesar de suas diversas aplicações, a grande capacidade de transmissão oferecida pelas fibras ópticas era subutilizada pelos sistemas, principalmente pelo fato de que os dispositivos optoeletrônicos, na entrada e na saída da rede óptica, não eram capazes de operar em velocidades compatíveis com as permitidas pelas fibras ópticas. Com a crescente demanda por sistemas de alta capacidade, sentiu-se a necessidade de projetar redes e sistemas que permitissem o compartilhamento da capacidade de transmissão da fibra.

A rápida evolução dos sistemas de computação, representado, principalmente, pela capacidade atual de processamento dos computadores pessoais na faixa de GHz, e, mais recentemente, da comunicação móvel, tem demandado dos sistemas de telecomunicações a capacidade de prover altas taxas de transmissão da informação. Com o crescimento da demanda por transmissão de dados sem fio em banda larga, será necessário o emprego de tecnologias que busquem uma

melhor eficiência espectral, sendo um desafio para os pesquisadores desenvolverem soluções que incorporem banda larga e baixo custo.

Por isso, nestes últimos vinte anos o mundo vem assistindo a um rápido desenvolvimento das comunicações ópticas, pois estas se enquadraram perfeitamente neste contexto.

Importância dos sistemas digitais

Um sistema digital pode ser definido como um conjunto de componentes interconectados que processam informações em forma digital ou discreta. Na maioria dos sistemas digitais, os componentes básicos utilizados são dispositivos eletrônicos chamados circuitos integrados (CIs). As ligações entre estes componentes eletrônicos são conexões físicas através das quais a informação digital pode ser transmitida.

Sistemas digitais modernos abrangem uma vasta gama de graus de complexidade. Os componentes disponíveis para a construção de sistemas digitais vão desde chaves do tipo liga-desliga até computadores completos. Na atualidade as comunicações estão se voltando para o mundo digital, tanto assim que em um futuro próximo quase a totalidade das comunicações serão digitais. Hoje em dia já são oferecidos serviços como TV digital, sistemas celulares de quarta geração, etc. todos eles trabalham com sistemas de RF digitais.

Muitos dos sistemas modernos sem fio (*wireless*) usam modulação digital, onde as variáveis de modulação mudam em passos discretos, em comparação com métodos de modulação analógica onde a amplitude, fase e frequência da portadora variavam continuamente. Em oposto à modulação analógica, a modulação digital faz com que o uso do espectro de rádio seja mais eficiente, e usualmente requer menos energia primária. Além disso, as modulações digitais tem uma melhor performance sobre o desvanecimento do sinal em um canal de comunicação, além de ser mais compatível com códigos corretores de erro [1].

1.2 Objetivos e apresentação da tese

O objetivo desta tese é a geração experimental de sinais digitais multi-amplitude na faixa de micro-ondas. Para isso foram realizadas simulações computacionais e o implemento de um projeto optoeletrônico para atingir o objetivo.

O sinal de micro-ondas é gerado via batimento de duas fontes laser usando um fotodiodo como elemento misturador de sinais ópticos (*mixer*). Com isso consegue-se obter um sinal na faixa de micro-ondas. Para materialização deste objetivo, foi implementado um setup eletro-óptico para a parte do transmissor de micro-ondas e outro setup de radiofrequência (RF) para fins de avaliação e detecção dos sinais gerados.

A principal particularidade deste trabalho reside na escassez de literatura científica neste gênero, especificamente na geração de sinais multi-nível na faixa das micro-ondas.

No capítulo 2, são apresentados os conceitos gerais das comunicações ópticas, tipos de modulação e os conceitos fundamentais e teóricos dos principais componentes usados no setup experimental (fotodiodos, lasers de cavidade externa e modulador externo Mach-Zhender).

No capítulo 3, é apresentado a técnica proposta do presente trabalho. Previamente são relatados os conceitos teóricos de heterodinagem e produtos de intermodulação, base teórica com relação ao batimento de duas fontes ópticas e sua detecção, a definição e equacionamento para geração de sinais quaternários e métodos de geração de sinais de micro-ondas. Finalmente são apresentadas as tabelas contendo os resumos das simulações computacionais realizadas antes do trabalho experimental.

No capítulo 4, é feita a apresentação do projeto experimental desta tese. Nele mostra-se a descrição geral do sistema implementado, descrevendo o funcionamento em cada etapa. São também apresentados resultados de experiências feitas com transmissão em diversos comprimentos de cabos de fibra óptica monomodo, experiências numa rede experimental em condições ambientais reais e por último experiências com o controle dos níveis do sinal (razões de extinção).

No capítulo 5, são apresentadas as conclusões e propostas são sugeridas para trabalhos futuros.

1.3 Áreas de aplicação

Recentemente, a geração fotônica de radiofrequência (RF), micro-ondas e ondas milimétricas tem recebido especial atenção por parte dos pesquisadores para a sua utilização em sistemas que incorporem as tecnologias de fibra e rádio, uma vez que esta, provavelmente, será a tecnologia

capaz de fornecer serviços de banda larga para comunicações móveis [2], comunicações via satélite [3] e sistemas de subportadoras multiplexadas [4].

A geração/conversão, distribuição e processamento de sinais de RF, micro-ondas e ondas milimétricas no domínio óptico têm se tornado interessante, uma vez que permite a realização de algumas tarefas mais eficientemente. Um exemplo de aplicação é a transmissão óptica de sinais de RF, micro-ondas ou ondas milimétricas geradas numa estação central e distribuídas por uma rede de fibras ópticas até o ponto de radiação, ou seja, o local onde as antenas estão localizadas. Esta aplicação pode ser vantajosa para sistemas sem fio que demandam faixa larga, uma vez que a distribuição por fibra eliminaria a atenuação atmosférica elevada para frequências acima da faixa de micro-ondas [5]. A Fig. 1.1 ilustra um caso particular de aplicação desta tecnologia para sistemas de comunicação fibra-rádio (RoF, *Radio over Fiber*) micro/pico celular. A flexibilidade do uso de estações rádio base para vários tipos de serviços, aliada à banda larga e à capacidade da fibra óptica de transportar as informações das centrais de comutação e controle (CCC) com baixa introdução de erros, torna este sistema vantajoso, uma vez que pode permitir uma distribuição eficiente de serviços para um grande número de usuários em diferentes células. Para tanto, uma estação central deverá possuir a função de gerar opticamente as portadoras de RF, micro-ondas ou ondas milimétricas e, em seguida, distribuí-las por uma rede de fibras ópticas até as antenas para a radiação em microcélulas ou picocélulas.

Métodos eletrônicos para a geração/conversão de portadoras são complexos e caros, com um agravante adicional das dificuldades técnicas de entrega elétrica dos sinais em altas frequências a grandes distâncias. Métodos ópticos de geração/conversão de sinais visando aplicações em sistemas RoF para a distribuição de portadoras moduladas em altas frequências tornam-se, portanto, mais atrativos devido ao baixo custo e as menores perdas do meio de transmissão óptico. No contexto aqui apresentado, a conversão optoeletrônica de sinais deve ser entendida como algum tipo de passagem de um sinal eletrônico para o domínio óptico, sendo recuperado após a fotodetecção na sua mesma frequência original. Já a geração de sinais utiliza propriedades de dispositivos optoeletrônicos que causam o aparecimento de sinais fotodetectados em frequências diferentes, inclusive acima daquela aplicada inicialmente ao sistema.

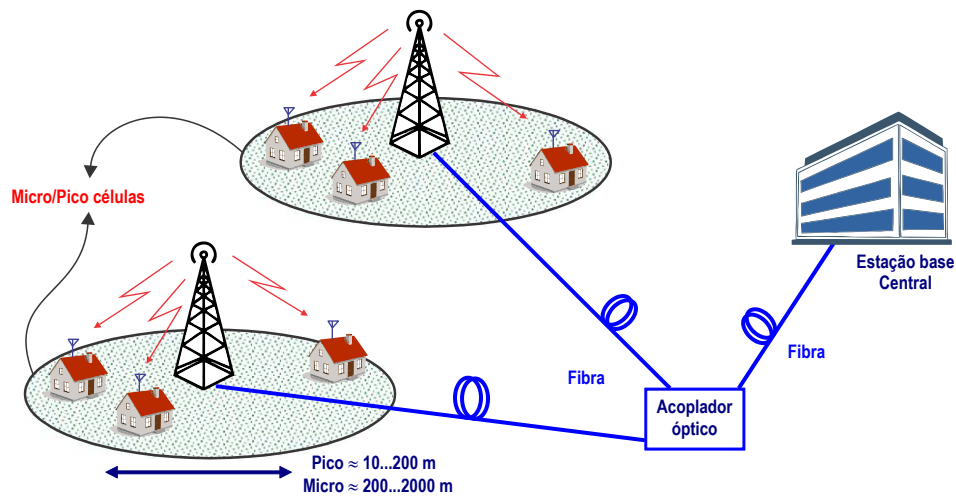


Fig. 1.1: Sistema de comunicação fibra-rádio para aplicação em tecnologias de redes sem fio e comunicações móveis micro/pico celulares

Os primeiros sistemas RoF utilizavam uma mistura de tecnologia de rádio e óptica a fim de empregar a fibra óptica para entrega de serviços de rádio em locais remotos [6]. Estes métodos são baseados na simples modulação direta de lasers ou no uso de moduladores de intensidade externos, para a introdução de portadoras em feixes de luz contínuos. Porém, as frequências de operação são limitadas à largura de banda dos receptores ópticos e/ou à eletrônica agregada. Hoje em dia, em sistemas comerciais comumente encontrados no Brasil, a modulação direta de lasers pode chegar até 2,5 Gb/s, e a modulação externa chega a valores acima de 40 Gb/s [7] [8]. No entanto, valores maiores a essas taxas já foram reportados anteriormente em trabalhos de laboratório, como por exemplo, em [9] com valores acima dos 70 GHz para modulação direta, e em [10] a faixa de operação vai além dos 75 GHz para modulação externa. Deve-se ressaltar que os moduladores externos comercialmente disponíveis operam em faixas que chegam a 40 GHz, porém possuem alta perda de inserção e requerem tensões de polarização elétrica relativamente altas.

CAPÍTULO 2

Conceitos fundamentais

2.1 Comunicações Ópticas

A crescente procura por comunicações de banda larga tem sido responsável pelo rápido desenvolvimento dos sistemas de comunicação óptica, que se apresentam como a rede de nova geração. Nesta rede, o meio de transmissão é a fibra óptica, que consiste num filamento de vidro ou de material polimérico, com uma excelente capacidade para transmissão de ondas eletromagnéticas. Um dos objetivos principais na comunicação óptica é a rapidez na transmissão de dados, que está limitada pela dispersão do sinal. A dispersão intermodal foi solucionada com a transição de fibras multimodo para fibras monomodo. A dispersão cromática, associada à correlação entre o comprimento de onda e o índice de refração da fibra e à largura espectral da fonte óptica, foi minimizada através da utilização de fibras com um dado perfil de refração ou de fibras com dispersão deslocada, para além da utilização de fontes ópticas de elevada coerência.

Verifica-se experimentalmente que a fibra óptica tem atenuação que depende com o comprimento de onda usado, sendo que a menor atenuação acontece no comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$ (Fig. 2.1). Embora este seja o comprimento de onda com menor atenuação, o comprimento de onda com menor dispersão acontece na vizinhança de $1,3 \mu\text{m}$. Neste gráfico também pode se ver a segunda e terceira janelas de comunicações ópticas, 1300 nm e 1550 nm respectivamente, além de suas subdivisões.

No contexto das comunicações ópticas existem dois tipos de modulação da onda eletromagnética [11]. O primeiro, mais fácil de implementar, consiste em emitir constantemente uma determinada intensidade luminosa e usar um dispositivo óptico regulável para controlar a intensidade transmitida - modulação externa. A segunda hipótese - modulação direta - baseia-se no princípio de que o laser traduz diretamente as variações de corrente eléctrica em variações na

intensidade luminosa emitida, assegurando que o espectro é sempre coerente, com uma baixa largura de linha centrada na mesma frequência.

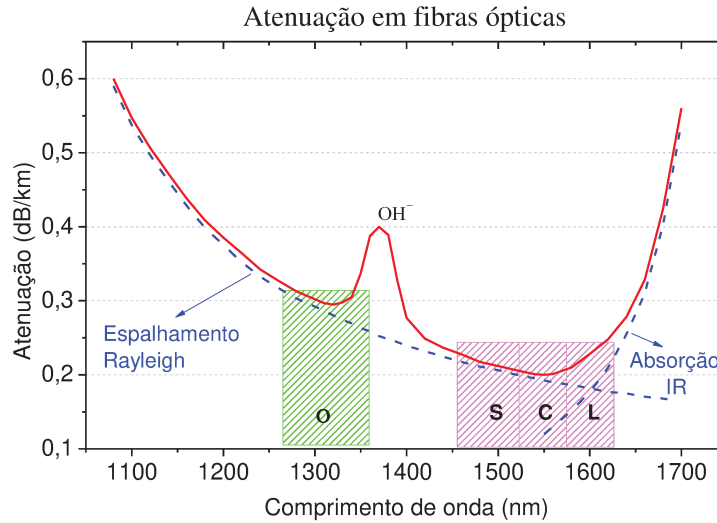


Fig. 2.1: Atenuação na fibra óptica baseada em silício, em função do comprimento de onda.

Um sistema de comunicação óptica é aquele que tem como portadora dos sinais ondas eletromagnéticas no espectro óptico [12]. Um sistema de comunicação óptica pode ter, como configuração básica, aquela que está indicada na Fig. 2.2, sendo esta uma configuração ponto-a-ponto. Nela, vamos encontrar os três elementos básicos que compõem um sistema de comunicação, a saber: Transmissor, Meio de transmissão, e Receptor.

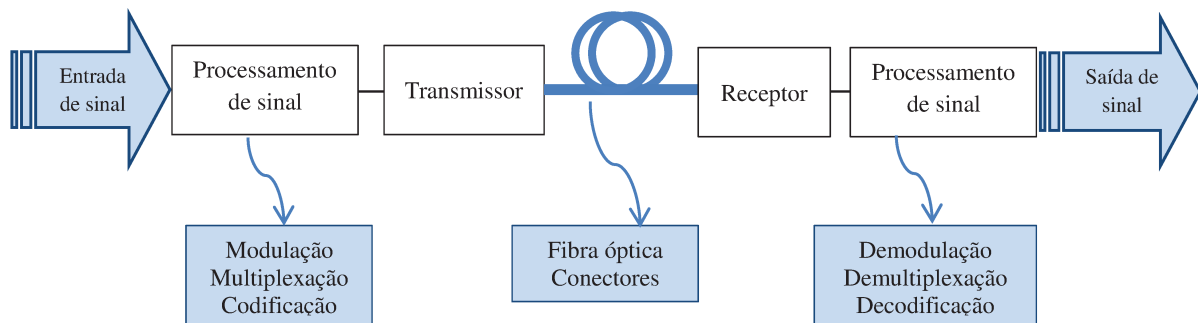


Fig. 2.2: Sistema de comunicação óptica.

A Fig. 2.2 apresenta os blocos principais tanto na transmissão e na recepção. Nela podemos ver a etapa de processamento do sinal onde, em geral, se obtém um sinal elétrico que irá a modular ao transmissor. O transmissor é composto por um módulo laser. Na etapa transmissora existem dois

tipos de modulação típicos: modulação direta do laser, e a modulação externa. Esta última feita por moduladores externos. Logo depois está o meio físico de transmissão do sinal: a fibra óptica. E por último, na etapa receptora temos o receptor composto por um fotodiodo como transdutor de potência (intensidade)-corrente, e a etapa demoduladora que encarrega-se de processar o sinal elétrico. Neste capítulo serão apresentados os conceitos fundamentais dos principais dispositivos que compõem estas etapas.

2.2 Tipos de modulação

Por definição, a modulação é a variação de um parâmetro de uma onda portadora senoidal, linearmente proporcional ao valor instantâneo do sinal modulante ou de informação. Por sua vez, a portadora é a onda senoidal que, pela modulação de um dos seus parâmetros, permite a transposição espectral da informação (ou sinal modulante) [13]. Aproveitando os três parâmetros da portadora senoidal: Amplitude, Frequência e Fase, existem três formas básicas de modulação: Modulação em Amplitude (AM), Modulação em Frequência (FM) e Modulação em Fase (PM). A Fig. 2.3 apresenta alguns dos principais tipos de modulação. Nela podemos ver uma classificação geral dos diferentes tipos de modulação de acordo com a sua aplicação.

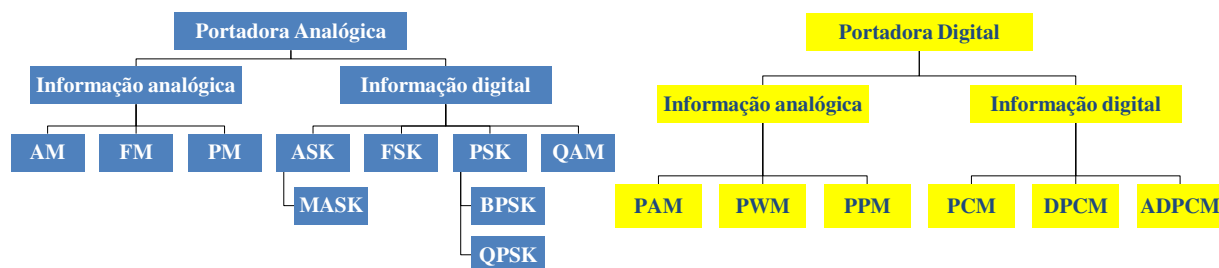


Fig. 2.3: Tipos de modulação [13].

Com respeito à Fig. 2.3, os principais tipos de modulação digital são: ASK (*Amplitude Shift Keying*) chaveamento por desvio de amplitude, FSK (*Frequency Shift Keying*) chaveamento por desvio de frequência, PSK (*Phase Shift Keying*) chaveamento por desvio de fase, QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) modulação em amplitude e fase, MASK (*Multilevel Amplitude Shift Keying*) ASK multi-nível, BPSK (*Binary PSK*), QPSK (*Quadrature PSK*). PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) modulação por amplitude de pulso, PWM (*Pulse-Width*

Modulation) modulação por largura de pulso, PPM (*Pulse Position Modulation*) modulação por posição de pulso, PCM (*Pulse-Code Modulation*) modulação por código de pulsos, DPCM (*Differential PCM*), ADPCM (*Adaptive Differential PCM*).

Para o caso específico de portadoras em RF, uma classificação dos tipos de modulação são as que se mostram na Fig. 2.4. Nela podemos ver que a partir das três formas básicas de modulação foram desenvolvidos vários formatos de modulação, a modulação QAM é uma combinação da modulação em amplitude e da modulação de fase, a técnica OFDM¹ utiliza várias subportadoras moduladas em QAM ou PSK. Por exemplo, na atualidade os aparelhos que utilizam a tecnologia GSM (*Global System for Mobile Communications*) fazem uso da modulação tipo GMSK.

Na atualidade existem muitos subtipos de modulação que podem ser vistas com maior detalhe nas referências [14], [15] e [16]. Nas seguintes subsecções serão revisadas as técnicas mais utilizadas para modulação de sinais digitais: ASK, FSK, PSK, já que o presente trabalho só envolve sinais digitais em RF com modulação tipo ASK e M-ASK.

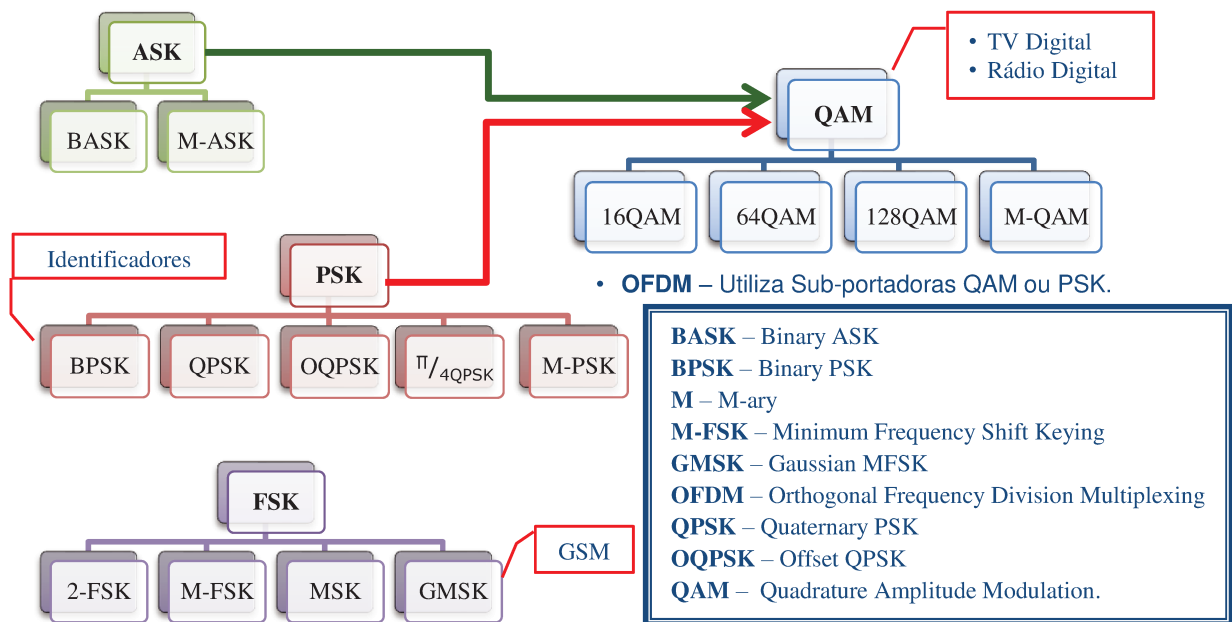


Fig. 2.4: Formatos de modulação de sinais digitais em RF [17].

¹ OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) modulação por multiplexação por divisão de frequência ortogonal.

Modulação ASK

O campo eléctrico associado a um sinal chaveado por deslocamento de amplitude, ASK, pode ser escrito como [18]:

$$E_s(t) = |A_s(t)| \cdot \cos(2\pi f_s t + \phi_s) \quad (2.1)$$

onde $|A_s(t)|$ leva a informação assumindo valores discretos para representar os bits transmitidos. A fase e a frequência da portadora não se alteram. A modulação ASK apresenta facilidade na modulação e na demodulação e baixa imunidade a ruídos, sendo utilizada, por exemplo, em transmissões via fibra óptica, onde não há ruídos. O sinal ASK divide-se em: BASK (ocorre quando o sinal é binário) e MASK (ocorre quando o sinal é multi-nível).

Em sinais BASK, $|A_s(t)|$ adota um valor para representar o bit 0 e outro valor distinto ao primeiro para representar ao bit 1. Um caso especial da modulação ASK é a modulação de chaveamento liga-desliga OOK (*On-Off Keying*), onde, em geral, para o valor do bit 0 $|A_s(t)| = 0$ e $|A_s(t)| \neq 0$ para o bit 1.

A modulação multi-nível ASK (MASK) tem variação maior que uma unidade, apresentando maior quantidade de níveis discretos de amplitude. A modulação MASK aumenta a variabilidade do sinal, porém diminui os intervalos de decisão dos níveis de amplitude, diminuindo a imunidade aos ruídos e interferências do sistema de comunicação. A Fig. 2.5 mostra um exemplo do formato de modulação tipo ASK.

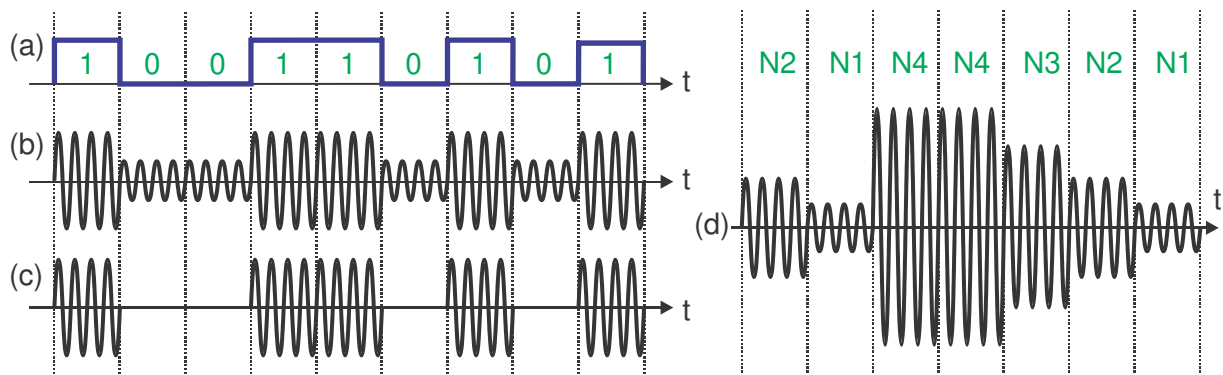


Fig. 2.5: Formatos de modulação ASK, (a) sinal binário, e sinais modulados: (b) BASK, (c) OOK e (d) MASK.

É comum designar certos formatos, que dão valor ou forma, a os bits, tais formatos são chamados de *Códigos de linha* [19]. A codificação de linha consiste em representar o sinal digital para ser transportada por um sinal de amplitude e tempo discreto, que é ajustada de forma otimizada para as propriedades específicas do canal físico (e do equipamento de recepção). A transmissão serial de dados sobre qualquer distância, seja este num par trançado, fibra óptica, cabo coaxial, etc., exige a manutenção dos dados (regeneração), uma vez que é transmitida através de repetidores ou algum outro equipamento eletrônico. A integridade dos dados deve ser mantida através da reconstrução dos dados, com um tempo adequado, e retransmitidos. Os códigos de linha foram criados para facilitar esta manutenção². Alguns dos mais populares códigos de linha são mostrados na Fig. 2.6. Há duas categorias principais: NRZ é o indicativo de sem retorno a zero (*Non Return to Zero*) e RZ com retorno a zero (*Return to Zero*). Com o código RZ, a forma da onda retorna ao nível de zero-volt para uma porção (usualmente a metade) do intervalo do bit.

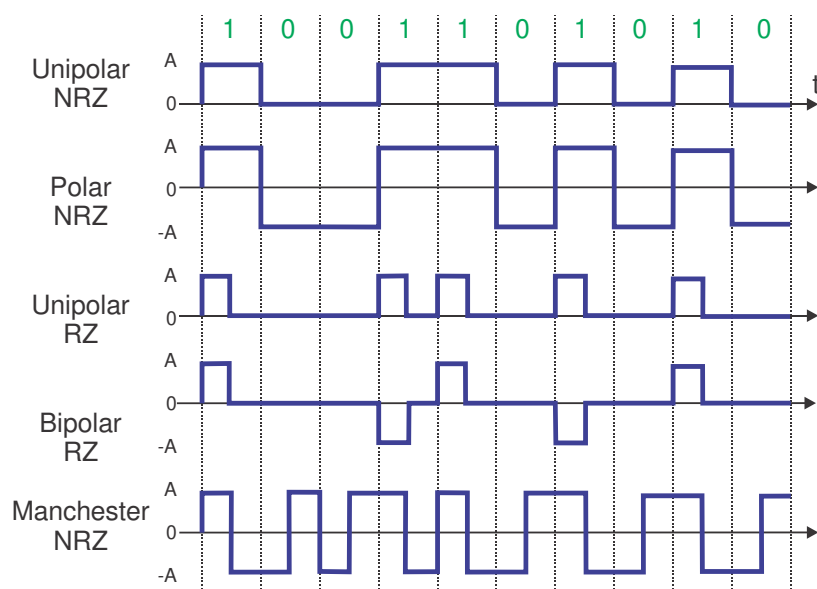


Fig. 2.6: Exemplos de códigos de linha.

Modulação PSK

No caso da modulação por deslocamento de fase, PSK, a tensão do sinal elétrico associado á portadora pode ser escrito como [18]:

² Maior informação no site: http://www.andreas-schwoppe.de/ASIC_s/Schnittstellen/Data_Lines/line_codes.html.

$$E_s(t) = |A_s| \cdot \cos[2\pi f_s t + \phi_s(t)] \quad (2.2)$$

Por exemplo, para fontes binárias, a fase $\phi_s(t)$ assume dois valores, normalmente 0 e π , enquanto a amplitude da portadora $|A_s|$ é mantida constante.

A modulação PSK consiste em alterar o nível de fase da portadora em função de um sinal de entrada. Os bits transmitidos são representados pela inversão da fase da onda portadora, sendo que a cada inversão de, por exemplo, 180°, ocorre a mudança do nível lógico (BPSK, *Binary-PSK*). A amplitude e a frequência da portadora não se alteram.

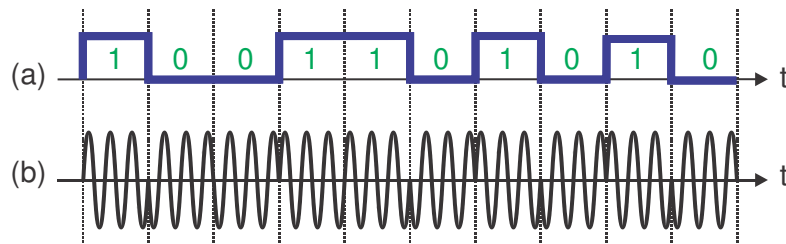


Fig. 2.7: Formato de modulação PSK, (a) sinal binaria, e (b) sinal modulada BPSK.

Modulação FSK

A tensão eléctrica associada ao sinal chaveado por deslocamento de frequência, FSK, pode ser escrito como [18]:

$$\begin{aligned} E_s(t) &= |A_s| \cdot \cos[2\pi(f_s \pm \Delta f)t + \phi_s] \\ &= |A_s| \cdot \cos[2\pi f_s t + (\phi_s \pm 2\pi \Delta f t)] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Por exemplo, a informação binária é codificada na portadora deslocando sua frequência em $f_s + \Delta f$ ou $f_s - \Delta f$ dependendo do bit a ser transmitido, 0 ou 1. O termo Δf é chamado desvio de frequência, enquanto que $2\Delta f$ é chamado de espaço de tom.

A segunda igualdade na Eq.(2.3) indica que a modulação FSK pode ser obtida também por um modulador PSK variando a fase da portadora linearmente enquanto durar um bit.

O processo de modulação FSK consiste em variar a frequência da onda portadora em função do sinal modulante, no presente caso, o sinal digital a ser transmitido. A modulação FSK é utilizada, por exemplo, em modems de baixa banda. Diferente da modulação FM, o FSK desloca a

frequência entre apenas dois pontos fixos separados. O modulador FSK é formado por dois moduladores ASK. O sinal FSK divide-se em BFSK (ocorre quando o sinal é binário) e MFSK (ocorre quando o sinal é multi-nível).

No sinal BFSK, os bits transmitidos são representados pela frequência da onda portadora, sendo uma frequência “ f_1 ” que representa o nível lógico 0 e outra frequência “ f_2 ” que represente o nível lógico 1. A amplitude da portadora não se altera. O modulador FSK é constituído a partir de dois moduladores ASK.

O sinal multi-nível FSK (MFSK) pode ser produzido pela seleção de vários geradores. No receptor podem-se usar filtros sintonizados para cada frequência. Cada nível desejado apresenta uma determinada frequência. A amplitude e a fase da portadora não se alteram.

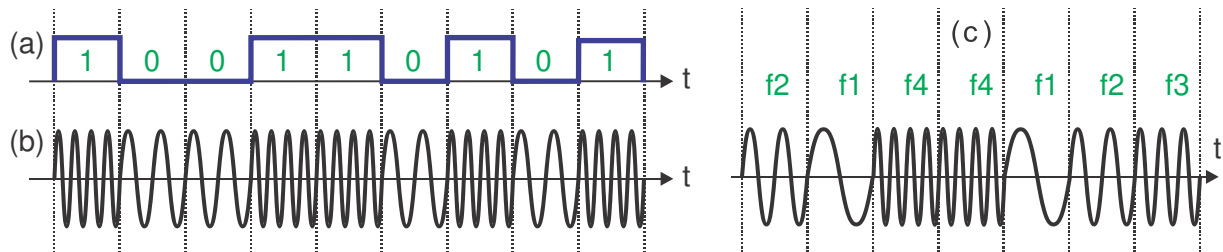


Fig. 2.8: Formato de modulação FSK, (a) sinal binaria e sinais moduladas (b) BFSK e (c) MFSK.

2.2.1 Modulação de sinais ópticos

Várias técnicas são utilizadas para modular a amplitude, a fase e a frequência de uma portadora óptica. Para modular a luz existem dois tipos de modulação: a modulação direta, que consiste em controlar a corrente injetada no laser e a modulação externa que consiste em usar outro dispositivo externo ao laser para a modulação da luz. Normalmente a modulação é feita externamente ao laser para evitar ruído na luz de alta pureza emitida pelo laser: o laser semiconductor é bombardeado com uma corrente constante e sua saída é modulada por um modulador externo. O modulador externo mais usado utiliza o guia de ondas de LiNbO_3 com difusão de titânio [20].

Em fibras monomodo, o campo óptico tem três atributos que podem ser usados para transportar informações: intensidade, fase (incluindo frequência) e polarização. Os formatos de modulação são classificados de acordo com seus atributos essenciais, tais como a quantidade

física utilizada para transmitir a informação digital bem como o número de símbolos usados para representar os dados binários transmitidos. Dependendo de qual das três características físicas é usada para transmitir informações, o formato de modulação de dados será classificado como sendo de intensidade, fase (ou frequência) e polarização. Esta classificação não requer que um campo óptico modulado em fase tenha necessariamente uma envoltória constante, nem que uma modulação em intensidade tenha fase constante. O fator determinante nessa classificação é a entidade física que é usada para imprimir a informação de dados [21].

Na atualidade, além da modulação por amplitude, existem outros formatos e subformatos de modulação óptica que estão relacionadas com a modulação PSK, dentro destes tipos de modulação estão, por exemplo: BPSK (*Binary-PSK*), diferencial PSK (DPSK) que recebeu maior interesse do que BPSK [22], DQPSK (*Differential Quadrature PSK*), MPSK (*M-ary PSK*). Existe também a modulação DB (*Optical Duo Binary*) que tem atraído grande atenção em anos recentes [23]. Enquanto as modulações em intensidade e na fase óptica têm sido largamente utilizadas, modulação na polarização da luz não tem recebido muita atenção, devido à necessidade de um cuidadoso gerenciamento da polarização no receptor em virtude das mudanças aleatórias na polarização da luz na fibra óptica [21], [24].

A seguir, somente serão apresentados os conceitos básicos em modulação óptica tipo ASK, devido ao escopo deste trabalho que envolve apenas a modulação óptica deste tipo.

Modulação de amplitude

Em sistemas de comunicação por fibras ópticas, os sinais em banda base são moduladoras das portadoras ópticas. Vários tipos de modulação podem ser usados para este propósito, AM ou ASK ou OOK, sendo esta última a técnica mais simples e comum usada em sistemas de comunicação por fibra óptica. Nesta técnica o sinal em banda base é multiplicado por uma frequência portadora. Assim (assumindo sinalização binária), o binário 0 é transmitido com 0 W e o binário 1 com A W. No receptor, a demodulação pode ser feita facilmente usando um fotodetector, resultando um sinal elétrico com o padrão original transmitido. A Fig. 2.5(b) mostra um exemplo do formato de modulação tipo ASK.

Em sistemas de comunicação avançados [25], ao contrário de transmitir um único bit por símbolo, usando dois níveis de sinal binário, mais do que um bit por símbolo pode ser alcançado,

que logo resulta numa capacidade maior de transmissão. Esta técnica é chamada de sinalização multi-nível. O número de níveis de sinal M segue a regra $M = 2^b$ onde b é o número de bits por símbolo, assim chamado de sinalização M -ary. No ASK, o valor $M = 4$ (4-ary ASK) é o mais usado para dobrar a capacidade da transmissão mantendo a largura espectral [26], [27]. O 8-ary ASK é também estudado em comunicações por fibra óptica para triplicar a capacidade de transmissão [27]. A melhoria na capacidade do canal foi obtida à custa da penalidade na OSNR e na sensibilidade do sistema receptor [26].

Na modulação OOK, o *intervalo de bit* é o intervalo de tempo disponível para a transmissão de um só bit. Por exemplo, numa taxa de 1 Gb/s, o intervalo de bit é 1 ns. Como foi descrito anteriormente, a modulação da luz pode ser feito *diretamente* mediante a liga e desliga da fonte, ou mediante o uso de um modulador externo enfrente da fonte para realizar a mesma função. Usando um modulador externo resulta em menor *chirp*³, e assim diminuir a penalidade devido à dispersão, e é a abordagem preferida para alta velocidade de transmissão a longas distâncias [12].

O esquema de modulação OOK pode usar diferentes formatos de códigos de linha. Os mais comuns são RZ e NRZ. Em comunicação (digital) eletrônica o formato RZ faz com que o pulso ocupe exatamente a metade do período do bit. No entanto, em comunicações ópticas, o termo RZ é usado num sentido mais amplo para descrever o uso de pulsos de duração mais curtos que o período de bit. Assim, há vários tipos do formato RZ. Em algumas delas, o pulso ocupa uma fracção substancial (ex. 30%) do intervalo de bit. O termo RZ, sem nenhuma qualificação, usualmente faz referencia a tais sistemas.

A maior vantagem do formato NRZ sobre os outros formatos é que o sinal ocupa muito menos largura de banda; ao redor da metade do formato RZ. O problema com o formato NRZ é que para cadeias longas de 1s ou 0s poderia resultar numa total ausência de qualquer transição, fazendo que o receptor tenha dificuldades na recuperação do clock, por exemplo.

Na prática, o formato NRZ é usado na maioria dos sistemas de comunicação de alta velocidade, que vão desde velocidades de 155 Mbps até 10 Gbps [12].

³ *Chirp*, é uma palavra inglesa para descrever uma mudança em frequência (gorjeio) devido a instabilidade térmica.

2.3 Laser de cavidade externa estendida (ECL)

O laser (*Light Amplification by Stimulated Emission Radiation*) é uma fonte óptica que opera por emissão estimulada. A emissão estimulada é um processo onde fótons colidem com elétrons e provocam transições eletrônicas radiativas, que são transições que emitem luz. O laser é uma fonte de luz coerente, isto é, a luz que é emitida possui fótons com características semelhantes, essas características são o comprimento de onda λ , direção e fase [12].

O laser de cavidade externa estendida ECL (*External Cavity Laser*) é um laser semiconductor baseado em um diodo laser semiconductor que normalmente tem uma extremidade revestida com uma camada antirreflexo e o ressonador laser é completado com, por exemplo, uma lente colimadora e um espelho externo conforme mostrado na Fig. 2.9. Outro tipo laser ECL usa um ressonador baseado em fibra óptica em vez de ser óptica em espaço livre. A realimentação óptica de banda estreita pode vir de uma fibra com estrutura de rede de Bragg [28].

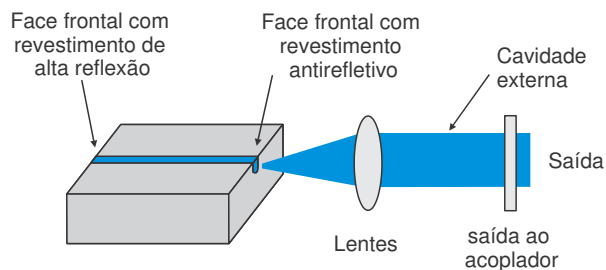


Fig. 2.9: Setup simples do diodo laser com cavidade externa. O chip semiconductor tem uma camada antirrefletiva numa face frontal, e o ressonador laser estende-se até o espelho de acoplamento óptico no lado direito.

O ressonador laser externo introduz diversas novas funcionalidades e opções:

- O ressonador mais longo aumenta o tempo de amortecimento da luz intracavitária e, portanto, permite um baixo ruído de fase e menor largura de linha emitida (em operação com uma única frequência). Um filtro baseado em rede de difração, introduzido na cavidade, pode reduzir ainda mais a largura de linha. Larguras de linha típicas em diodos lasers ECL estão próximo a 1 MHz.
- O ajuste de comprimento de onda é possível através da inclusão de algum filtro óptico ajustável. Na maioria das vezes, uma grade de difração é utilizada para esta finalidade.

- O ressonador externo também acrescenta características importantes para seu uso em modo de bloqueio (*mode locking*).

Laser ECL sintonizável

Diodo laser com cavidade externa sintonizável (lasers ajustáveis) geralmente usa uma grade de difração como elemento seletivo para comprimento de onda no ressonador externo. Eles também são chamados de diodos lasers de grade estabilizada (*grating-stabilized diode lasers*).

A configuração comum, chamada de configuração Littrow (ver Fig. 2.10a), contém uma lente colimadora e uma grade de difração como o espelho terminal. A primeira ordem do feixe difratado fornece feedback óptico para o chip diodo laser, que tem uma camada antirefletiva, no lado direito. O comprimento de onda de emissão pode ser ajustado girando a grade de difração. Uma desvantagem é que isso também muda a direção do feixe de saída, que é inconveniente para muitas aplicações.

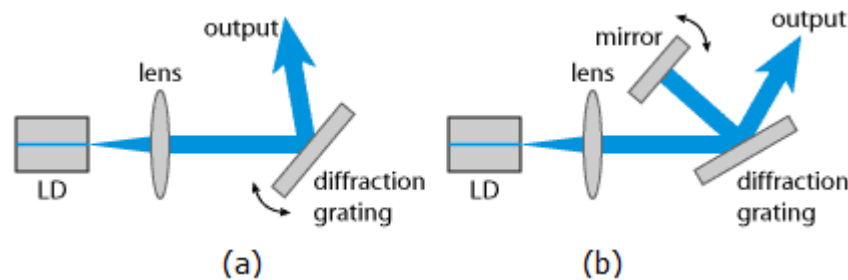


Fig. 2.10: Diodo laser sintonizável de cavidade externa em configuração (a) Littrow, e (b) Littman-Metcalf [28].

Outra configuração para este tipo de laser é a chamada de Littman-Metcalf [29] (Fig. 2.10b). A orientação da grade é fixa e um espelho adicional é utilizado para refletir o feixe de primeira ordem, de volta para o diodo laser. O comprimento de onda pode ser sintonizado girando este espelho. Esta configuração oferece uma direção fixa do feixe de saída e também tende a apresentar uma menor largura de linha, como a seletividade de comprimento de onda é mais forte (a difração do comprimento de onda dependente ocorre duas vezes ao invés de uma vez por ida e volta no ressonador). Uma desvantagem é que a reflexão de ordem zero do feixe refletido pelo espelho oscilante é perdida, de modo que a potência de saída é menor que a de um laser com configuração Littrow.

A largura espectral típica deste laser é de aproximadamente 0,01nm, e ela apresenta mais estabilidade térmica. Mas na literatura pode-se encontrar referências com larguras espectrais menores [30]. A Fig. 2.11 apresenta o espectro de ganho típico destes lasers. A separação entre os modos está definida pela relação $\Delta f = c/2n_g(L + L_{ext})$, onde Δf é a separação entre modos, c a velocidade da luz, n_g o índice de refração da grade, L comprimento do chip laser, e L_{ext} o comprimento da cavidade externa [31].

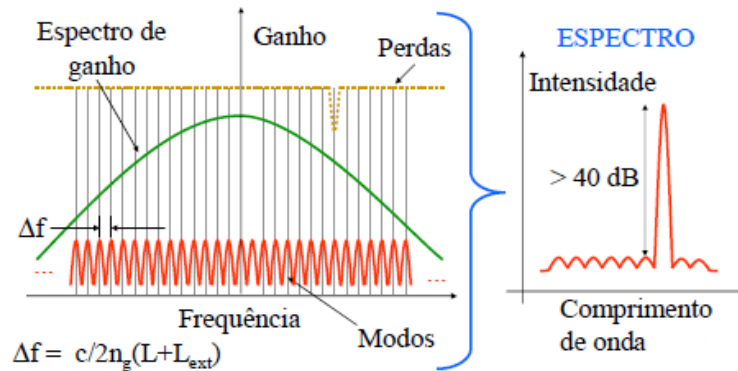


Fig. 2.11: Ganho e espectro de emissão de um laser ECL.

2.4 Moduladores Mach-Zehnder

Geralmente os moduladores utilizam o efeito eletro-óptico para conseguir a modulação da luz. O efeito eletro-óptico é geralmente definido como a mudança do índice de refração dentro de um guia óptico num cristal anisotrópico, quando um campo elétrico externo é aplicado [32]. Se o índice de refração muda linearmente com a amplitude do campo aplicado, este é conhecido como *efeito eletro-óptico linear* ou *efeito Pockels*. Este é o efeito físico mais amplamente usado por os moduladores em guias de onda.

Comumente, o material niobato de lítio (LiNbO_3 - cristal fotorrefrativo) é usado para a fabricação destes moduladores. Em geral, uma estrutura de tipo interferômetro de Mach-Zehnder é usado nos moduladores baseados em niobato de lítio. O desenho básico é mostrado na Fig. 2.12.

Este modulador usa a interferência entre dois feixes de luz que propagam através de caminhos separados em rota a uma porta comum de saída. Os guias ópticos são colocadas sobre um material eletro-óptico. Guias de onda monomodo são usados (modos TE_0). A entrada é dividida

em dois guias de onda de igual comprimento. Um dos guias é colocado entre eletrodos de ouro em forma de sanduiche; os eletrodos têm forma de tiras. Um potencial aplicado aos eletrodos muda a constante de propagação do guia de onda que está entre os eletrodos [33].

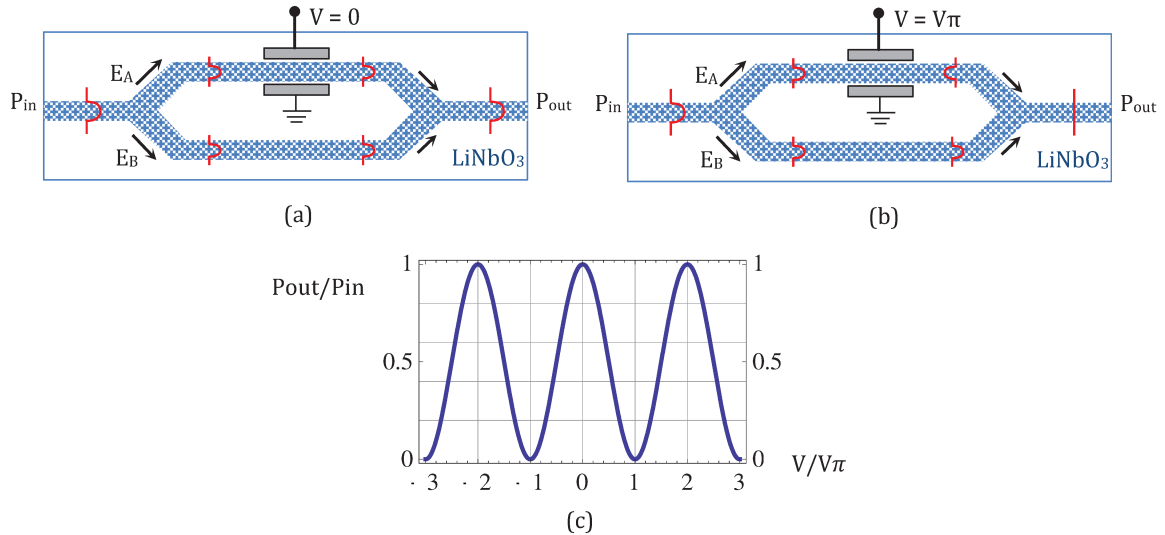


Fig. 2.12: O princípio de operação do modulador de intensidade Mach-Zehnder. (a) Quando não há uma tensão aplicada, estado “on”, (b) quando uma voltagem equivalente ao deslocamento de fase em π rad é aplicada, estado “off”, (c) com a potência de saída do modulador como função da voltagem aplicada.

Se a luz que ingressa é dividida igualmente entre os guias de onda, E_A e E_B , e não há sinal/voltagem aplicado ($V = 0$), então estas ondas propagam-se nos braços do interferômetro com a mesma amplitude e fase, recombinando-se e propagando-se no guia de onda da saída sem qualquer mudança na intensidade.

Se a luz que ingressa é dividida igualmente entre os guias de onda, E_A e E_B , e uma voltagem é aplicada, este muda a fase da onda que se está propagando nesse braço; e quando a voltagem aplicada, V , iguala a voltagem requerida para alcançar uma mudança de fase de π radianos (ou múltiplo impar), $V\pi$, as ondas que saem do interferômetro têm a mesma amplitude, mas uma diferença de fase de π . Então a potência óptica de saída é zero por interferência destrutiva. Este tipo de distribuição de campo pertence a um modo de maior ordem que o menor modo excitado na guia de entrada cuja distribuição de campo é uniforme. Como a dimensão do guia de saída é projetada tal que modos de maior ordem não propaguem, não há saída. Se o guia de saída for mais espesso, o cancelamento total poderia não ocorrer.

Mediante a comutação “on” e “off” de uma voltagem aplicada, V e $V \pi$, respectivamente, o dispositivo comuta “on” e “off” na potência óptica. Para os valores de voltagem entre V e $V \pi$, a potência varia como [33]:

$$I_{out} = \frac{I_{in}}{2} [1 + \cos(\Delta\phi)] = I_{in} \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (2.4)$$

onde o ângulo $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre a luz controlada e a luz não controlada em cada braço, respectivamente. O valor para a mudança de fase $\Delta\phi$ é obtida do equacionamento do efeito eletro-óptico Pockles [32], [34], onde dito valor é proporcional à voltagem aplicada, cuja expressão é $\Delta\phi = \pi V/V\pi$. Assim, a potência óptica será:

$$I_{out} = I_{in} \cos^2\left(\frac{\pi V}{2 V\pi}\right) \quad (2.5)$$

O dispositivo é simples em estrutura mas demanda uma alta exatidão na sua fabricação para ser usado como comutador óptico. A razão para isto é que a relação entre a potência óptica máxima e a potência óptica mínima depende criticamente de como é feita o casamento de fase entre as amplitudes na saída dos dois guias.

Os moduladores baseados no interferômetro de Match-Zehnder também podem ser modificados para obter uma porta logica óptica ou num conversor digital- elétrico/análogo-óptico [33].

2.4.1 Razão de extinção e Perda por inserção

Estes dois parâmetros são importantes para avaliar a qualidade dos moduladores (também são parâmetros comuns utilizados na avaliação de sinais e dispositivos) os quais serão definidos a seguir.

Si I_0 é a intensidade na saída do modulador quando não há voltagem aplicada, I_{max} a intensidade máxima, e I_{min} a mínima intensidade quando uma voltagem é aplicada, logo:

$$a \text{ perda por inserção é definida como } 10 \log \left(\frac{I_{max}}{I_0} \right) \quad (2.6)$$

e

$$a \text{ razão de extinção, } ER, \text{ é } 10 \log \left(\frac{I_{min}}{I_{max}} \right) \quad (2.7)$$

2.5 Fotodeteccção

A fotodeteccção é necessária para realizar a conversão de um sinal de luz em um sinal elétrico. O dispositivo optoeletrônico que gera uma corrente elétrica proporcional à potência óptica incidente é chamado de *fotodetector*. Geralmente, logo após o fotodetector utiliza-se um amplificador que incrementa a potência do sinal elétrico gerado para um nível utilizável. Em sistemas de comunicação digital, o amplificador é seguido por um *circuito de decisão* que estima os dados provenientes do amplificador. O projeto deste circuito de decisão depende do esquema de modulação usado para transmitir os dados. Historicamente, os fotodetectores têm sido projetados para operar no modo on-off em comunicações digitais por fibra óptica, onde maiores larguras de banda e maiores respostas no tempo têm sido de maior importância. No entanto, em aplicações analógicas requerem-se mais parâmetros de performance como o parâmetro de potência e a faixa dinâmica de operação lineal. Estes requisitos são para assegurar um ganho maior no enlace e uma baixa figura de ruído.

2.5.1 Fotodetectores

O princípio básico da fotodeteccção é ilustrado na Fig. 2.13. Os fotodetectores são feitos de materiais semicondutores polarizados reversamente. Os fótons que incidem no semicondutor são absorvidos pelos elétrons na banda de valência. Como resultado, estes elétrons adquirem alta energia e são excitados até a banda de condução, deixando uma lacuna na banda de valência. Quando uma voltagem externa é aplicada ao semicondutor, este par elétron-lacuna gera uma corrente elétrica, chamada *fotocorrente*.

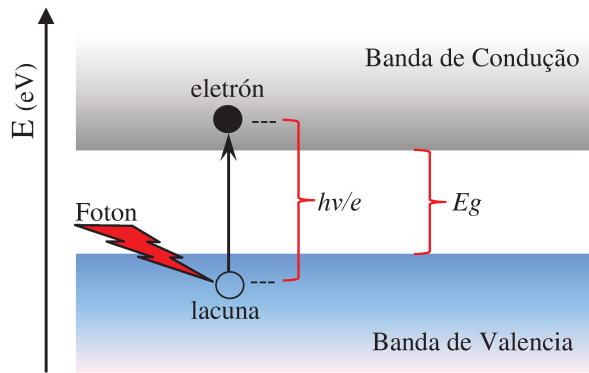


Fig. 2.13: Princípio básico de fotodeteção usando um semicondutor. Fótons incidentes são absorvidos por elétrons na banda de valência, criando um par elétron-lacuna. Este par origina a fotocorrente quando uma voltagem externa é aplicada.

É um princípio da mecânica quântica que cada elétron pode absorver só um fóton para transitar entre níveis de energia. Assim, a energia do fóton incidente deve ser no mínimo igual à diferença de energia entre as bandas (chamado de “*energy gap*”) para que a fotocorrente seja gerada. Isto também é ilustrado na Fig. 2.13. Isto nos dá a seguinte restrição sobre a frequência f_c ou no comprimento de onda λ em que o semicondutor com um gap de energia E_g pode ser usado como fotodetector:

$$hf_c = \frac{hc}{\lambda} \geq eE_g \quad (2.8)$$

onde c é a velocidade da luz, h é a constante de Planck e e é carga eletrônica. O maior valor de λ para o qual a equação (2.8) é satisfeita é chamado de *comprimento de onda de corte* e é denotado por λ_{cutoff} . Obviamente, cada tipo de material semicondutor tem seu próprio valor de comprimento de onda de corte e pode ser encontrado na literatura [11], [12].

A fracção da energia do sinal óptico que é absorvida e dá lugar à geração da fotocorrente é chamada eficiência η do fotodetector. Para transmissões em altas taxas de bit ao longo de longas distâncias, a energia óptica é mais fraca ou até escassa e, assim, que é importante projetar o fotodetector para alcançar uma eficiência η tão próxima a 1 como seja possível. Isto pode ser conseguido mediante o uso de uma placa de semicondutor suficientemente espessa. A potência absorvida pela placa semicondutora de espessura L μm pode ser descrita como:

$$P_{abs} = (1 - e^{-\alpha L})P_{in} \quad (2.9)$$

onde P_{in} é a potência óptica da sinal incidente e α é o coeficiente de absorção do material, por tanto,

$$\eta = \frac{P_{abs}}{P_{in}} = 1 - e^{-\alpha L}. \quad (2.10)$$

O coeficiente de absorção depende do comprimento de onda e é zero para comprimentos de onda com $\lambda > \lambda_{cutoff}$. Assim, o semiconductor é transparente para comprimentos de onda maiores que do comprimento de onda de corte. Valores típicos de α são de ordem de $10^4/\text{cm}$. Assim, para obter uma eficiência $\eta > 0.99$ é necessário que a espessura da placa seja de ordem de $10 \mu\text{m}$. A área do fotodetector é usualmente escolhida suficientemente grande para capturar toda a potência óptica incidente. Os fotodetectores têm uma considerável largura de banda de operação, por tanto um fotodetector em alguns comprimentos de onda pode servir como fotodetector para outros comprimentos de onda menores. Assim, um fotodetector projetado para a banda de $1.55 \mu\text{m}$ pode também ser usado na banda de $1.3 \mu\text{m}$.

Na Tabela 2-1 são apresentados materiais semicondutores comumente utilizados em fotodetectores, junto com os respectivos gap de energia e seus comprimentos de onda de corte. $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ é um material semiconductor composto ternário onde a fração $1-x$ dos átomos de Ga em GaAs são trocados por átomos de In. $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ é um material semiconductor composto quaternário onde, em adição, a fração $1-y$ dos átomos de As são trocados por átomos de P. Variando x e y , os gap de energia e os comprimentos de onda de corte podem ser variados [12].

Material	E_g (eV)	λ_{cutoff} (μm)
Si	1,17	1,06
Ge	0,775	1,6
GaAs	1,424	0,87
InP	1,35	0,92
$\text{In}_{0,55}\text{Ga}_{0,45}\text{As}$	0,75	1,65
$\text{In}_{1-0,45y}\text{Ga}_{0,45y}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$	0,75-1,35	1,65-0,92

Tabela 2-1: Energias gap e comprimentos de onda de corte para um número de materiais semicondutores.

Os fotodetectores são comumente caracterizados pela sua *responsividade* \mathcal{R} . Se um fotodetector produz uma corrente média de I_P amperes quando a potência óptica incidente é P_{in} watts, a responsividade é:

$$\mathcal{R} = \frac{I_P}{P_{in}} \quad [\text{A/W}] \quad (2.11)$$

Desde que uma potência óptica incidente P_{in} corresponda a uma incidência de P_{in}/hf_c fótons/s em média e a fracção η destes fótons incidentes são absorvidos e geram um elétron no circuito externo, podemos escrever:

$$\mathcal{R} = \frac{e\eta}{hf_c} \quad [\text{A/W}] \quad (2.12)$$

A responsividade é comumente expressada em termos de λ ; assim,

$$\mathcal{R} = \frac{e\eta}{hf_c} = \frac{\eta\lambda}{1,24} \quad [\text{A/W}] \quad (2.13)$$

onde λ na expressão anterior está expressa em μm . Visto que η pode ser feito tão perto de 1 na prática, as responsividades atingidas estão na ordem de 1 A/W na banda de 1,3 μm e 1,2 A/W na banda de 1,55 μm .

Na prática, o uso simples de uma pastilha de semiconductor como um fotodetector não atinge altas eficiências. Isto é porque vários dos elétrons gerados na banda de condução recombinam-se com lacunas na banda de valência antes de alcançar o circuito externo. Assim, é necessário levar rapidamente os elétrons da banda de condução para fora do semiconductor; isto pode ser feito impondo um campo elétrico suficientemente forte na região onde os elétrons são gerados. A maneira para tal é usando um semiconductor com uma junção tipo *pn* no lugar de uma pastilha homogênea e aplicando uma voltagem de polarização reversa (polo positivo ao material tipo *n* e polo negativo ao material tipo *p*) para isto, como se mostra na Fig. 2.14 [12]. Tal fotodetector é chamado de *fotodiodo*.

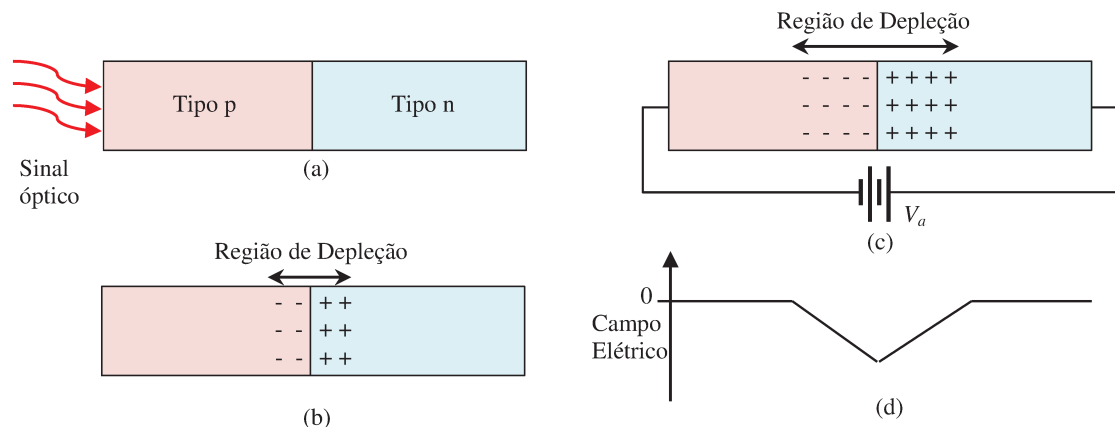


Fig. 2.14: A polarização inversa da junção pn usado como um fotodetector. (a) Junção pn do fotodiodo. (b) Região de depleção sem aplicação de voltagem de polarização, (c) Região de depleção com voltagem de polarização aplicada, V_a . (d) distribuição do campo elétrico em polarização inversa.

A região de depleção numa junção pn cria um campo elétrico interno. Assim, a região de depleção e do campo elétrico interno podem ser aumentadas mediante a aplicação de uma voltagem de polarização reversa. Neste caso, os elétrons que são gerados pela absorção de fótons dentro da região de depleção serão impulsados até o interior do material semiconductor tipo n antes que eles recombinem-se com as lacunas do semiconductor tipo p . Este processo é chamado de *corrente de fuga (drift)* e dá lugar à geração ou aumento da corrente no circuito externo. Similarmente, as lacunas geradas dentro ou coberto pela região de depleção sofrerão uma corrente de fuga dentro do semiconductor tipo p devido ao campo elétrico.

Os pares elétron-lacuna que são gerados longe da região de depleção deslocam-se principalmente devido ao efeito de difusão e podem se-recombinar sem acrescentar a corrente no circuito externo. Isto reduz a eficiência η do fotodetector. Mais importante, desde que a difusão é um processo muito mais lento que o drift, a *corrente de difusão* que é gerado por estes pares elétron-lacuna não respondem rapidamente às mudanças na intensidade do sinal óptico incidente, portanto reduzindo a resposta em frequência do fotodiodo.

2.5.2 Fotodiodos pin

Para melhorar a eficiência do fotodetector, um semiconductor *intrínseco* levemente dopado é introduzido entre os semicondutores tipo n e tipo p . Tais fotodiodos são chamados de fotodiodos

pin, onde *i* no *pin* é por intrínseco. Nestes fotodiodos, a região de depleção estende-se completamente através deste semiconductor intrínseco (ou região). A largura dos semicondutores tipo *n* e tipo *p* é pequena comparada à região intrínseca, assim muito da luz absorvida ocorre nesta região. Isto acrescenta a eficiência e assim a responsividade do fotodiodo.

Um método mais eficiente de aumentar a responsividade é usar material semiconductor nas regiões tipo *n* e tipo *p* que seja transparente ao comprimento de onda de interesse. Assim, o comprimento de onda de interesse é maior que o comprimento de onda de corte deste semiconductor, e não há absorção de luz nestas regiões. Isto é ilustrado na Fig. 2.15, onde o material InP é usado para as regiões tipo *n* e tipo *p* e InGaAs para a região intrínseca.

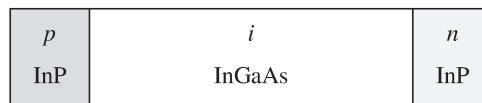


Fig. 2.15: Um fotodiodo *pin* baseado numa heteroestrutura. As regiões tipo *n* e tipo *p* são feitos de InP, que é transparente nas bandas de comprimentos de onda de 1.3 e 1.55 μm . A região intrínseca é feita de InGaAs, que absorve fortemente em ambas destas bandas.

Este fotodiodo *pin* com essa estrutura é denominado de *heterojunção dupla* ou *heteroestrutura*, pois consiste em duas junções de materiais semicondutores completamente diferentes. O comprimento de onda de corte para InP é 0,92 μm e 1,65 μm para o InGaAs. Assim as regiões tipo *n* e tipo *p* são transparentes na faixa de 1,3 a 1,55 μm e a componente de difusão da fotocorrente é completamente eliminada.

2.5.3 Fotodiodos de avalanche

As responsividades dos fotodetectores que foram descritos até agora foram limitadas ao fato que um fóton pode gerar só um elétron quando este é absorvido. Entretanto, se o elétron gerado é submetido a um campo elétrico muito forte, ele pode adquirir suficiente energia para chocar e tirar mais elétrons da banda de valência para a banda de condução. Estes pares elétron-lacuna secundários podem gerar ainda mais pares elétron-lacuna quando eles são acelerados em níveis suficientes. Este processo é chamado de *multiplicação por avalanche*. Deste modo, o fotodiodo é chamado de *fotodiodo de avalanche*, ou fotodiodo APD (Avalanche Photo-Diode).

O número de pares secundários elétron-lacuna gerados pelo processo de multiplicação de avalanche mediante um só (primário) elétron é aleatório e o valor médio deste número é denominado de *ganho multiplicativo* e denotado por G_m . O ganho multiplicativo de um APD pode ser muito grande e quase infinito - condição chamada de *colapso da avalanche*. Entretanto um valor grande de G_m é também acompanhado por uma grande variação na fotocorrente gerada, que adversamente afeta a performance de ruído do APD. Assim, há um compromisso entre o ganho multiplicativo e o fator de ruído. APDs são usualmente projetados para ter um moderado valor de G_m que otimiza sua performance.

CAPÍTULO 3

Nova técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico

Antes de apresentar a técnica proposta, nas seções a seguir serão apresentadas as bases teóricas. A seguir, na seção 3.6 será descrita a nova técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico.

Em sistemas que tratam com sinais é comum fazer uso do termo homódino e heteródino. Geralmente, nestes sistemas há um bloco como o apresentado na Fig. 3.1. O misturador é usado para misturar os sinais de ingresso. Quando o sinal de saída do misturador não apresenta outro sinal com frequência diferente dos sinais de entrada, então o sistema é chamado de homódino. Agora se na saída do misturador aparece um ou vários sinais com outras frequências distintas dos sinais de entrada, então o sistema é chamado de heteródino.

Por exemplo, em sistemas receptores de RF, o receptor de conversão direta usa o misturador e um oscilador local para realizar uma conversão de frequência para baixo (*down converter*) sem apresentar frequências intermediárias (produtos de intermodulação). Neste caso a frequência do oscilador local é sintonizada à mesma frequência do sinal RF desejado, que logo é convertido diretamente à banda base. Por esta razão, um receptor de conversão direta é geralmente chamado de *receptor homódino* [1].

3.1 Heterodinagem de dois sinais senoidais de entrada

O mixer de RF é fundamentalmente um multiplicador. A frequência de diferença resulta no produto das senóides, Fig. 3.1. O sinal de entrada possui a frequência da portadora ω_1 . O outro sinal é do LO de frequência ω_2 . O sinal de saída consiste de componentes nas frequências da

diferença e da soma, sendo esta última filtrada no sistema. O multiplicador ideal não é o único dispositivo capaz de realizar a heterodinagem de sinais. Vários dispositivos não lineares podem realizar a função de multiplicador. O uso de multiplicadores não ideais resulta na geração de harmônicas e produtos de intermodulação entre harmônicas não desejadas. As frequências desejadas devem ser filtradas das demais.

O uso de multiplicador não ideal pode ser ilustrado pela descrição das características de resposta do dispositivo não linear através de uma série de potências [35]. O sinal de saída inclui harmônicas do LO. A frequência diferença é mantida depois da filtragem. Ocasionalmente, deseja-se a frequência soma (conversão para cima), ou mesmo um das frequências de heterodinagem ao invés da frequência diferença. Isto também pode ser selecionado através de uma filtragem conveniente.

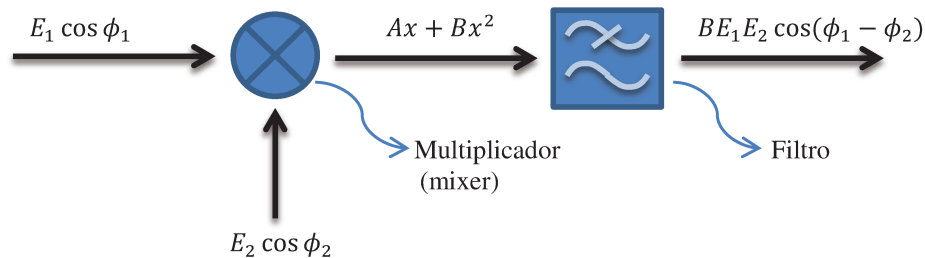


Fig. 3.1: O misturador é fundamentalmente um multiplicador.

Considerando o sinal de saída de um sistema não linear dado pela série de potências [36]:

$$y = Ax + Bx^2 + Cx^3 + Dx^4 + Ex^5 + Fx^6 + \dots \quad (3.1)$$

onde: A, B, C, D, E, F são parâmetros que dão dimensão ao sinal de saída do sistema não linear; x é o campo elétrico do sinal de entrada do sistema [V/m]; y representa o sinal de saída do sistema. Considere o campo elétrico do sinal de entrada do sistema não-linear como a soma de duas ondas senoidais:

$$x = E_1 \cos \phi_1 + E_2 \cos \phi_2 \quad (3.2)$$

onde $\phi_i = \omega_i t$ é a fase do sistema [rad]; $\omega_i = 2\pi f_i$ é a frequência angular [rad/seg]; $i = 1, 2, \dots, n$; E_1 e E_2 são as amplitudes de pico dos campos elétricos dos sinais das fontes 1 e 2,

respectivamente [V/m]. As várias frequências e amplitudes das componentes de saída de y , produzidas pelos dois sinais de entrada, são determinadas substituindo-se na eq. (3.1) o valor de x dado pela eq. (3.2). Por meio da expansão de cada termo, pode-se combinar as componentes que possuam a mesma frequência e se obter o termo linear e os termos não lineares.

O termo linear é dado por:

$$Ax = AE_1 \cos \phi_1 + AE_2 \cos \phi_2 \quad (3.3)$$

Esta equação mostra que, no termo linear, cada sinal de entrada é simplesmente multiplicado pela constante A .

O termo de segunda ordem é:

$$\begin{aligned} Bx^2 &= B(E_1 \cos \phi_1 + E_2 \cos \phi_2)^2 \\ &= B(E_1^2 \cos^2 \phi_1 + 2E_1 E_2 \cos \phi_1 \cos \phi_2 + E_2^2 \cos^2 \phi_2) \\ &= \underbrace{\frac{B E_1^2}{2} + \frac{B E_2^2}{2}}_{(a)} + \underbrace{\frac{B E_1^2}{2} \cos 2\phi_1 + \frac{B E_2^2}{2} \cos 2\phi_2}_{(b)} + \underbrace{B E_1 E_2 [\cos(\phi_1 + \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_2)]}_{(c)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde (a) representa termos constantes de frequência zero (sinal DC), (b) são os segundos harmônicos, e (c) são os termos de intermodulação de segunda ordem. O termo não linear de segunda ordem produz (em adição ao termo constante e segundas harmônicas de ambas frequências de entrada) duas componentes de igual amplitude cujas frequências são dadas pela soma e diferença das duas frequências de entrada. Estas novas frequências da soma e diferença (geralmente não relacionadas harmonicamente às frequências de entrada) são chamadas de *produtos de intermodulação* (IM). A não linearidade de segunda ordem resulta em produtos de IM de segunda ordem cujas amplitudes estão linearmente relacionadas ao produto das amplitudes E_1 e E_2 .

O processo, chamado de heteródino, de mistura de dois sinais (por exemplo, sinais ópticos ou elétricos) de diferentes frequências em sistema não linear, ocorre de tal maneira que existam as componentes de frequências resultantes, ou seja, soma e diferença (conhecido como batimento). Este processo implica no surgimento de novas frequências, e daí, não pode ser realizado em

sistemas lineares. O processo heteródino torna o batimento de frequências uma realidade física nos sistemas não lineares.

O termo de terceira ordem é:

$$Cx^3 = C(E_1 \cos \phi_1 + E_2 \cos \phi_2)^3$$

$$= C(E_1^3 \cos^3 \phi_1 + 3E_1^2 E_2 \cos^2 \phi_1 \cos \phi_2 + 3E_1 E_2^2 \cos \phi_1 \cos^2 \phi_2 + E_2^3 \cos^3 \phi_2)$$

Expandindo cada termo usando a identidade: $2 \cos \phi_1 \cos \phi_2 = \cos(\phi_1 + \phi_2) \cos(\phi_1 - \phi_2)$ e associando os termos, obtêm-se:

$$Cx^3 =$$

$$= \underbrace{\frac{3C}{2} \left(E_1 E_2^2 + \frac{E_1^3}{2} \right) \cos \phi_1 + \frac{3C}{2} \left(E_1^2 E_2 + \frac{E_2^3}{2} \right) \cos \phi_2}_{(d)} + \underbrace{\frac{CE_1^3}{4} \cos 3\phi_1 + \frac{CE_2^3}{4} \cos 3\phi_2}_{(e)}$$

$$+ \underbrace{\frac{3CE_1^2 E_2}{4} [\cos(2\phi_1 + \phi_2) + \cos(2\phi_1 - \phi_2)] + \frac{3CE_1 E_2^2}{4} [\cos(2\phi_2 + \phi_1) + \cos(2\phi_2 - \phi_1)]}_{(f)}$$

onde (d) são termos de frequências fundamentais, (e) são termos de terceiras harmônicas, e (f) são termos de IM de terceira ordem. Pode-se notar que a não linearidade de terceira ordem produz harmônicas de terceira ordem, termos de frequências fundamentais de ambas frequências de entrada e produtos de IM de terceira ordem cujas frequências são: $2f_1 + f_2$ e $2f_2 + f_1$. Note-se também que a soma do número de harmônicas envolvidas nas frequências de IM é a mesma que o número da ordem do termo não linear. Os resultados são apresentados na Tabela 3-1, onde as frequências produzidas podem ser identificadas por inspeção.

Constante	Fundamentais	Harmônicas	Freq. IM				
			6ª ord.	5ª ord.	4ª ord.	3ª ord.	2ª ord.
presente	f_1, f_2	$6f_1, 6f_2$	$\pm 5f_1 \pm f_2$	$\pm 4f_1 \pm f_2$	$\pm 3f_1 \pm f_2$	$\pm 2f_1 \pm f_2$	$\pm f_1 \pm f_2$
–	–	$5f_1, 5f_2$	$\pm 4f_1 \pm 2f_2$	$\pm 3f_1 \pm 2f_2$	$\pm 2f_1 \pm 2f_2$	$\pm f_1 \pm 2f_2$	–
–	–	$4f_1, 4f_2$	$\pm 3f_1 \pm 3f_2$	$\pm 2f_1 \pm 3f_2$	$\pm f_1 \pm 3f_2$	–	–
–	–	$3f_1, 3f_2$	$\pm 2f_1 \pm 4f_2$	$\pm f_1 \pm 4f_2$	–	–	–
–	–	$2f_1, 2f_2$	$\pm f_1 \pm 5f_2$	–	–	–	–

Tabela 3-1: Frequências produzidas por séries de potência até Fx^6 para uma variável $x = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$.

Em geral, os maiores termos de ordem par e ímpar da eq. (3.1) determinam as diferentes frequências do sinal de saída do sistema não linear, como se somente os maiores termos de ordem par e ímpar existissem na serie de potência.

Quando a soma de duas senóides é aplicada à entrada do dispositivo não linear, a saída contém harmônicas das frequências originais e vários produtos de IM. O número de harmônicas e produtos de IM dependem da resposta do sistema não linear envolvido. É usual igualar-se as amplitudes dos dois sinais de entrada quando ambas são usadas para testar o dispositivo em relação à sua não linearidade. Se as duas frequências de entrada forem suficientemente próximas e centradas na característica de resposta do sistema não linear, na saída as harmônicas e os produtos de IM estarão próximos uns dos outros. No entanto, os harmônicos e produtos de IM de ordem par estarão muito deslocados umas das outras, Fig. 3.2.

Supondo duas senóides de entrada de amplitudes iguais, com frequências f_1 e f_2 , e que $\Delta f = f_2 - f_1$, considerando que as amplitudes sejam suficientes para operar o sistema em não linearidade, alguns dos produtos de IM de ordem ímpar são, Fig. 3.3:

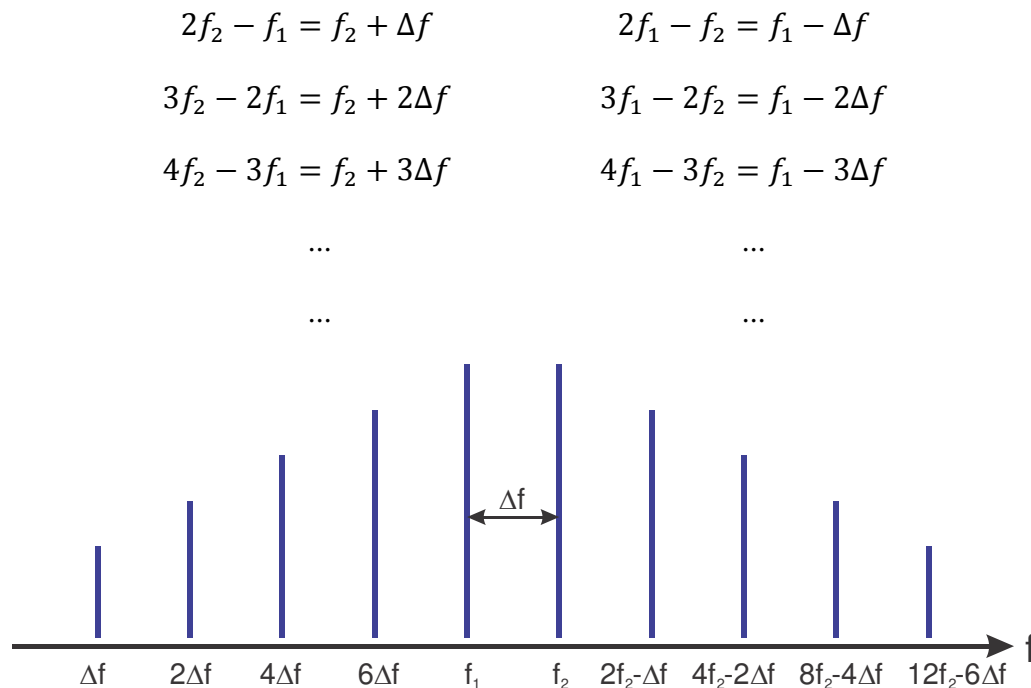


Fig. 3.2: Produtos de IM de ordem par, na saída do sistema não linear, acima e abaixo dos sinais de entrada f_1 e f_2 .

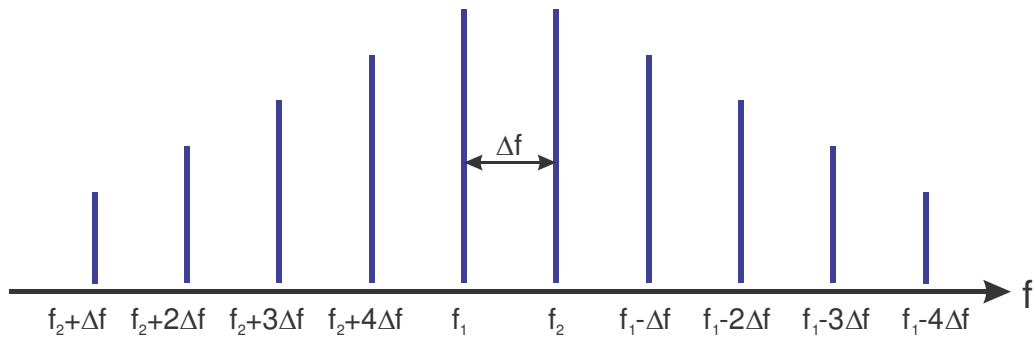


Fig. 3.3: Produtos de IM de ordem ímpar, na saída do sistema não linear, acima e abaixo dos sinais de entrada f_1 e f_2 .

$$\begin{array}{ll}
 2f_2 + f_1 = 3f_2 - \Delta f & 2f_1 + f_2 = 3f_1 - \Delta f \\
 3f_2 + 2f_1 = 5f_2 - 2\Delta f & 3f_1 + 2f_2 = 5f_1 - 2\Delta f \\
 4f_2 + 3f_1 = 7f_2 - 3\Delta f & 4f_1 + 3f_2 = 7f_1 - 3\Delta f \\
 \dots & \dots \\
 \dots & \dots
 \end{array}$$

Nota-se que este último conjunto de produtos IM envolvendo soma das componentes harmônicas, produzem frequências que estão muito deslocadas das frequências originais. Alguns dos produtos de IM de ordem par são:

$$\begin{array}{ll}
 f_2 - f_1 = \Delta f & f_2 + f_1 = 2f_2 - \Delta f \\
 2f_2 - 2f_1 = 2\Delta f & 2f_2 + 2f_1 = 4f_2 - 2\Delta f \\
 4f_2 - 4f_1 = 4\Delta f & 4f_2 + 4f_1 = 8f_2 - 4\Delta f \\
 \dots & \dots \\
 \dots & \dots
 \end{array}$$

Nota-se também que estes produtos de IM, Fig. 3.2, são de frequências que estão muito deslocadas das duas frequências originais, capazes de serem detectadas pelo fotodetector e são as de maior interesse para os experimentos. A soma dos valores de L e H ($Hf_2 - Lf_1$) e ($Lf_1 - Hf_2$) devem ser um número par, quando os produtos de IM são de ordem par. Os produtos de IM de ordem ímpar que possuem frequências ($Hf_2 - Lf_1$) e ($Lf_1 - Hf_2$) (onde: L e H – número da

harmônica) estão na banda passante do sistema não linear, próximo às frequências originais $\{f_1, f_2\}$, como mostrado na Fig. 3.3, podendo ser eliminadas por filtragem. Em ambas formas ($Hf_2 - Lf_1$ e $Lf_1 - Hf_2$), os valores de L e H devem ser tais que sua soma seja um número ímpar, quando os produtos de IM são de ordem ímpar.

3.1.1 Conversão de frequência

Quando a soma de dois campos elétricos de sinais oscilantes, $E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$, é o sinal de entrada de um sistema não-linear, o sinal de saída é representado pela série de potência contendo ou não os produtos de IM de segunda ordem nas frequências de soma e diferença, dependendo da largura de banda do sistema envolvido [36].

No receptor, $E_2 \cos \omega_2 t$ representa o campo elétrico do sinal de amplitude constante fornecida pelo oscilador local (LO) e $E_1 \cos \omega_1 t$ o campo elétrico do sinal de outra fonte. Os produtos de IM na saída do misturador vão conter as frequências $f_2 + f_1$ ou $f_2 - f_1$. Como foi dito, este processo é conhecido por *conversão de frequência*. Quando a resposta do filtro é centrada em $f_2 + f_1$, diz-se que ocorreu *conversão para cima* e o arranjo é conhecido por *misturador soma*. Quando a resposta do filtro é centrada em $f_2 - f_1$, para $(f_2 - f_1) < f_1$, diz-se que ocorreu *conversão para baixo (Down Converter)* e o arranjo é conhecido por *misturador de diferença*. A conversão para cima é possível se as frequências forem tais que $(f_2 - f_1) > f_1$. Em ambos os casos a desejada frequência de saída da combinação misturador/filtro tanto para $f_2 - f_1$ como $f_2 + f_1$ é chamada de frequência intermediária (IF).

A fase do campo elétrico do oscilador local (LO) varia devido ao seu ruído, originando as bandas laterais de ruído acompanhando o sinal de saída do oscilador, Fig. 3.4. Estas bandas laterais de ruído também se misturam com o sinal de entrada para produzir bandas laterais de ruído sobre o sinal IF, como mostrado na Fig. 3.4b. O sinal de entrada há de possuir bandas laterais de ruído próprias.

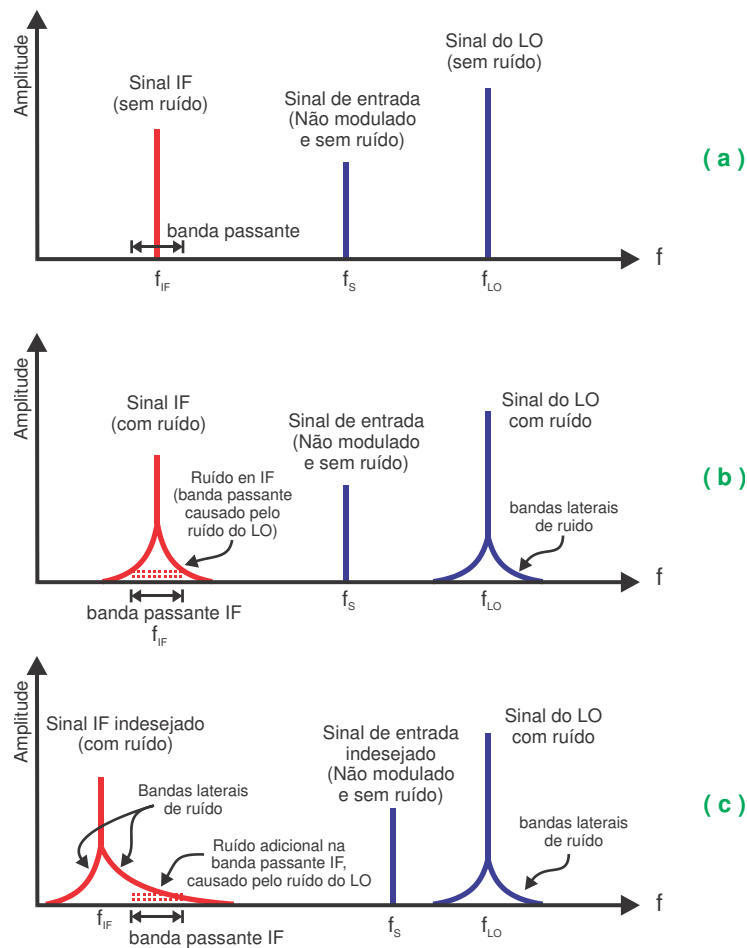


Fig. 3.4: (a) Mistura de diferença com conversão para baixo, sem ruído do LO, (b) com ruído do LO (ruído de fase), (c) mistura recíproca que ocorre quando um sinal indesejado se mistura ao ruído do LO produzindo ruído adicional na banda passante IF.

Quando as bandas laterais de ruído do LO também se misturam com as bandas laterais de ruído do sinal de entrada para produzir ruído adicional na banda passante IF, o processo é chamado de *mistura recíproca*. O efeito da mistura recíproca é o de fazer o sistema mais ruidoso, degradando seu desempenho. Mesmo que o sinal de saída do LO seja espectralmente puro, este pode misturar-se com o inevitável ruído do sistema não linear e produzir um ruído adicional na banda passante IF.

3.2 Ondas ópticas, interferência e batimento

Para entender o funcionamento e a física envolvida na detecção de sinais ópticos, é importante que tenhamos definidos alguns conceitos. Onda é um conceito antigo e já bem definido, então, na

Fig. 3.5 mostra-se a posição de uma onda em $t = 0$ e no $t = \Delta t$. Durante o intervalo Δt toda a curva movimenta-se à direita numa distância Δx . Definimos comprimento de onda λ como a distância em relação ao eixo x no qual a forma da onda repete-se; velocidade v como relação entre o deslocamento Δx e o intervalo de tempo Δt ; e amplitude A como a formação do deslocamento máximo da onda no eixo y .

Outra característica importante das ondas é sua frequência f , definida como o inverso do tempo na qual uma onda completa demora em passar. Uma vez que o movimento repete-se em intervalos regulares, podemos escrever para um deslocamento a posição x no instante t como:

$$y_{(x,t)} = A \cdot \text{sen}(kx - \omega t) \quad (3.5)$$

onde k é o número de onda angular ($k = 2\pi/\lambda$), λ o comprimento de onda, e ω é a frequência angular ($\omega = 2\pi f$).

Agora suponha que se têm duas ondas senoidais em sentidos contrários. Chamamos *interferência* ao fenômeno que acontece quando essas duas ondas ocupam o mesmo lugar no espaço. O princípio de superposição nos disse que o deslocamento da onda resultante é a soma algébrica das ondas submetidas a interferência. Cabe ressaltar que esse princípio só é válido em materiais para ondas com amplitudes que não são muito grandes, mas no vácuo sempre é válido. Chamamos *batimento*, à interferência no tempo de duas ou mais ondas com a mesma direção, amplitude e frequências próximas [37].

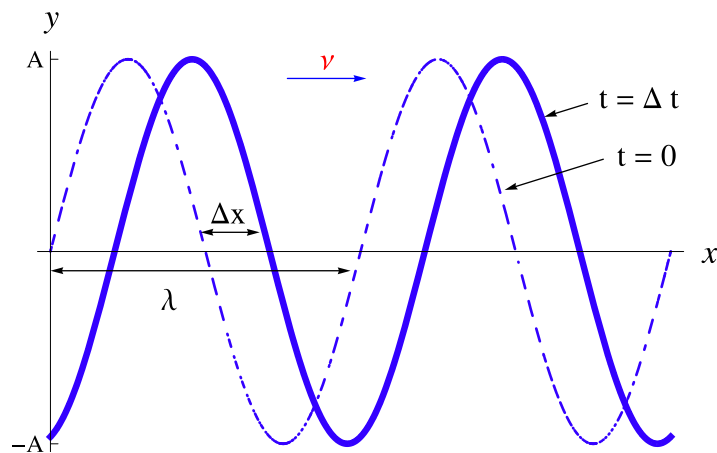


Fig. 3.5: Exemplo de uma onda propagando-se num intervalo de tempo Δt .

Consideremos agora a perturbação composta procedente da mistura das ondas:

$$E_1 = E_{01} \cos(k_1 x - \omega_1 t) \quad e \quad E_2 = E_{02} \cos(k_2 x - \omega_2 t)$$

que têm amplitudes iguais e ângulos de fase inicial zero. A onda resultante é:

$$E = E_{01} [\cos(k_1 x - \omega_1 t) + \cos(k_2 x - \omega_2 t)]$$

que pode ser escrita como:

$$E = 2E_{01} \cdot \cos\left(\frac{(k_1 + k_2) \cdot x}{2} - \frac{(\omega_1 + \omega_2) \cdot t}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{(k_1 - k_2) \cdot x}{2} + \frac{(\omega_2 - \omega_1) \cdot t}{2}\right) \quad (3.6)$$

usando a identidade $\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right)$.

Definimos agora as quantidades $\bar{\omega}$ e \bar{k} que são a *frequência angular média* e o *número de propagação médio*, respectivamente. Do mesmo modo, as quantidades ω_m e k_m designam a *frequência de modulação* e o *número de propagação média de modulação*, respectivamente.

Seja:

$$\bar{\omega} \equiv \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) \quad \omega_m \equiv \frac{1}{2}(\omega_2 - \omega_1) \quad e \quad \bar{k} \equiv \frac{1}{2}(k_1 + k_2) \quad k_m \equiv \frac{1}{2}(k_1 - k_2)$$

então:

$$E = 2E_{01} \cdot \cos(k_m \cdot x - \omega_m \cdot t) \cdot \cos(\bar{k} \cdot x - \bar{\omega} \cdot t) \quad (3.7)$$

Esta perturbação resultante pode ser considerada uma onda propagante de frequência $\bar{\omega}$ que tem uma amplitude variável no tempo ou modulada $E_0(x, t)$ tal que,

$$E(x, t) = E_0(x, t) \cdot \cos(\bar{k} \cdot x - \bar{\omega} \cdot t) \quad (3.8)$$

onde $E_0(x, t) = 2E_{01} \cdot \cos(k_m \cdot x - \omega_m \cdot t)$.

Nas aplicações que interessam neste trabalho envolvendo ondas ópticas, ω_1 e ω_2 serão sempre bastante elevadas. Além disso, se são comparáveis entre si, $\omega_1 \approx \omega_2$, então $\bar{\omega} \gg \omega_m$ e $E_0(x, t)$ mudará lentamente, enquanto $E(x, t)$ variará rapidamente, tal como se mostra na figura seguinte:

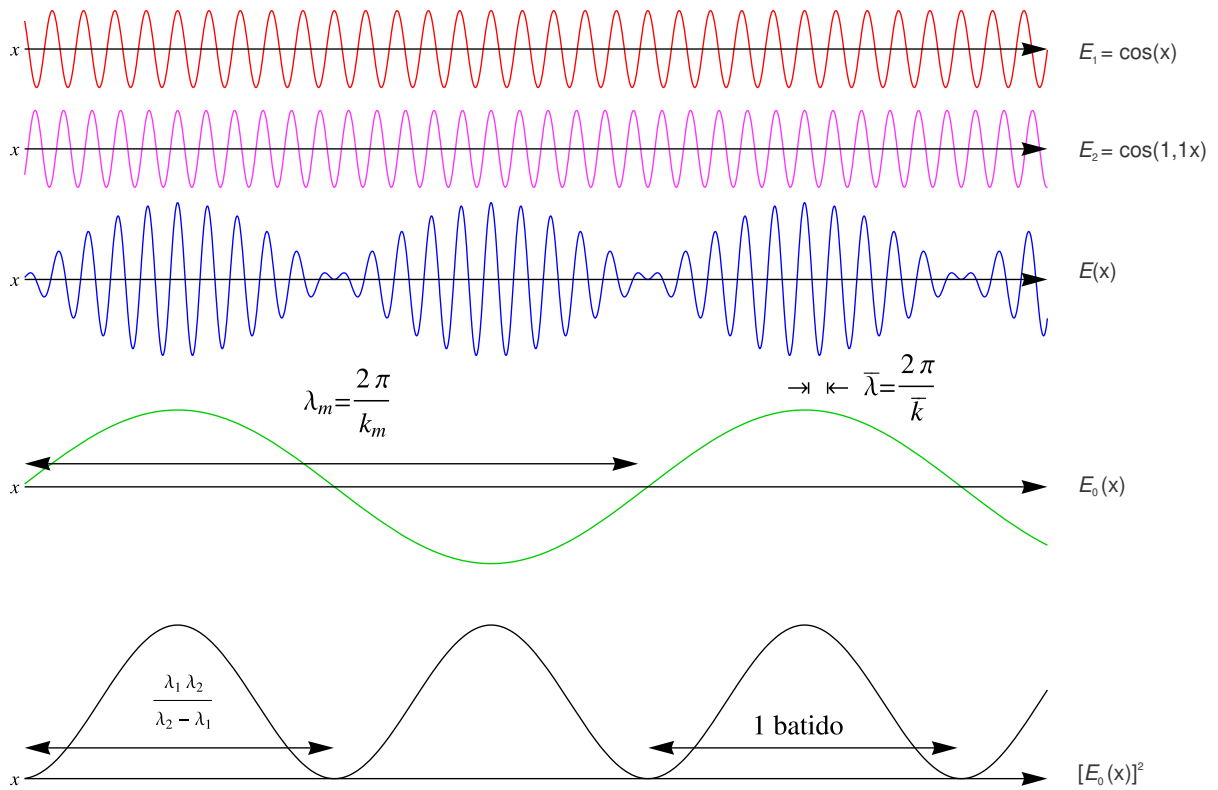


Fig. 3.6: Exemplo de duas ondas similares propagando na mesma direção (as duas primeiras de acima) com comprimentos de onda λ_1 e λ_2 , a onda resultante do batimento de ambas $E(x)$.

A intensidade I (potência óptica por unidade de área, W/m^2) é proporcional a E_0^2 sendo:

$$E_0^2(x, t) = 4E_{01}^2 \cos^2(k_m x - \omega_m t) = 2E_{01}^2 [1 + \cos(2k_m x - 2\omega_m t)] \quad (3.9)$$

Cabe notar que $E_0^2(x, t)$ oscila ao redor de um valor de $2E_{01}^2$ com frequência angular $2\omega_m$ ou simplesmente $(\omega_1 - \omega_2)$ que denomina-se *frequência de batimento*. Dito de outro jeito, E_0 varia segundo a frequência de modulação, em tanto que E_0^2 varia ao dobro de esse valor, é dizer, a frequência de batido.

3.3 Batimento de duas ondas ópticas

Um conjunto de *ondas planas linearmente polarizadas* se propagando na direção \mathbf{k} pode ser representado em forma geral [33]:

$$\mathbf{E}_{(r,t)} = \mathbf{e}_i E_0 e^{j(\mathbf{k}\cdot\mathbf{r} - \omega t)} \quad (3.10)$$

onde $\mathbf{r} = x\mathbf{e}_x + y\mathbf{e}_y + z\mathbf{e}_z$ é o vetor de posição, $\mathbf{k} = k_x\mathbf{e}_x + k_y\mathbf{e}_y + k_z\mathbf{e}_z$ é o vetor de onda, E_0 a amplitude máxima do campo elétrico, $\omega = 2\pi f$ onde f é a frequência da onda, a magnitude do vetor \mathbf{k} é $|\mathbf{k}| = k = 2\pi/\lambda$, que é a *constante de propagação* com λ sendo o comprimento de onda, e \mathbf{e}_i como o vetor unitário paralelo ao eixo designado por i .

Como nossas experiências envolvem fibras ópticas, consideremos, por exemplo, o eixo z perpendicular ao corte transversal da fibra, então considerando uma onda que propaga na direção do eixo z , logo $\mathbf{k} = k_z\mathbf{e}_z$ e fazendo com que direção do campo elétrico coincida com o eixo x tal que $\mathbf{e}_i = \mathbf{e}_x$, assim o campo elétrico real mensurável varia harmonicamente na direção x e estaria equacionado por:

$$\mathbf{E}_{x(z,t)} = \text{Re}\{\mathbf{E}\} = \text{Re}\{\mathbf{e}_x E_{0x} e^{j(kz - \omega t)}\} = \mathbf{e}_x E_{0x} \cos(kz - \omega t) \quad (3.11)$$

esta equação representa uma onda plana propagando na direção z e polarizado eletricamente na direção x .

Consideremos agora duas ondas ópticas viajando na mesma direção e com frequências muito próximas uma da outra, assim:

$$\mathbf{E}_{1(z,t)} = \mathbf{e}_1 E_{01} e^{j(k_1 z - \omega_1 t + \varphi_1)}$$

$$\mathbf{E}_{2(z,t)} = \mathbf{e}_2 E_{02} e^{j(k_2 z - \omega_2 t + \varphi_2)}$$

Onde ω_1 e ω_2 são as frequências, φ_1 e φ_2 correspondem à fase aleatória devido ao ruído de fase de cada fonte. Consideremos, por facilidade, $z = 0$, assim a superposição destes campos corresponderá à soma, logo:

$$\mathbf{E}_{(t)} = \mathbf{E}_{1(t)} + \mathbf{E}_{2(t)} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{E}_{(t)} = \mathbf{e}_1 E_{01} e^{j(-\omega_1 t + \varphi_1)} + \mathbf{e}_2 E_{02} e^{j(-\omega_2 t + \varphi_2)} \quad (3.13)$$

Os modos do laser incidem em um fotodiodo de ampla largura de banda que se comporta como um receptor quadrático. Seja “ i ” a corrente detectada pelo fotodiodo, então da Eq.(2.11) temos que $i = \mathcal{R}P_{opt}$, e como a potência óptica é proporcional ao módulo do campo elétrico para ondas

harmônicas já que a irradiância é: $I = \frac{P_{opt}}{A} = \frac{1}{2} c \varepsilon_0 |\mathbf{E}|^2$, onde A denota área, c a velocidade da luz, ε_0 permitividade elétrica do meio, então:

$$i = \mathcal{R}. A \frac{1}{2} c \varepsilon_0 |\mathbf{E}|^2 = \mathcal{R}. k |\mathbf{E}|^2 \quad (3.14)$$

Logo o que é equivalente em termos de potência óptica:

$$P_{opt} = k |\mathbf{E}_{(t)}|^2 \propto |\mathbf{E}_{(t)}|^2 = \mathbf{E}_{(t)} \cdot \mathbf{E}_{(t)}^* \quad (3.15)$$

com $k = A \frac{1}{2} c \varepsilon_0$, logo

$$P_{opt} \propto [\mathbf{e}_1 E_{01} e^{j(-\omega_1 t + \varphi_1)} + \mathbf{e}_2 E_{02} e^{j(-\omega_2 t + \varphi_2)}] \cdot [\mathbf{e}_1 E_{01} e^{j(-\omega_1 t + \varphi_1)} + \mathbf{e}_2 E_{02} e^{j(-\omega_2 t + \varphi_2)}]^*$$

expandindo temos:

$$P_{opt} \propto E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02} \cos(\theta) \cos((\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_1 - \varphi_2) \quad (3.16)$$

O sinal do fotodiodo obtido pelo heterodinagem de dois lasers é composto por uma componente CW (*continuous wave*) e uma componente RF. Considerando a equação anterior, $\omega_2 - \omega_1 = 2\pi(f_2 - f_1) \rightarrow \Delta f = |f_2 - f_1|$ é a frequência de RF na saída do fotodetector. Isto representa o valor da frequência em modulação de amplitude para o sinal óptico. A diferença $\varphi_1 - \varphi_2$ é a fase aleatória deste sinal de RF. Deve-se notar que a largura de banda do fotodiodo deve de ser o suficientemente grande para detectar o sinal de saída de RF. θ representa a possível diferença angular de polarização entre os dois campos de feixes lasers. Este tem que ser o menor possível para conseguir máxima potência de sinal de RF.

Se os feixes têm a mesma direção de polarização, então o valor de θ é zero; e se consideramos que $\varphi_1 - \varphi_2 = \Delta\varphi$ então a equação (3.16) pode ser reescrita como:

$$P_{opt} \propto E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02} \cdot \cos(2\pi(f_2 - f_1) \cdot t + \Delta\varphi) \quad (3.17)$$

ou

$$P_{opt} \propto P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cdot \cos(2\pi(f_2 - f_1) \cdot t + \Delta\varphi) \quad (3.18)$$

3.4 Sinais quaternários

Um sinal quaternário é basicamente um sinal que contém quatro níveis dentro de sua estrutura. Por exemplo, no caso de sinais digitais binários temos dois níveis de amplitude, já no caso quaternário teríamos quatro níveis de amplitude, Fig. 3.7. Dentro do contexto deste trabalho precisamos gerar sinais quaternários na faixa das micro-ondas ou ondas milimétricas por meio da heterodinagem de dois sinais ópticos (batimento). Então, partindo da Eq. (3.17) podemos ver que a potência óptica que chega ao fotodetector contém um sinal em banda base (sinal DC) composto por $E_{01}^2 + E_{02}^2$, que é normalmente filtrada na saída do fotorreceptor, e outro sinal de IF igual a $2E_{01}E_{02}\cos(2\pi(f_2 - f_1)t + \Delta\varphi)$ onde, por meio das frequências ópticas envolvidas $\{f_2, f_1\}$, pode-se sintonizar e amplificar a frequência desejada. Para que esse último sinal exista é necessário que os campos elétricos sejam distintos de zero, ou seja, $\{E_{01}, E_{02}\} \neq 0$, e por tanto, a corrente de saída no fotodetector é:

$$i = 2\mathcal{R}\sqrt{P_1 P_2} \cdot \cos(2\pi f_{IF} t + \Delta\varphi) \quad (3.19)$$

onde $f_{IF} = |f_2 - f_1|$ denota a frequência intermediária. Para este sinal, podemos recuperar a informação da corrente amplificada usando técnicas convencionais de demodulação RF.

Para a obtenção de um sinal com quatro níveis basta fazer com que os campos elétricos da Eq. (3.17) sejam intencionalmente deslocados para valores não nulos, é dizer tanto E_{01} como E_{02} devem de ser distintos de zero. Além, se eles fossem modulados com dados digitais então podemos reconfigurar suas razões de extinção para obter quatro combinações de potência óptica e, por tanto, gerar o sinal quaternário. Se os níveis lógicos 1e 0 do primeiro laser são representados por E_{1_1} e E_{1_0} , respectivamente, e de igual maneira para o segundo laser os níveis lógicos são representados E_{2_1} e E_{2_0} para os níveis 1 e 0, respectivamente, então os quatro níveis de sinal de RF serão:

$$\begin{aligned}
P_{00} &\propto 2E_{1_0}E_{2_0} \cdot \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\varphi) \\
P_{01} &\propto 2E_{1_0}E_{2_1} \cdot \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\varphi) \\
P_{10} &\propto 2E_{1_1}E_{2_0} \cdot \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\varphi) \\
P_{11} &\propto 2E_{1_1}E_{2_1} \cdot \cos(2\pi f_{IF}t + \Delta\varphi)
\end{aligned} \tag{3.20}$$

A figura 3.7 ilustra a geração e o formato do sinal quaternário.

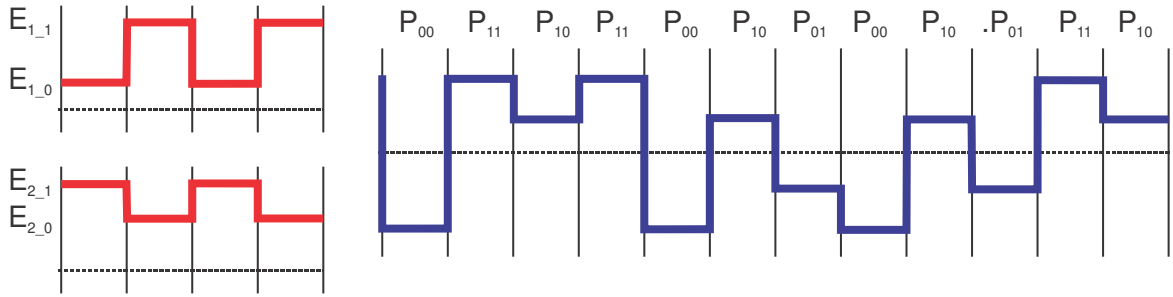


Fig. 3.7: Sinal quaternário, formato da envoltória (azul) e os sinais ópticos geradores (vermelho).

A seguir mostra-se o cálculo das razões de extinção do sinal quaternário; sejam Γ_1 e Γ_2 as razões de extinção dos sinais ópticos, então:

$$\Gamma_1 = \frac{E_{1_0}}{E_{1_1}} \quad \text{e} \quad \Gamma_2 = \frac{E_{2_0}}{E_{2_1}} \tag{3.21}$$

Logo, sejam $\{\Gamma_{00/01}, \Gamma_{01/10}, \Gamma_{10/11}\}$ as razões de extinção dos 3 níveis do sinal quaternário começando de abaixo para acima (Fig. 3.8) respectivamente, então da Eq. (3.20) temos:

$$\Gamma_{00/01} = \frac{P_{00}}{P_{01}} = \frac{E_{1_0}E_{2_0}}{E_{1_0}E_{2_1}} = \frac{E_{2_0}}{E_{2_1}} = \Gamma_2 \tag{3.22}$$

$$\Gamma_{01/10} = \frac{P_{01}}{P_{10}} = \frac{E_{1_0}E_{2_1}}{E_{1_1}E_{2_0}} = \frac{\Gamma_1}{\Gamma_2} \tag{3.23}$$

$$\Gamma_{10/11} = \frac{P_{10}}{P_{11}} = \frac{E_{1_1}E_{2_0}}{E_{1_1}E_{2_1}} = \frac{E_{2_0}}{E_{2_1}} = \Gamma_2 \tag{3.24}$$

$$\Gamma_{00/11} = \Gamma_{00/01}\Gamma_{01/10}\Gamma_{10/11} = \Gamma_1\Gamma_2 \quad (3.25)$$

Como pode ser visto, as distintas relações de extinção do sinal quaternário estão relacionadas de maneira simples com as razões de extinção dos sinais ópticos que as geram.

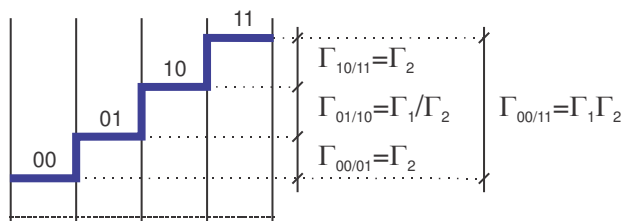


Fig. 3.8: Razões de extinção do sinal quaternário.

Como resumo, é claro que (3.20) mostra um sinal RF com modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*). Esta técnica gera pacotes com quatro níveis de amplitude, chamados pacotes quaternários. A grande vantagem de gerar sinais de vários níveis é a taxa de transmissão. Para o caso de sinais quaternários, em comparação com sinais binários, a taxa de transmissão de dados é dobrada. E a maior desvantagem é que este tipo de sinal precisa de um circuito de recepção com um discriminador mais robusto.

3.5 Geração de sinais de micro-ondas

Os conceitos de conversão de frequências podem ser usados de maneira a converter sinais de frequências ópticas em sinais de micro-ondas. A seguir se descrevem, em linhas gerais, algumas técnicas de geração de sinais de micro-ondas. As técnicas de geração óptica de sinais de microonda subdividem-se em duas classes [38]:

- 1.- Técnicas de geração óptica através de dois sinais ópticos, com frequências diferentes, que se misturam coerentemente, num dispositivo optoeletrônico não linear. As frequências dos dois sinais ópticos são misturadas resultando em frequência de microonda desejada.
- 2.- Técnicas de geração através de um único sinal óptico, onde o sinal de micro-ondas é obtido usando técnicas de detecção do sinal óptico modulado em amplitude.

3.5.1 Técnicas de geração óptica através de dois sinais ópticos

As técnicas de geração de óptica através de dois sinais ópticos estão baseados, na heterodinagem das duas fontes ópticas num dispositivo optoeletrônico não linear. Dentre destes dispositivos optoeletrônicos estão, por exemplo, os fotodiodos e SOAs.

Dentro das técnicas que são baseadas em fotodiodo podem-se encontrar arranjos como o apresentado na Fig. 3.9, onde é necessário que as duas fontes tenham frequências distintas para obter um sinal com outra frequência devido à mistura coerente dos dois sinais.

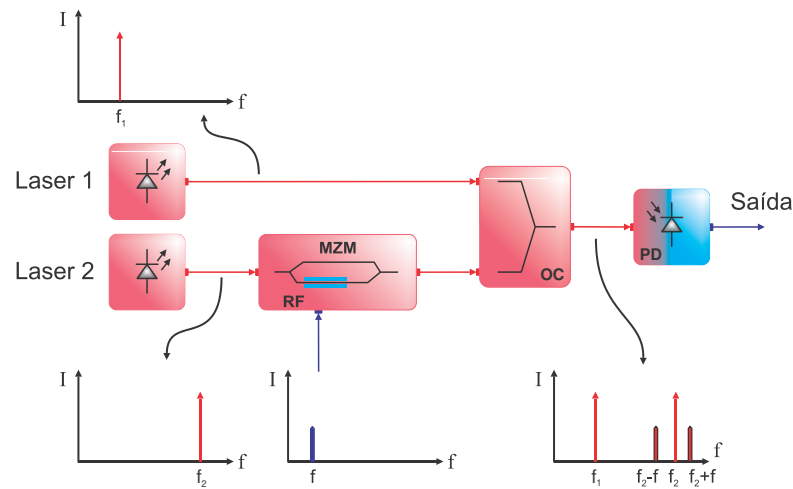


Fig. 3.9: Aplicação de modulação a uma das fontes ópticas.

No caso do uso de SOAs, o arranjo experimental é basicamente o mesmo que o apresentado na Fig. 3.9 onde, é claro, o fotodetector é trocado pelo SOA. Este método de geração de sinais de micro-ondas foi proposto com base na saturação de ganho do amplificador óptico semiconductor (SOA) [39]. As vantagens do uso de SOA na geração de sinais de micro-ondas são duas: (a) o mecanismo totalmente óptico de saturação de ganho é mais rápido que a modulação elétrica da corrente de polarização do SOA; (b) os LO ópticos possuem bom desempenho na mistura de sinais ópticos de dois lasers.

Outras técnicas de geração óptica através de dois sinais ópticos dependem do controle das duas fontes ópticas. Na geração de sinais de micro-ondas usam-se técnicas de controle (sincronismo) dos lasers (mestre-escravo) que são: laço de travamento da frequência óptica, “*optical frequency lock loop*” (OFLL) [40], [41], laço de travamento de fase óptica “*optical phase*

locked loop” (OPLL) [42], [43], [44], travamento por injeção “*optical injection locking*” (OIL) [45] e laços ópticos de fase travada por injeção “*optical injection – PLL*” (OIPLL) [41], [46]. O princípio de funcionamento destas técnicas de controle é baseado na heterodinagem dos sinais ópticos dos lasers em misturadores, principalmente usando fotodetectores.

3.5.2 Técnicas de geração através de um único sinal óptico

Modulação de intensidade

A modulação de intensidade de um sinal óptico pode ser obtida de duas formas: modulando diretamente a corrente de polarização do laser ou acoplando a onda constante do laser a um modulador externo de amplitude. Neste último caso, o sinal modulante situa-se na região de micro-ondas. Após a transmissão através da fibra e detecção direta no fotodetector *pin*, a corrente resultante produzirá um sinal de frequência igual àquela de micro-ondas. A amplificação de transimpedância produzirá uma tensão que será amplificada e radiada, através de sistemas sem fio (*wireless*). A modulação direta da intensidade do laser (< 70 GHz) [40] possui alto ruído de fundo (em micro-ondas) devido à intensidade do ruído do laser e também ao fraco desempenho da intermodulação causada pela inerente não linearidade da relação potência/tensão do laser. A imposição da modulação aos sinais de micro-ondas, gerados pela modulação direta da intensidade de saída do laser, é simples. A potência instantânea não modulada do laser é descrita por [38]:

$$P(t) = \frac{1}{2} P_0(1 + \cos 4\pi f_0 t) \quad (3.26)$$

onde: f_0 é a frequência do sinal óptico, P_0 é a potência do sinal.

A modulação em amplitude com um sinal $f(t)$, onde $f(t) > 0 \forall t$ que é o sinal de micro-ondas a ser transmitido, resulta em corrente detectada, $I_{ph}(t)$, proporcional a potência instantânea incidente no fotodetector, que é descrita após filtragem por [40]:

$$I_{ph}(t) \propto f(t)P_0 \quad (3.27)$$

O sinal apresentado pela eq. (3.27) é então radiado, depois de adequada filtração.

A modulação direta do laser, através da modulação de sua corrente de polarização pode ser alcançada para frequências inferiores a 70 GHz [38]. A modulação direta do laser tem sido utilizada para aplicações de telecomunicações em micro-ondas. O uso de moduladores Mach-Zehnder é mais promissor e tem sido apresentado dispositivos de amplas larguras de banda e relativamente baixa tensão de polarização. A imposição da informação modulada sobre a portadora é simples e pode ser usada em sistemas tipo multicanal. Contudo, o ruído de fundo de micro-ondas que na maioria das vezes é alto, e a não linearidade do laser, que resulta em produtos espúrios, são problemáticos em algumas destas aplicações. Os moduladores externos podem estender a gama de frequência de operação até 100 GHz. No entanto, a sua não linearidade resulta em produtos de intermodulação [47]. Moduladores com largura de banda muito ampla são de alto custo, requerem maiores sinais de operação. Para que esta técnica se torne praticável para geração e transmissão de sinais de micro-ondas, é preciso ter moduladores de alta frequência com banda estreita.

Uso da dispersão da fibra para conversão FM-IM

Este método utiliza as propriedades de dispersão da fibra para converter a modulação de frequência do laser em modulação de intensidade das harmônicas do sinal usado na modulação de frequência do laser [42]. A detecção e filtragem da banda lateral desejada possibilita a geração do sinal de micro-ondas modulado, contendo a informação do sinal usado para FM do laser. O método requer o ajuste do comprimento da fibra, ou do índice de modulação, para atingir uma razoável profundidade de modulação da harmônica desejada. A dependência do método com relação ao comprimento da fibra torna-o incompatível a prover serviços de rede, devido as diferenças de localização de varias antenas dos sistemas.

Esta técnica é limitada no suporte de modulação FM em portadoras de micro-ondas. A eficiência é baixa já que a profundidade de modulação atingida nas harmônicas não é bastante alta e o comprimento da fibra ou o índice de modulação deve ser sintonizado para maximizar a profundidade de modulação. Atualmente, o método não suporta operação multicanal.

3.6 Nova técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico

A técnica proposta baseia-se nas técnicas apresentadas em 3.5.1, mais exatamente com base no arranjo experimental apresentado na Fig. 3.9. Ao contrário desta, cada fonte laser será modulada, isto é teremos dois canais modulados com a mesma taxa de bits. Como se sabe, cada canal deve estar ligeiramente afastado um a outro em frequência, para que a diferença de frequências seja igual à frequência desejada da portadora de micro-ondas que será gerada. O acoplamento óptico dos sinais é feita com um acoplador óptico e encaminhada ao fotodetector por médio duma fibra óptica. O fotodetector atuará como misturador dos dois sinais.

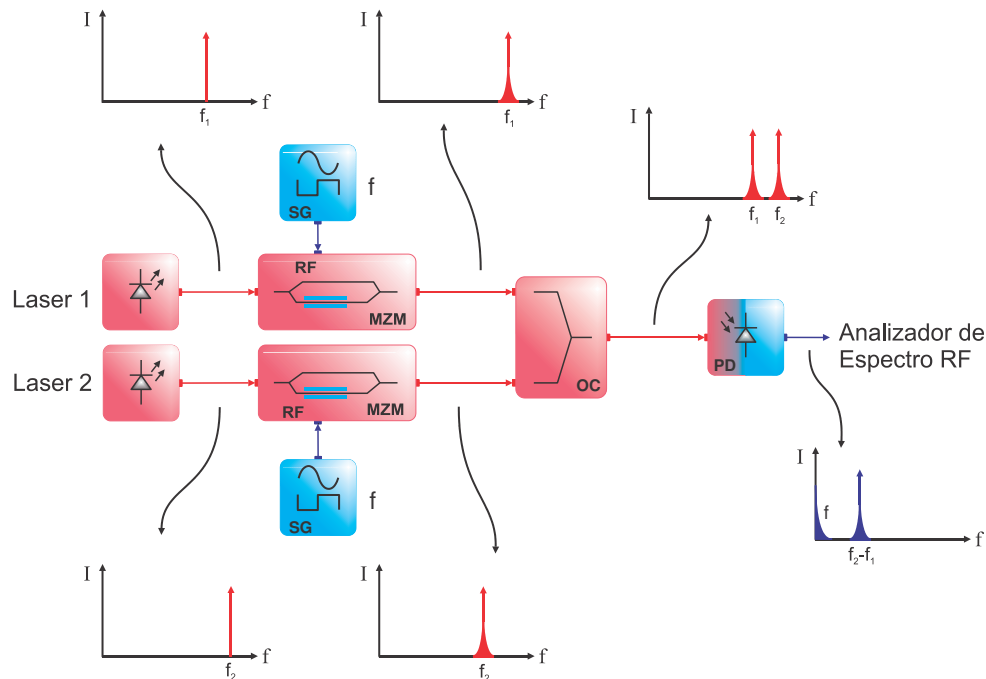


Fig. 3.10: Setup para geração de sinais de micro-ondas quaternários.

Na Fig. 3.10 pode-se ver o setup básico descrito, onde temos as duas fontes ópticas CW com frequências f_1 e f_2 , os dois moduladores externos MZM modulados com sinais digitais na mesma taxa de bits sincronizados, o acoplador óptico OC e, por último, o fotodetector PD.

Note-se que se quisermos mais níveis no sinal de micro-ondas multi-amplitude, então teríamos que modular os lasers com sinais digitais multi-nível ou acrescentar mais pares laser-modulador.

Os campos elétricos de dois sinais ópticos de frequências f_1 e f_2 podem ser escritos de maneira simples como:

$$E_1(t) = E_{01} \cos(\omega_1 t) \quad ; \quad E_2(t) = E_{02} \cos(\omega_2 t) \quad (3.28)$$

onde como já é sabido E_{01} e E_{02} são as amplitudes dos campos elétricos dos sinais ópticos das fontes 1, 2, respectivamente, ω_1 e ω_2 são as frequências angulares dos campos elétricos 1 e 2, respectivamente. Se estes dois campos ópticos forem sobrepostos e misturados num fotodetector então a corrente resultante possui os seguintes termos contidos na banda de interesse em frequência:

$$I_{ph}(t) \propto E_{01}E_{02} \cos(\omega_{IF}t) \quad (3.29)$$

onde $I_{ph}(t)$ é a corrente de saída do fotodetector, ω_{IF} é a frequência angular intermediária.

Pelo conveniente controle da frequência de diferencia entre f_1 e f_2 ($f_{IF} = f_1 - f_2 = \omega_{IF}/2\pi$) é possível gerar sinal de micro-ondas na frequência desejada.

A equação (3.29) apresenta uma forma simples para a geração de sinais de RF por batimento de duas fontes ópticas. Para a geração de sinais digitais de RF quaternários teríamos que impor uma modulação digital para os dois campos elétricos E_{01} e E_{02} com o fim de que estes adquiram valores discretos e diferentes de zero, ao fazer isso teríamos quatro possíveis níveis de amplitude.

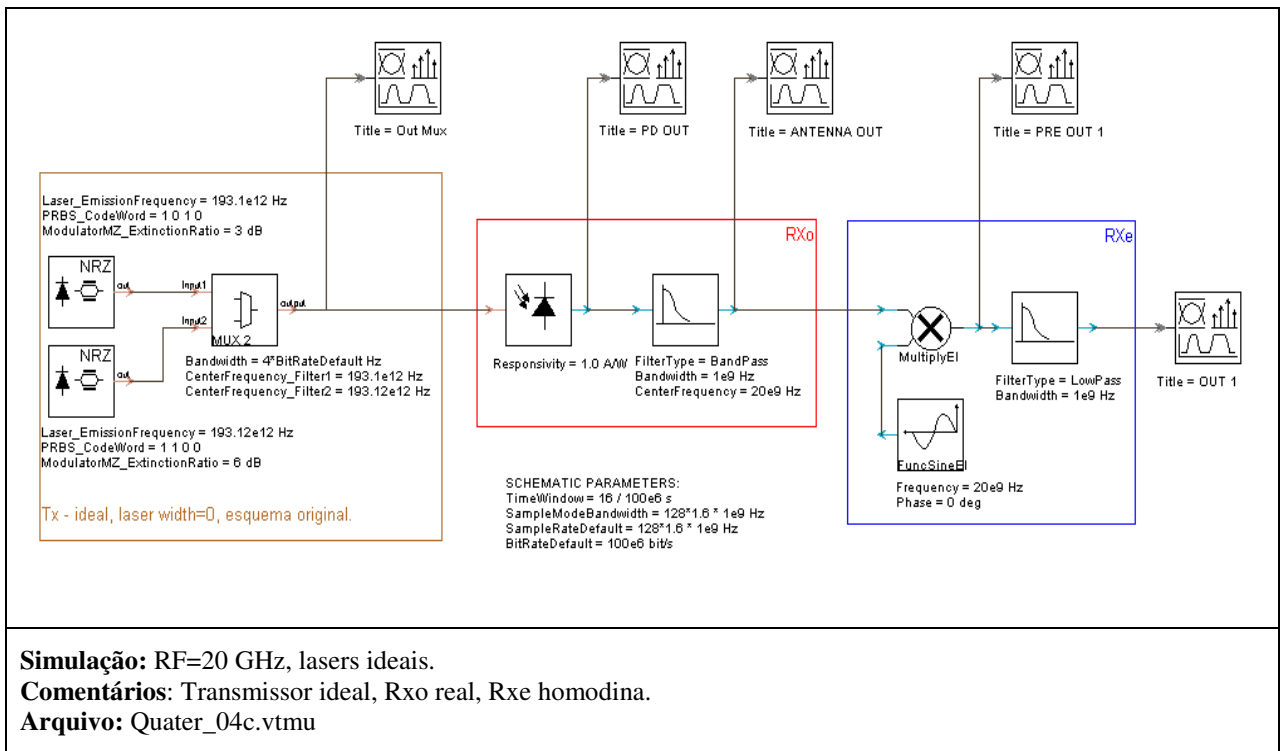
De uma maneira mais formal, os campos elétricos de cada canal óptico podem estar equacionados por:

$$\mathbf{E}_{1(z,t)} = \mathbf{e}_1 E_{01} e^{j(k_1 z - \omega_1 t + \varphi_1)} \quad \text{e} \quad \mathbf{E}_{2(z,t)} = \mathbf{e}_2 E_{02} e^{j(k_2 z - \omega_2 t + \varphi_2)}$$

Sendo assim, o batimento delas e usando fotodetector como misturador, resultaria em fotocorrente no fotodetector proporcional à potência óptica tal como descritas nas equações (3.17) e (3.18). Nestas duas equações podemos ver que está composta por um sinal em banda base e um sinal de RF. Por meio de filtragem podemos tirar a sinal de banda base e ficarmos com o sinal de RF. Com base no que foi descrito, as equações (3.20) são válidas no caso de uma imposição de modulação digital a cada um dos campos elétricos de cada fonte óptica. Portanto, todo o equacionamento da subsecção 3.4 é válido.

3.7 Simulações da técnica proposta

As simulações foram feitas utilizando o software comercial para engenharia fotônica chamado “*VPItransmissionMaker Optical Systems*” [48]. Para a geração e detecção de sinais de RF com formato quaternário simulamos o setup mostrado na Tabela 3-2, que mostra também o resumo das simulações e resultados para tal setup; podem-se observar os três blocos principais: um transmissor óptico, o receptor óptico e o receptor elétrico. Este setup contém parâmetros ideais como as larguras em frequências dos lasers. No primeiro bloco podem-se ver os lasers com modulação externa (um único bloco contendo laser cw + modulador MZM + geradores de sinais digitais) e o acoplador óptico. Os blocos da parte superior são monitores, que disser “instrumentos” para a monitoração dos sinais. No segundo bloco temos o fotodetector e o filtro passa banda. E no terceiro bloco temos um misturador elétrico, um oscilador local e um filtro passa baixas, que compõem um receptor homódino elétrico. Os resultados são mostrados em espectro temporal e de frequência, obtidos nas saídas dos respectivos monitores. Neste primeiro resultado geral pode se ver a viabilidade do esquema proposto para a geração de sinais quaternários em RF.



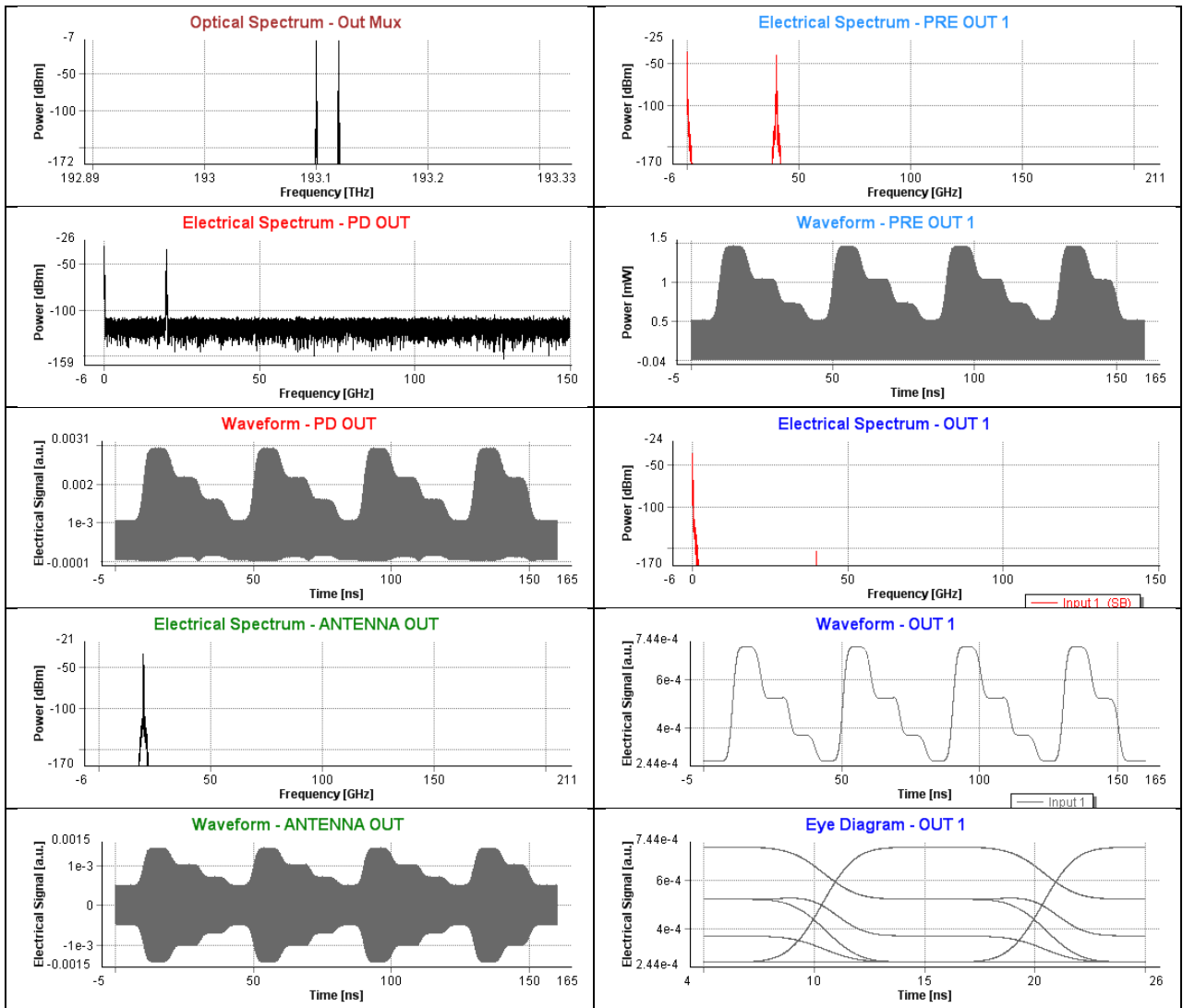
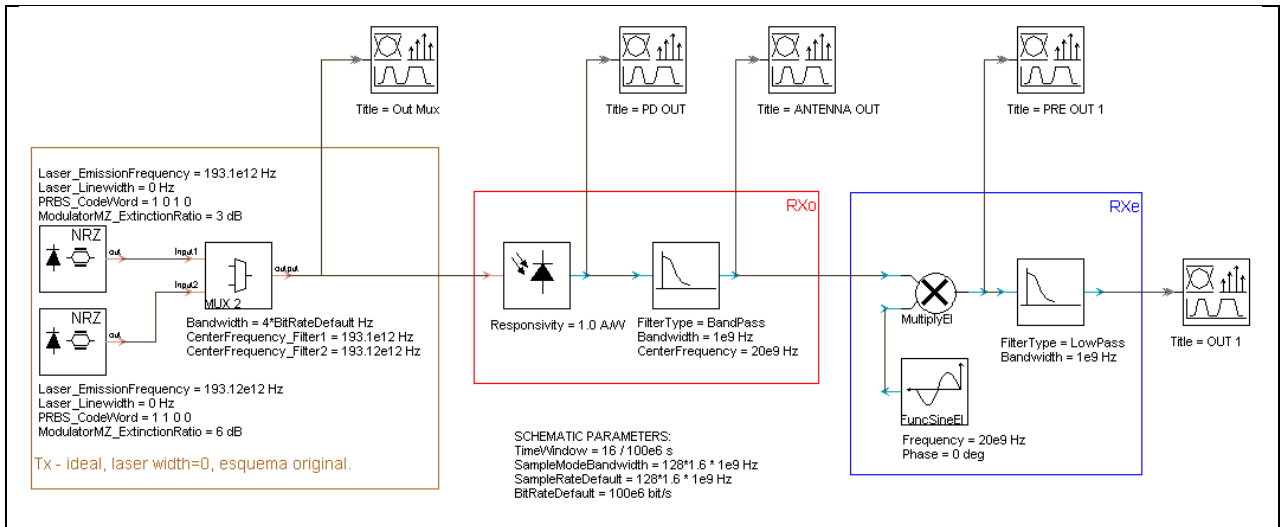


Tabela 3-2: Simulação com parâmetros ideais.

Na Tabela 3-3 mostra-se o setup desta simulação, mas com parâmetros reais. A simulação mostra uma pobre performance do sistema, devido às larguras de linha do laser que foram usadas na simulação, tal como pode se comprovar na Tabela 3-4.

Como conclusão das simulações feitas, o esquema apresenta viabilidade para sua execução prática. Cabe ressaltar o fato de não poder apresentar uma simulação com um receptor elétrico heteródino porque o software não tinha um bloco de detecção de envoltória, pelo qual se optou só fazer a detecção homódina. É claro que esta etapa final de receptor elétrico serve só para mostrar

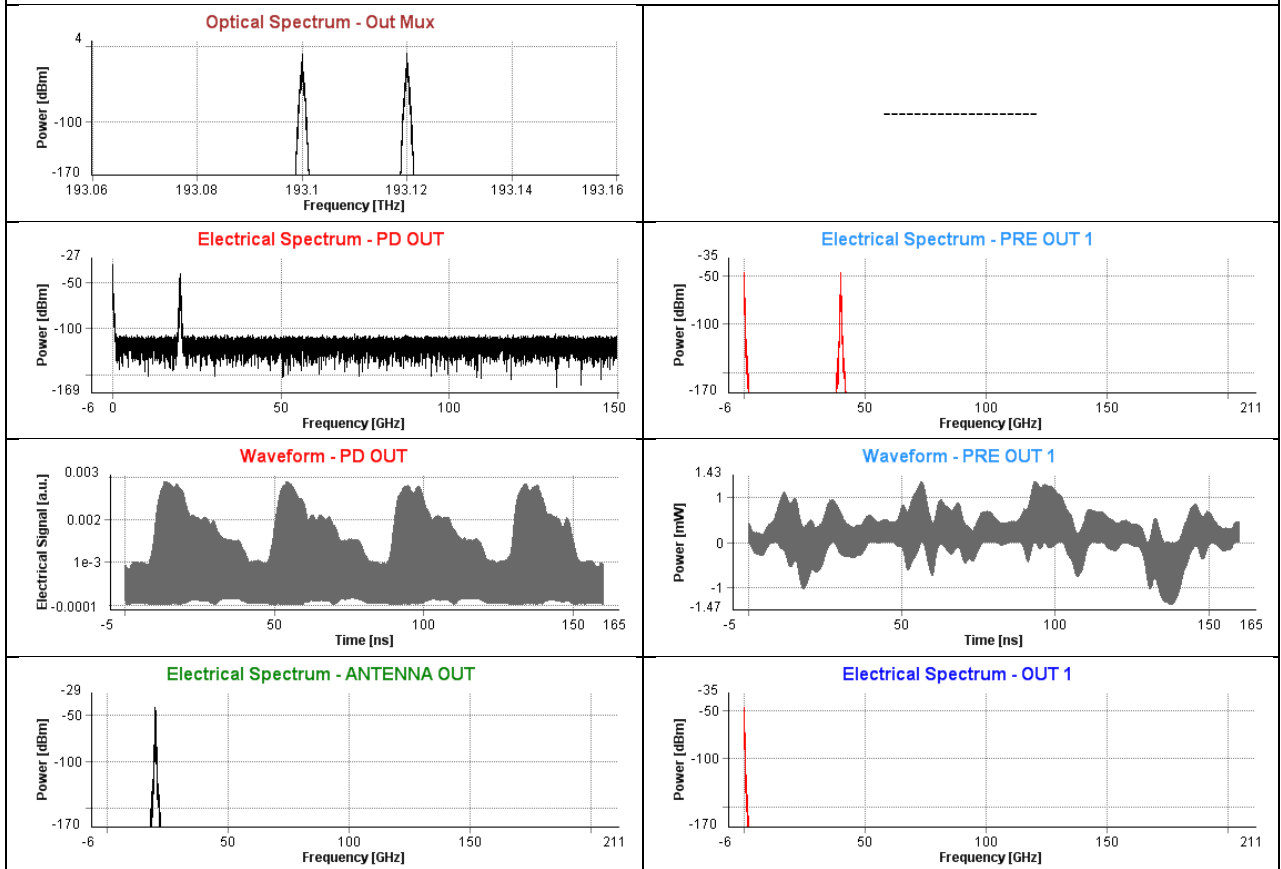
a existência do sinal RF com formato quaternário, já que como receptor nessa configuração tem se o oscilador local, que por o geral faz com que o sistema fique mais custoso.



Simulação: RF=20 GHz, lasers com espectros semelhante aos lasers reais.

Comentários: Transmissor Real, Rxo real, Rxe homodina.

Arquivo: Quater_04d.vtmu



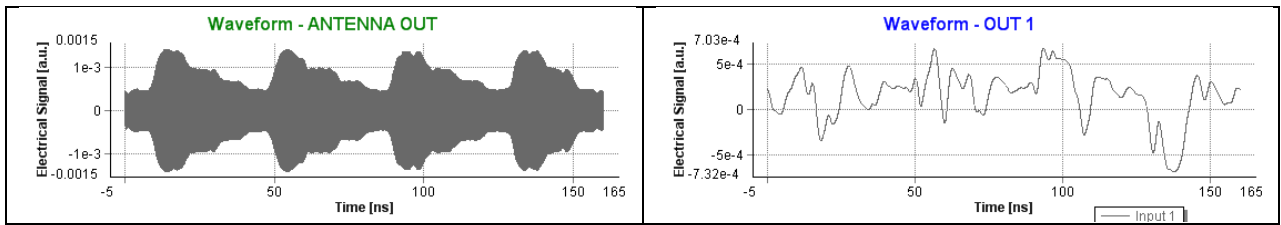


Tabela 3-3: Simulação com parâmetros reais.

Simulação: RF=20 GHz, laser real - Variação na largura do laser.
Comentários: Transmissor Real, Rxo real, Rxe homodina.
Arquivo: Quater_04d.vtmu

Δf (Hz)	Waveform - PD OUT	Waveform - ANTENNA OUT	Waveform - OUT 1
0			
1K			
100K			
1M			
5M			
10M			
15M			
30M			

Tabela 3-4: Simulação: variação das larguras dos lasers, batimento.

CAPÍTULO 4

Implementação da técnica heteródina para geração de sinais de micro-ondas multi-amplitude no domínio óptico

4.1 Descrição geral do funcionamento do sistema

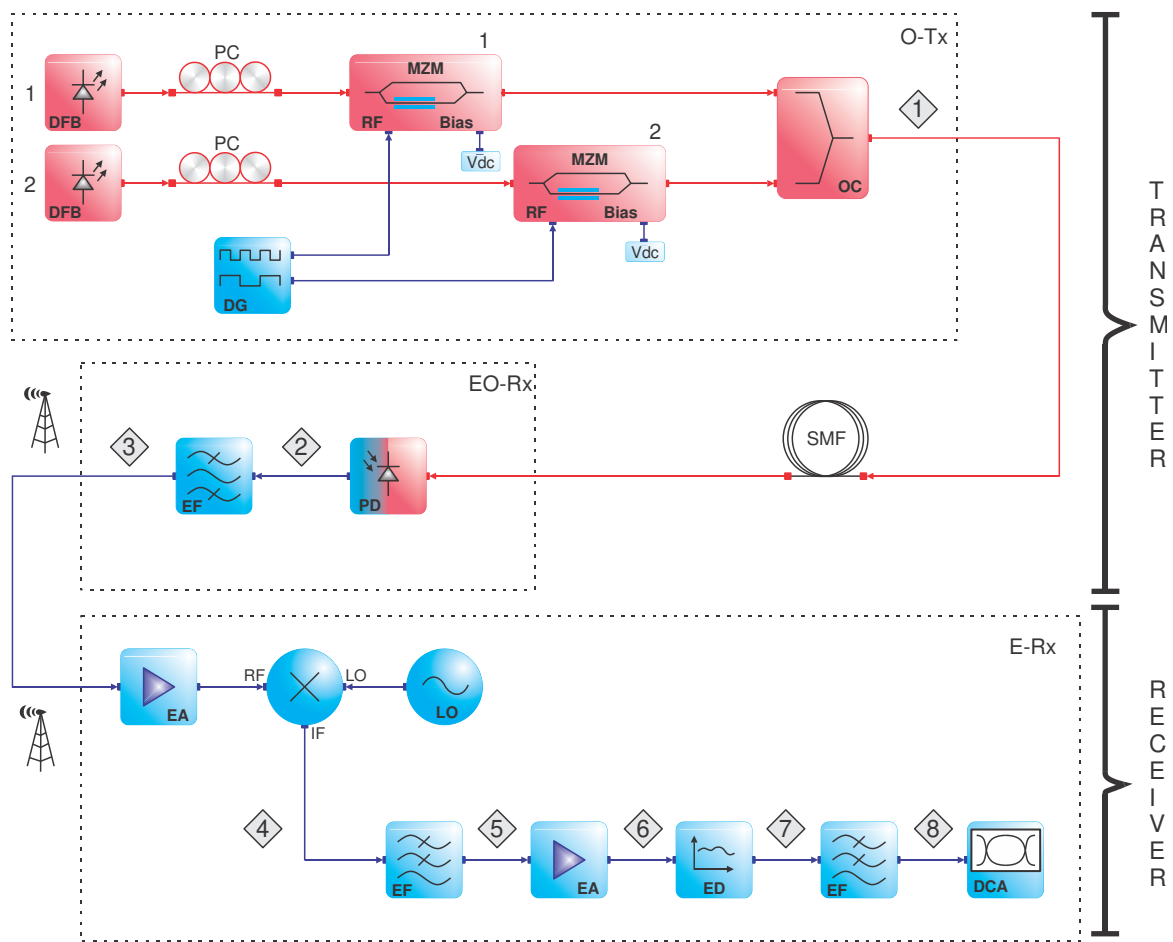


Fig. 4.1: Diagrama bloco do sistema óptico-elétrico montado experimentalmente.

O diagrama de bloco básico do sistema experimental é mostrado na Fig. 4.1. Nela pode-se ver três blocos principais: O-Tx é o bloco de transmissão óptica, EO-Rx é o receptor eletro-óptico e E-Rx é o receptor elétrico. Neste diagrama mostram-se também oito pontos de aquisição de dados sinalizados com números dentro das figuras cor cinza. Os fios em vermelho são sinais ópticos, e os fios azuis simbolizam sinais elétricos.

Inicialmente foi realizado o acoplamento de dois sinais ópticos no fotodetector e observou-se o sinal de batimento gerado. Para isso utilizaram-se dois lasers ECL cujos comprimentos são sintonizáveis na janela dos 1550nm. Os lasers foram sintonizados de forma que a diferença em frequência fosse 20 GHz (frequência limite do nosso fotodetector). Além destes foram utilizados dois controladores de polarização (PC) e dois moduladores externos Mach Zehnder (MZM), além de usar um acoplador óptico (OC) para inseri-los numa mesma fibra óptica. O gerador de sinais digitais (DG) foi configurado de tal maneira a ter controle sobre a razão de extinção de cada canal e foi sintonizado em taxa 100ns por cada bit, ou 10 Mbps. No ponto 1 observaram-se os espectros dos lasers, conforme mostrado na Fig. 4.2.

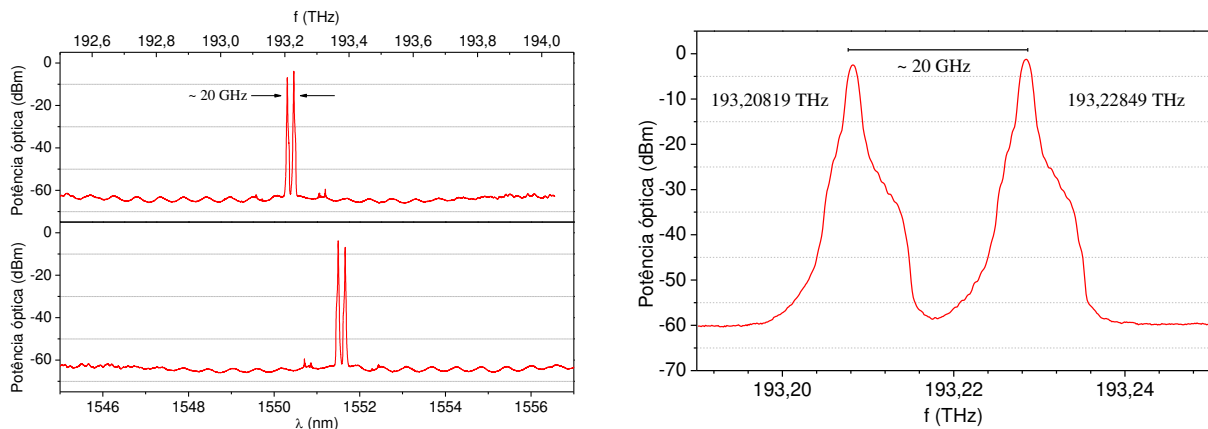


Fig. 4.2: Espectro óptico dos dois lasers usados, janela de 1550nm, ponto1.

No ponto 2 já pode-se observar o batimento dos sinais como se mostra no espectro elétrico da Fig. 4.3. Nela pode-se notar o sinal de batimento obtido no fotodetector ⁴, cerca de 20 GHz. Esta figura mostra um espectro típico com os lasers já modulados e, por isso, que também pode-se ver o sinal em banda base detectado pelo fotodetector. Um teste inicial foi feito sem os moduladores

⁴ A resposta em frequência do fotodetector é até 20 GHz e trabalha entre 700-1650nm.

MZM, para avaliar a possibilidade de detecção do sinal de batimento dos lasers e a resposta do fotodetector, observando um espectro limpo com só o pico do batimento dos sinais ópticos.

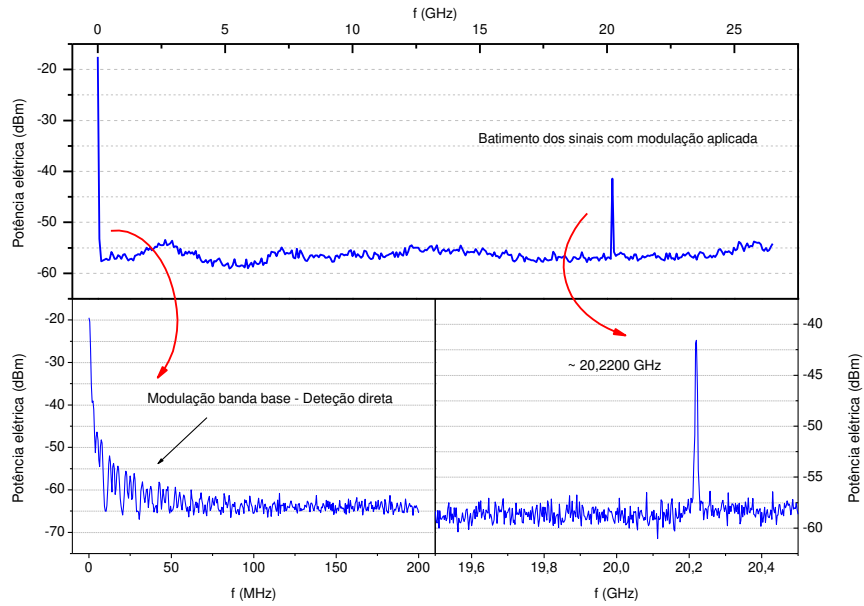


Fig. 4.3: Espectro elétrico típico na saída do fotodetector, ponto 2; sinal de batimento obtido do batimento dos sinais (esquerda), e sinal em banda base (direita). Esta figura mostra 3 janelinhas onde as duas de abaixo são os “zooms” de uma parte da janelinha de cima.

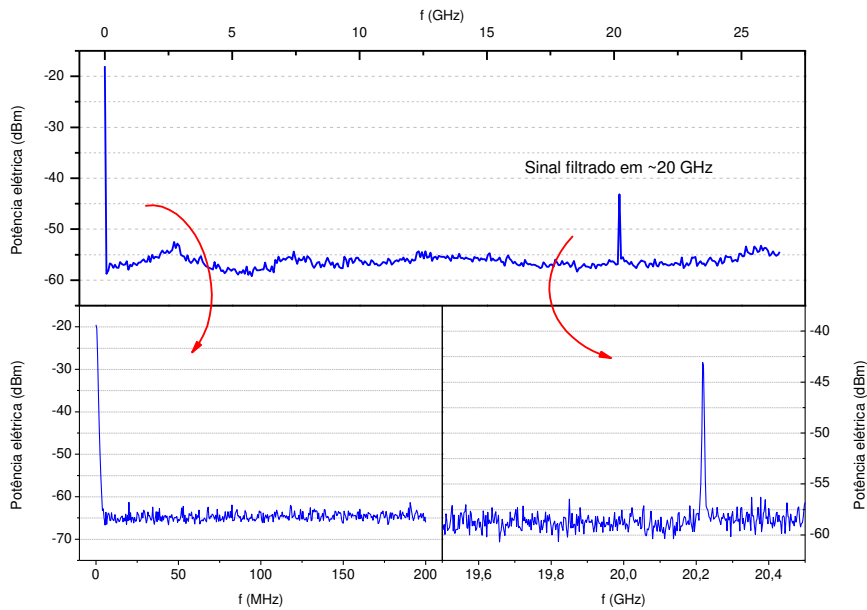


Fig. 4.4: Espectro elétrico típico na saída do filtro, ponto 3.

A seguir filtrou-se o sinal de RF, ponto 3. Para tal, utilizou-se um filtro de RF na faixa dos $21,7 \pm 1,5$ GHz, obtendo-se o espectro típico como se mostra na Fig. 4.4.

Neste ponto, poder-se-ia transmitir a portadora de 20 GHz por um enlace rádio-móvel (*wireless*), mas preferiu-se utilizar um sistema com cabos coaxiais para evitar incertezas de propagação e influência do efeito de multipercursos.

O receptor elétrico é do tipo heteródino [1], no qual um sinal de RF de 20 GHz será capturado e processado para recuperar o sinal em banda base, neste caso o nosso sinal quaternário. Esta estratégia técnica foi utilizada para avaliar o sinal quaternário e a eficiência da nossa técnica de geração de portadores de RF no domínio óptico.

Foi necessário usar um pré-amplificador elétrico (EA) para atingir a potência mínima necessária na entrada do misturador de RF (símbolo circular com um x). No misturador ingressam os sinais de RF e de LO para obter na sua saída uma frequência intermediária cujo valor é a diferença destes sinais. A Fig. 4.5 apresenta o espectro elétrico típico na saída deste dispositivo, onde se observa as frequências do oscilador local (LO), de nosso sinal de RF, e da frequência intermediária gerada (IF).

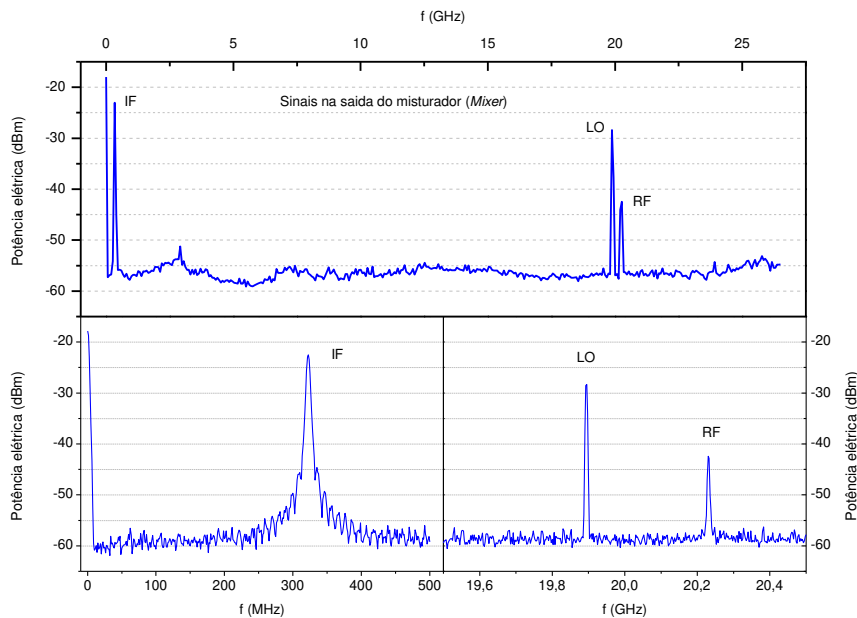


Fig. 4.5: Espectro típico na saída do misturador elétrico (*mixer*), ponto 4.

Como nossa frequência de interesse é de aproximadamente 300 MHz, utilizamos um filtro passa-baixa para sua obtenção. Utilizou-se um filtro passa-baixas com frequência de corte em 1000 MHz. O espectro típico na saída deste filtro, ponto 5, é apresentado na Fig. 4.6, na qual pode se observar a eliminação completa das altas frequências viabilizando apenas a transmissão da IF.

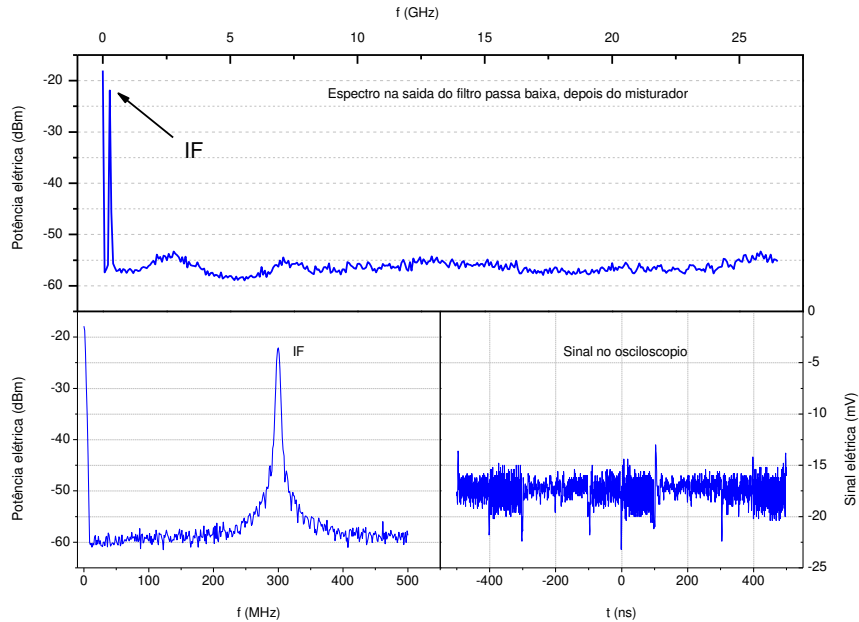


Fig. 4.6: Espectro típico depois da filtragem das altas frequências, obtendo-se o sinal IF; e o sinal elétrico respectivo visto num osciloscópio, ponto 5.

Na Fig. 4.6, também se observa o sinal obtido pelo osciloscópio onde já pode se notar o formato de nosso sinal quaternário, que ainda precisa ser amplificado já que apresenta níveis muito baixos para serem processados pela etapa seguinte. Tal amplificador é chamado de amplificador de IF e, ao amplificar, ele introduz ruído em forma de harmônicos, que são indesejáveis e precisam logo ser removidos por meio de filtragem. O espectro típico e o sinal elétrico típico do amplificador de IF são mostrados na Fig. 4.7.

Uma vez amplificado o sinal IF, este passa pelo seguinte módulo detector de envoltória ou detector de envelope (ED), que se encarrega de recuperar o sinal quaternário. Este ED foi projetado para trabalhar na faixa de 150-350 MHz, seguindo o esquemático da Fig. 4.8.

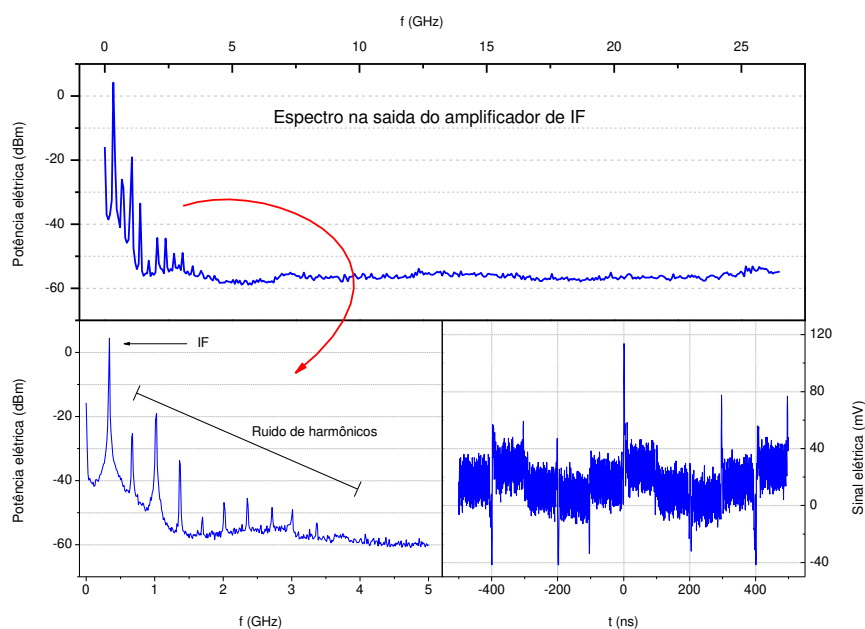


Fig. 4.7: Espectro típico do amplificador de IF e o respectivo sinal elétrico visto num osciloscópio, ponto 6.

Já na Fig. 4.9 temos o espectro típico na saída deste dispositivo, podendo-se notar a modulação em banda base do nosso sinal quaternário além dos picos dos harmônicos introduzidos por este dispositivo.

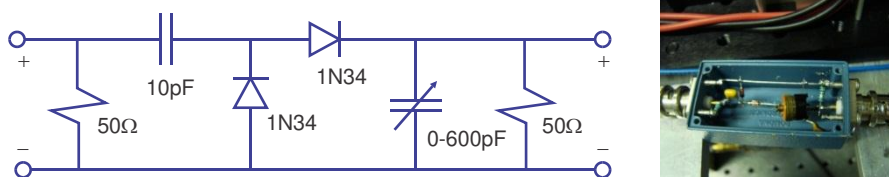


Fig. 4.8: Esquema do detector de envelope e foto do dispositivo.

Na Fig. 4.10(a) temos o nosso sinal quaternário mostrado num osciloscópio, no qual pode se ver claramente o formato de 4 níveis, e do lado direito da Fig. 4.10(b) tem-se o diagrama de olho obtido com um analisador de comunicações digitais. Neste caso o olho está degradado devido aos harmônicos que são captados por este equipamento. Já no caso do osciloscópio, o qual trabalha até 100 MHz e não capta sinais de maior frequência, por isso que se obtém uma medida limpa do sinal. É por essa razão que na última etapa é preciso novamente filtrar os sinais indesejados. Para tal, usamos um filtro passa baixa, DC-80MHz. Os respectivos espectros, sinal elétrico e diagrama de olho podem ser vistos na Fig. 4.11 e Fig. 4.12, respectivamente. Nessa ultima etapa de

filtragem é necessário um filtro com boa rejeição para tirar completamente o ruído do digrama de olho.

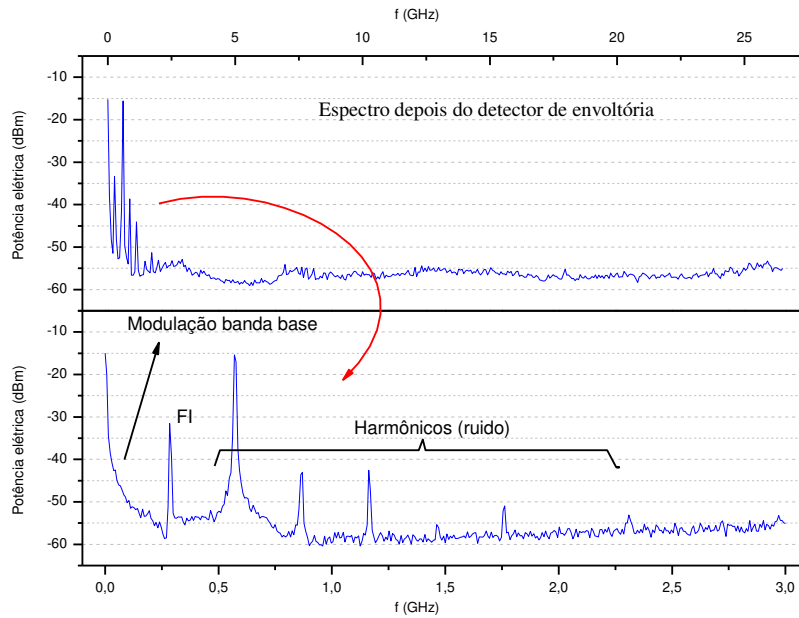
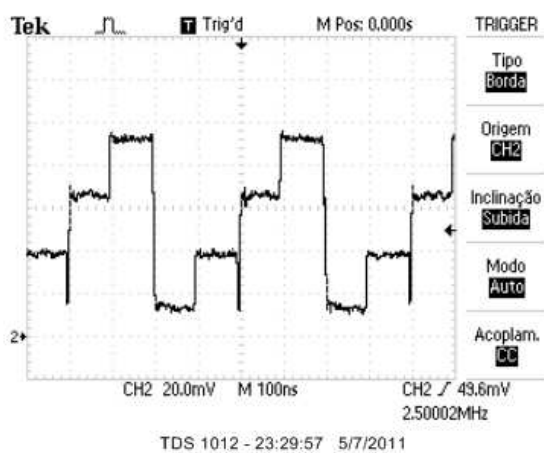
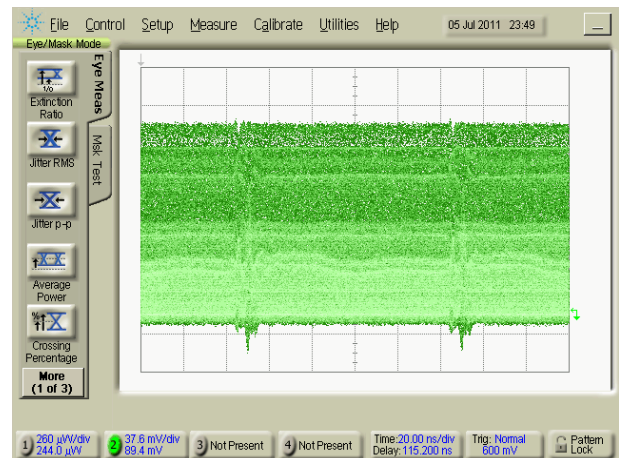


Fig. 4.9: Espectro típico na saída do detector de envoltória, ponto 7.



(a)



(b)

Fig. 4.10: Sinal elétrico obtido na saída do detector de envelope num: (a) osciloscópio e (b) digrama de olho obtido por um analisador de comunicações digitais, ponto 7.

Vale ressaltar que todas as medidas apresentadas até o momento foram feitas com conectores ópticos (“*patch cord*”), por isso serão utilizadas como referência, mais precisamente, como *back-to-back*. Nas seções seguintes serão apresentados resultados obtidos para diversos comprimentos

de cabo de fibra óptica em carretel, experiências com atenuador variável e um teste numa rede real chamada Rede KyaTera⁵.

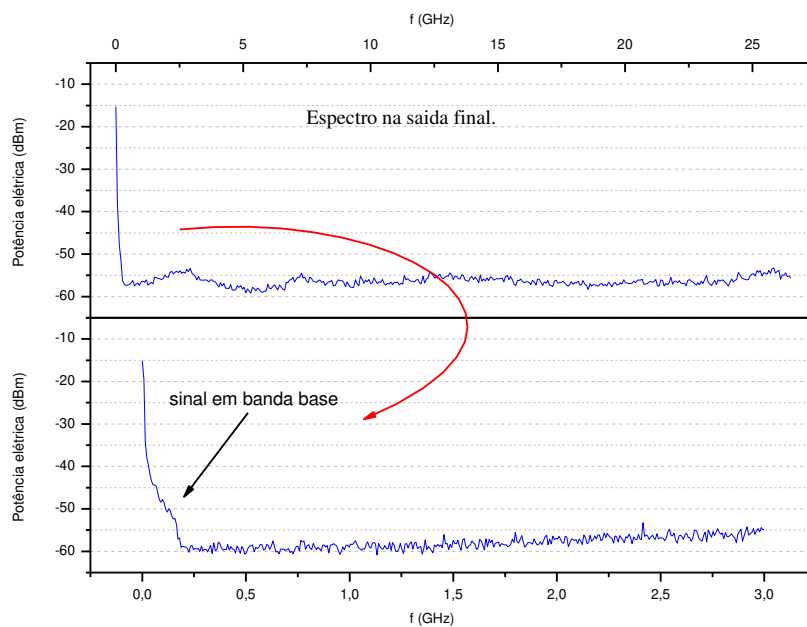
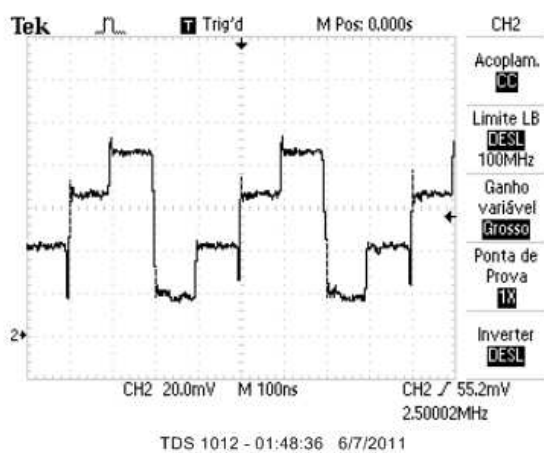
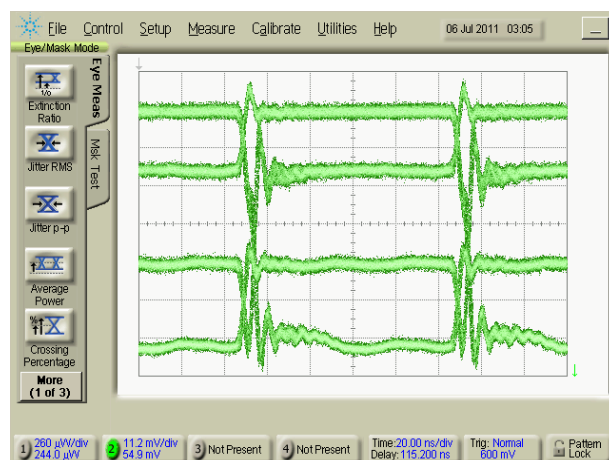


Fig. 4.11: Espectro típico no final do sistema, ponto 8.



(a)



(b)

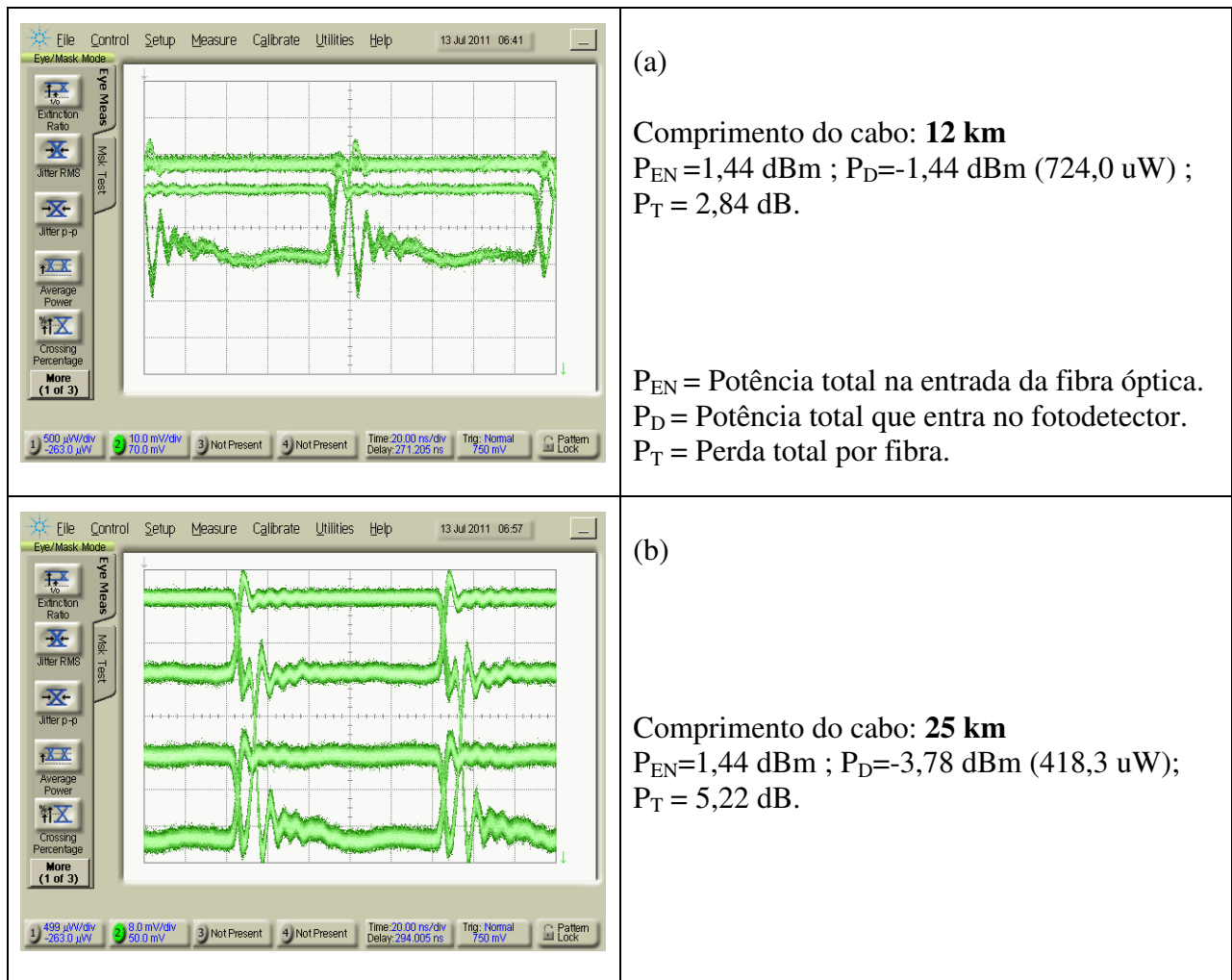
Fig. 4.12: Sinal elétrico obtido no final do sistema num: (a) osciloscópio e (b) o digrama de olho obtido por um analisador de comunicações digitais, ponto 8.

⁵ KyaTera é uma rede experimental para comunicações óptica situada em São Paulo, e administrada pela Fotonicom na Universidade Estadual de Campinas: <http://www.kyatera.fapesp.br/>

4.2 Experiências com fibras em diversos comprimentos

O setup montado para a obtenção dos dados nesta seção é o mesmo da Fig. 4.1, sendo que o cordão óptico foi substituído por carretéis de fibras ópticas monomodo com diversos comprimentos: 12 km, 25 km e 37 km. A Fig. 4.13 mostra os respectivos diagramas de olho.

Para a obtenção dos dados utilizou-se um medidor de potência óptica (ver apêndice A) para obter a potência de entrada na fibra óptica (P_{EN}) e na entrada do fotodetector (P_D) e, com isso, obter a perda total por cada carretel de fibra e suas conectorizações (P_T). Na Fig. 4.13 (a) se observa que há sobreposição dos níveis e ela é devido à saturação do fotodetector. Já com a Fig. 4.13(b) e Fig. 4.13(c) não acontece isso porque a potência dos sinais que atingem o fotodetector é mais baixa e não consegue saturar o dispositivo.



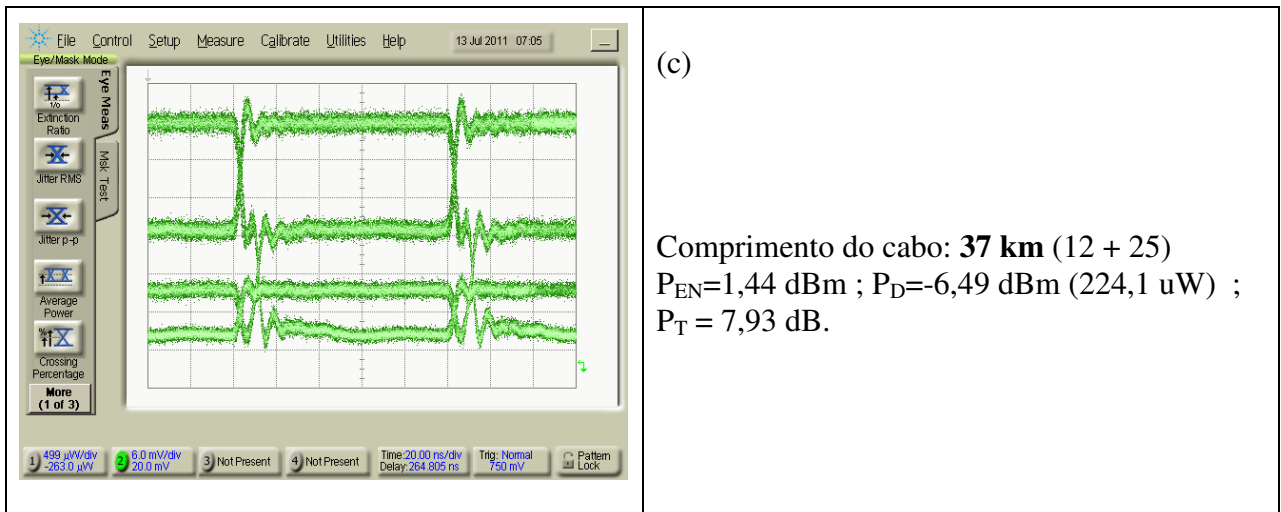


Fig. 4.13: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de fibra óptica: (a) 12 km (b) 25 km (c) 37 km.

4.3 Experimentos na rede experimental KyaTera

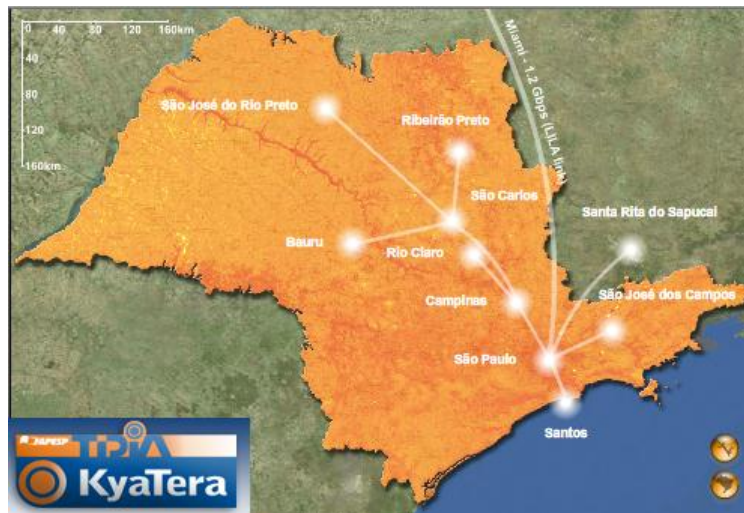


Fig. 4.14: Rede experimental para comunicações ópticas KyaTera.

Os diagramas de olho seguintes foram feitas na rede experimental para comunicações ópticas KyaTera [49]. Esta rede óptica experimental está distribuída geograficamente no estado de São Paulo, conseguindo-se fazer link óptico de dezenas de quilômetros sob condições reais de temperatura, pressão e umidade. O sistema foi testado na rede KyaTera em distintas distâncias de

transmissão, conseguindo desse jeito experiências em condições reais, isto é, trafegando os sinais em fibras ópticas que estão fora de laboratório.

Em primeiro lugar, testou-se o envio dos sinais lasers tal como no esquema da Fig. 4.1 e obteve-se o diagrama de olho da Fig. 4.15. Pode-se ver um sinal claro devido à pouca perda relativa do enlace, com potência que não satura o fotodetector.

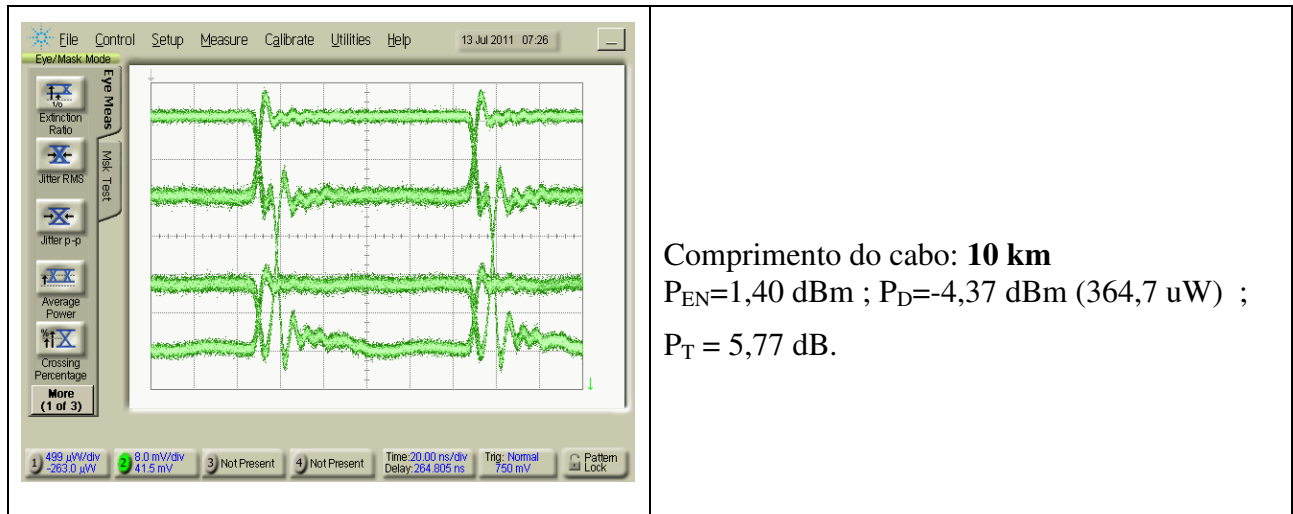


Fig. 4.15: Diagrama de olho do sinal quaternário na rede KyaTera 10 km.

Nos gráficos e esquemas seguintes, o setup básico da Fig. 4.1 foi modificado para conseguir maiores potências para trafegar o sinal na rede KyaTera e atingir enlaces mais longos. Para tanto foram usados amplificadores na banda C, tanto tipo *booster* como *pre*; ambos amplificadores de fibra dopada com érbio. Era de se esperar melhores resultados como o amplificador tipo “*pre*” já que ela apresenta uma menor figura de ruído, tal como se verá a seguir.

O diagrama de blocos apresentado na Fig. 4.16 corresponde ao esquema com pre-amplificação óptica. Nela ilustra-se o uso do circulador (C) na entrada do amplificador óptico (OA), com a finalidade de não introduzir ruído nos lasers. Depois, o pré-amplificador óptico baseado em fibra dopada de érbio. Em seguida temos um filtro óptico (OF), usado para filtrar a ASE⁶ do pré-amplificador que, eventualmente, poderia saturar o fotodetector.

⁶ ASE: (*Amplified Spontaneous Emission*), luz emitida por emissão espontânea amplificada.

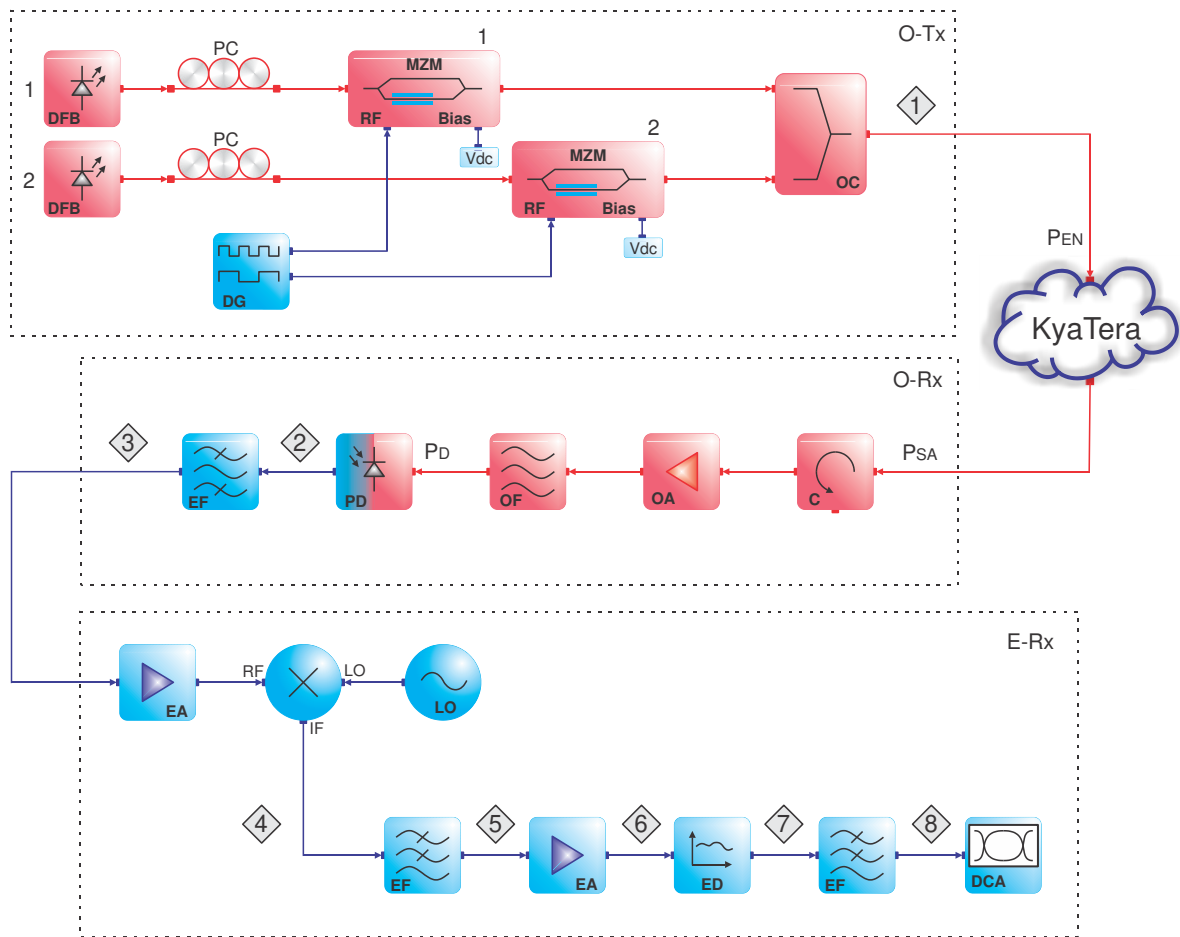


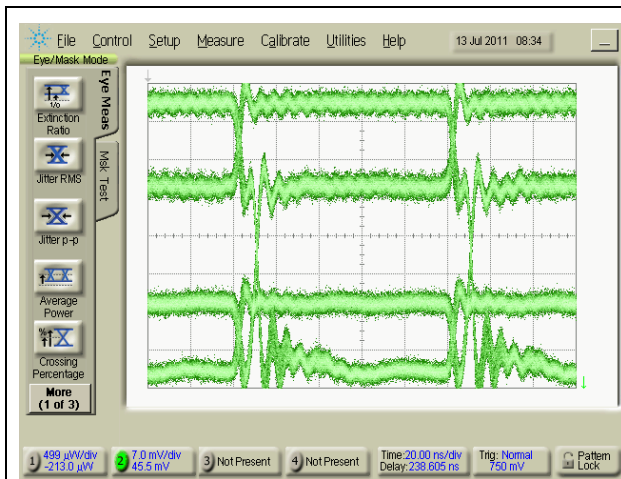
Fig. 4.16: Diagrama de blocos do sistema óptico-elétrico com pre-amplificação no receptor óptico.

Com o esquema montado da Fig. 4.16 obteve-se os diagramas de olho para diversos comprimentos de enlace na rede KyaTera, de 20 km, 30 km e 40 km, como se mostra na Fig. 4.18.

A amplificação foi feita de tal maneira a não saturar o fotodetector. Para o enlace de 40 km, o sinal apresentou oscilações devido à pouca potência que chegava ao amplificador.

Comprimento (km)	Perda típica (dB)
10	4,3
20	8,5

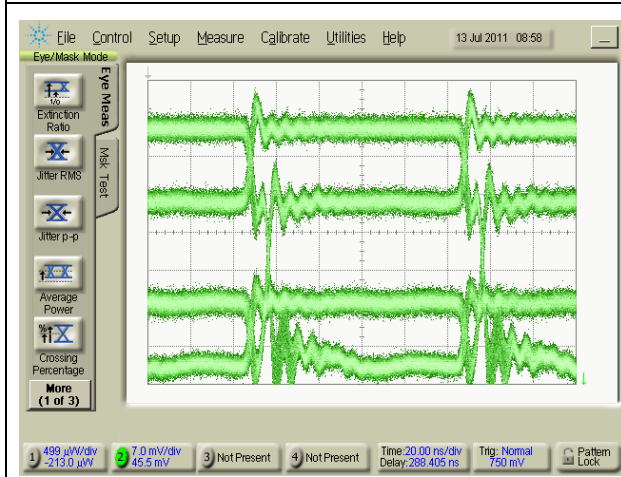
Fig. 4.17: Perdas típicas em enlaces da rede KyaTera medidas com OTDR.



(a)

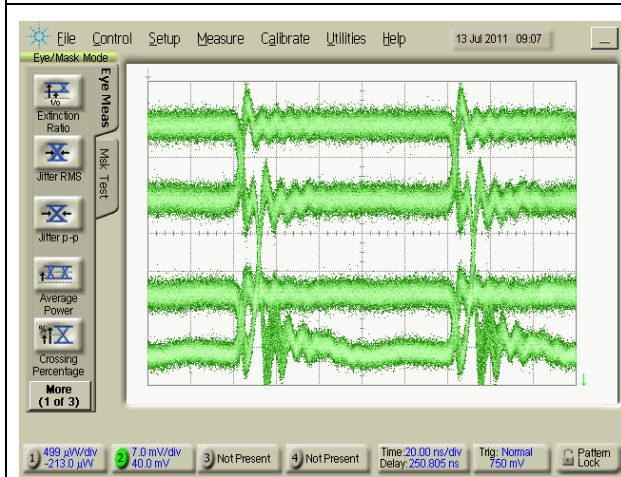
Comprimento do enlace: **20 km**
 $P_{EN} = 1,50 \text{ dBm}$; $P_{SA} = -10,48 \text{ dBm}$
 $P_T = 11,98 \text{ dB}$.
 $P_D = -4,50 \text{ dBm}$ (354 uW) ;

P_{EN} = Potência total na entrada do enlace.
 P_{SA} = Potência total na saída do enlace.
 P_T = Perda total no enlace.
 P_D = Potência total que entra ao fotodetector.



(b)

Comprimento do enlace: **30 km**
 $P_{EN} = 1,50 \text{ dBm}$; $P_{SA} = -15,83 \text{ dBm}$
 $P_T = 17,33 \text{ dB}$.
 $P_D = -4,83 \text{ dBm}$ (329 uW) ;



(c)

Comprimento do enlace: **40 km**
 $P_{EN} = 1,50 \text{ dBm}$; $P_{SA} = -21,40 \text{ dBm}$
 $P_T = 22,90 \text{ dB}$.
 $P_D = -5,45 \text{ dBm}$ (285 uW) ;

Fig. 4.18: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de enlace na rede KyaTera usando pre-amplificação óptica: (a) 20 km, (b) 30 km e (c) 40 km.

O diagrama bloco apresentado na Fig. 4.19 corresponde ao esquema com amplificação óptica. Como no setup anterior (a que usa pre-amplificação) podemos ver os dispositivos agregados: o circulador, o amplificador óptico e um filtro óptico. Neste caso, o OA é de tipo *booster* cuja característica principal é de ter uma figura de ruído alta e, por tanto, as experiências apresentadas aqui são ilustrativas, já que se conseguem melhores resultados com um pré-amplificador, tal como se mostra nos resultados seguintes.

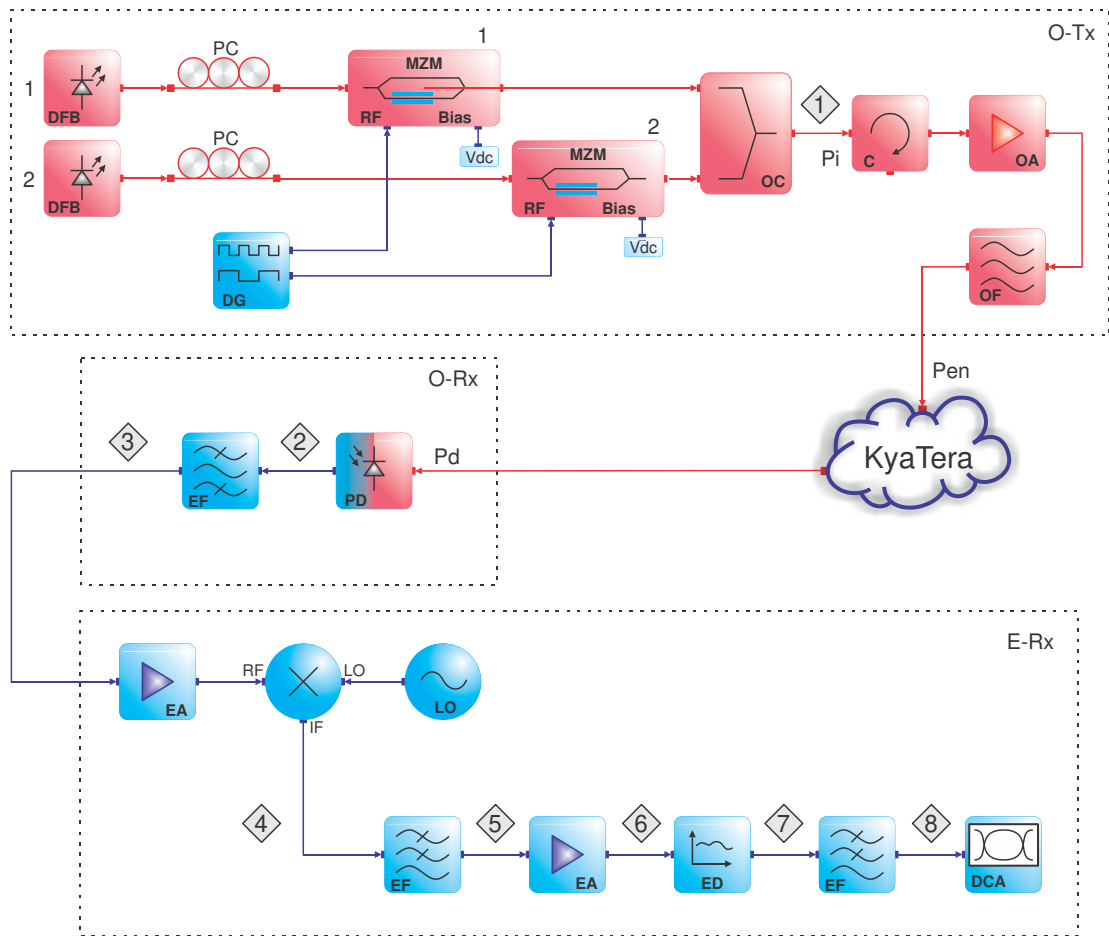
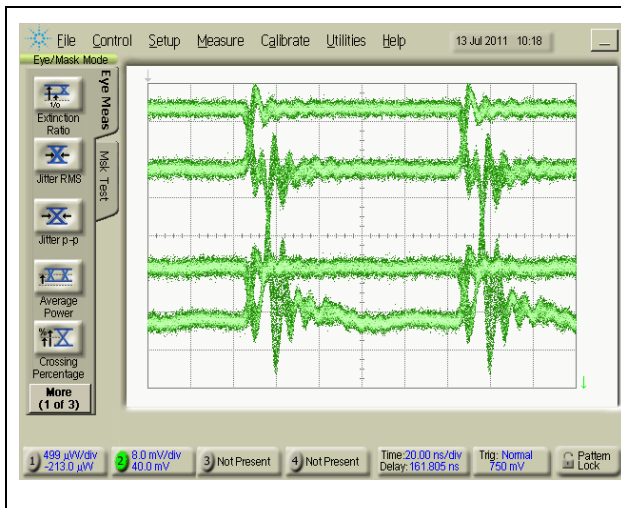


Fig. 4.19: Diagrama bloco do sistema óptico-elétrico com amplificação no transmissor óptico.

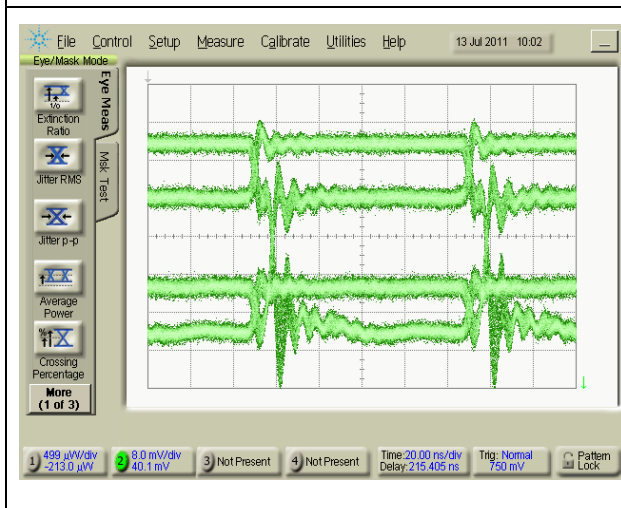
Para o esquema mostrado na Fig. 4.19 obteve-se os diagramas de olho para diversos comprimentos de enlace na rede KyaTera, de 20 km, 30 km e 40 km, como se mostra na Fig. 4.20. O amplificador foi sintonizado em cada experiência até obter um bom diagrama de olho. Para o enlace de 40 km não foi possível aumentar a amplificação porque apresentava muito ruído em forma de oscilações fazendo o olho ficar ainda mais fechado.



(a)

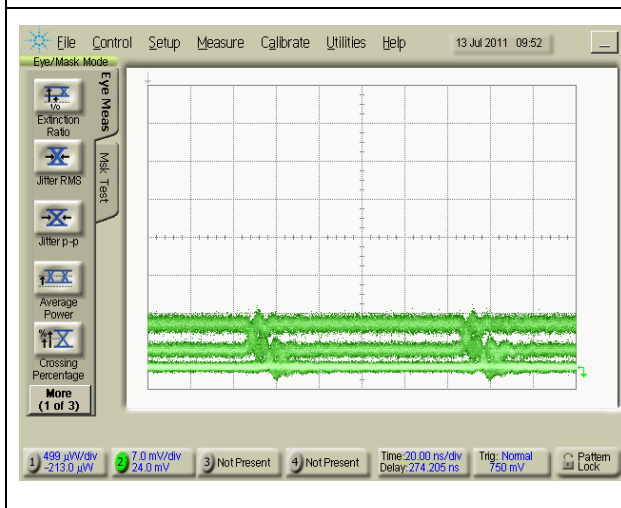
Comprimento do enlace: **20 km**
 $P_i = 1,61 \text{ dBm}$;
 $P_{en} = 13,80 \text{ dBm}$; $P_d = -4,42 \text{ dBm}$ (361 uW)
 $P_T = 18,22 \text{ dB}$.

P_i = Potência total na entrada do amplificador.
 P_{en} = Potência total na entrada do enlace.
 P_d = Potência total que entra ao fotodetector.
 P_T = Perda total no enlace.



(b)

Comprimento do enlace: **30 km**
 $P_i = 1,61 \text{ dBm}$;
 $P_{en} = 13,81 \text{ dBm}$; $P_d = -4,10 \text{ dBm}$ (389 uW)
 $P_T = 17,91 \text{ dB}$.



(c)

Comprimento do enlace: **40 km**
 $P_i = 1,61 \text{ dBm}$;
 $P_{en} = 13,73 \text{ dBm}$; $P_d = -9,40 \text{ dBm}$ (115 uW)
 $P_T = 23,13 \text{ dB}$.

Fig. 4.20: Diagramas de olho obtidos com distintos comprimentos de enlace na rede KyaTera usando amplificação óptica tipo *booster*: (a) 20 km, (b) 30 km e (c) 40 km.

4.4 Controle dos níveis lógicos do sinal quaternário - razões de extinção

Entre das experiências realizadas, também se fez mudanças na razão de extinção dos sinais elétricos aplicados aos moduladores externos com a finalidade de observar o controle dos níveis do sinal quaternário. Para esse fim, obtiveram-se dados do setup básico (Fig. 4.1) com zero km de fibra óptica, ao qual chamaremos de setup *back-to-back* e o setup com pre-amplificação apresentado na Fig. 4.16 para um enlace de 20 km na rede KyaTera. Tais dados são apresentados na Fig. 4.21. Como pode-se ver, o sistema oferece um controle sobre os níveis lógicos do sinal quaternário com o controle das razões de extinção nos sinais digitais que são usados para modular os feixes lasers e, de essa maneira, fazer com que os campos elétricos sejam diferentes de zero e diferentes entre si, assim gerar o sinal RF.

Por outro lado, com referência ao setup da Fig. 4.1, a fibra foi trocada por um atenuador variável caracterizar o sinal quaternário em diferentes potências que atingem o fotodetector e, desta forma, ver as mudanças na performance dos diagramas de olho obtidos no final do sistema. Assim, obtiveram-se dados para cada um dos olhos com sua respectiva razão de extinção Γ , e que são apresentados na Fig. 4.22. Nesta figura pode-se ver o fechamento dos olhos à medida que aumenta a potência chegando ao fotodetector, mais esta figura não mostra a qualidade do sinal.

Já na Fig. 4.23 apresenta-se o calculo do fator Q, que é relacionado com o BER [20], para cada diagrama de olho, e que nos dá uma medida direta da performance do sinal. Neste gráfico vemos que os digramas de olho tem melhor performance na faixa {-4 dBm , -3 dBm} já que apresentam melhor fator Q e, por tanto olhos mais bem definidos.

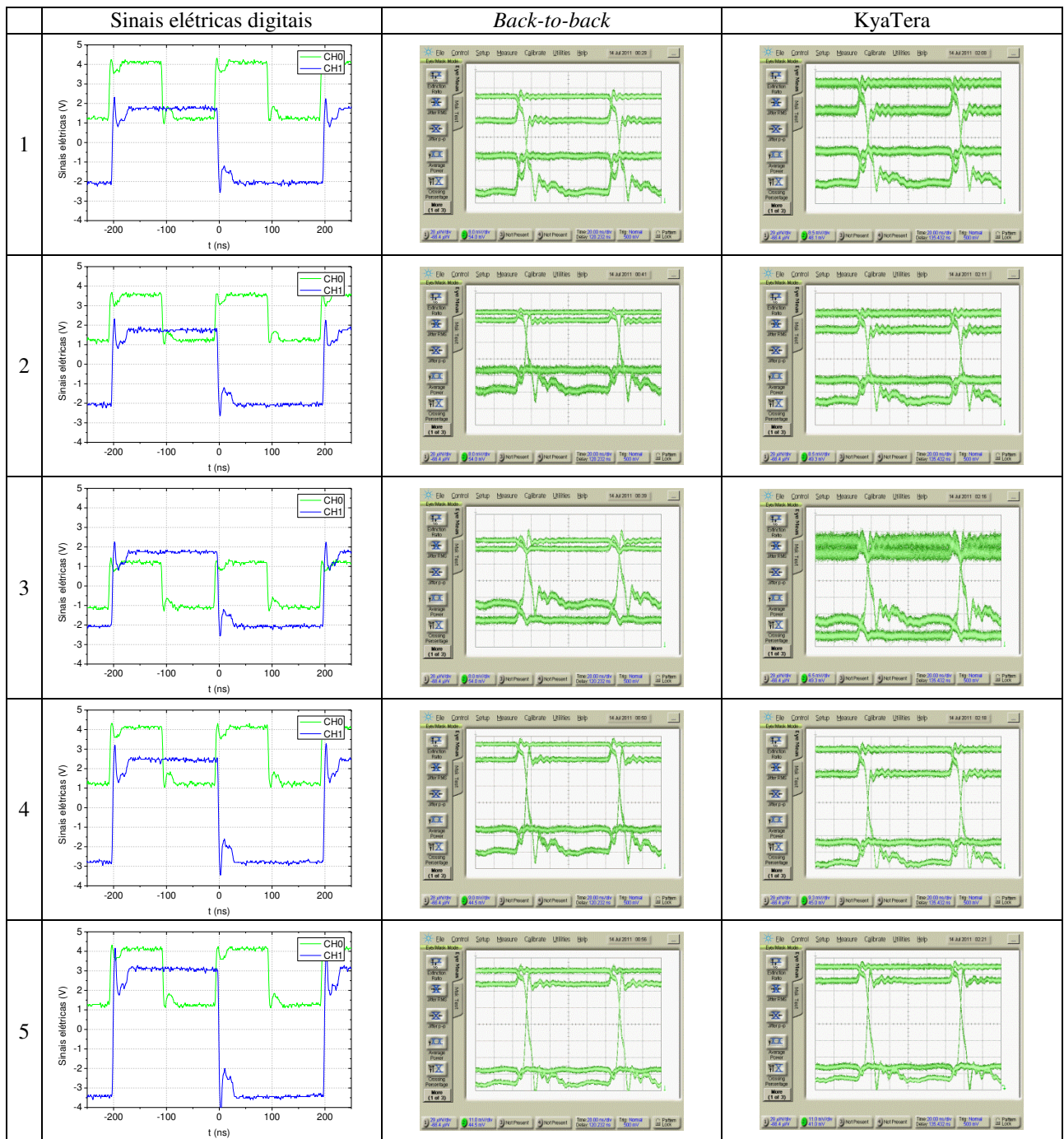


Fig. 4.21: Controle da razão de extinção dos níveis do sinal quaternário através do controle dos sinais elétricos de dados digitais.

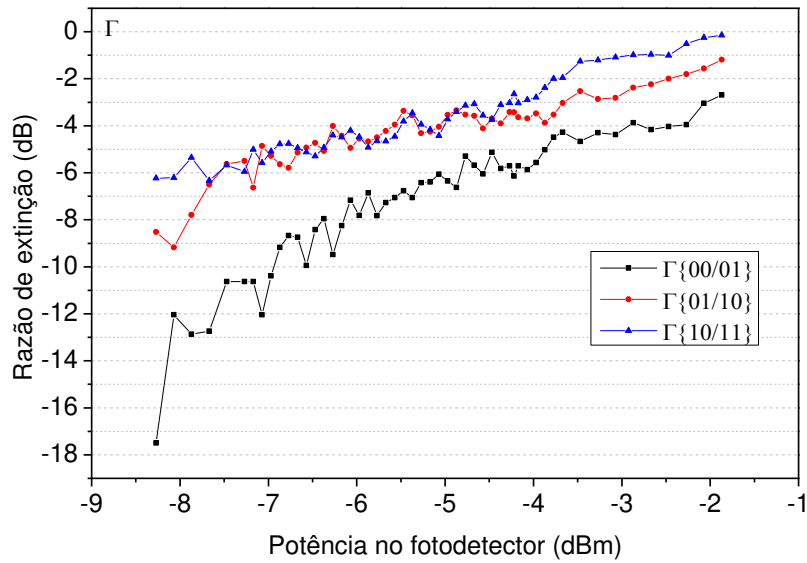


Fig. 4.22: Razões de extinção dos olhos versus potência total recebida no fotodetector.

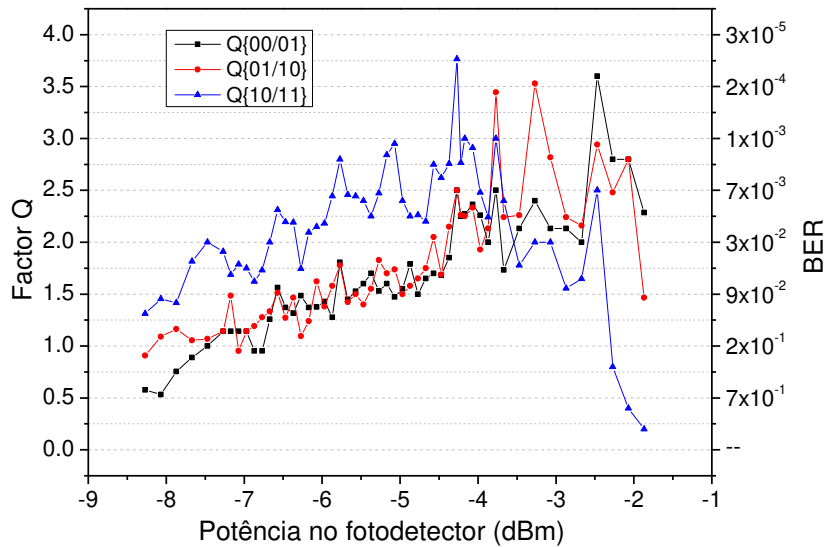


Fig. 4.23: Fator Q para cada um dos olhos no sistema versus a potência recebida pelo fotodetector.

4.5 Imagens do setup experimental, dispositivos e equipamentos

A continuação apresenta-se algumas fotos tiradas do setup montadas no laboratório além de alguns dispositivos e equipamentos utilizados.

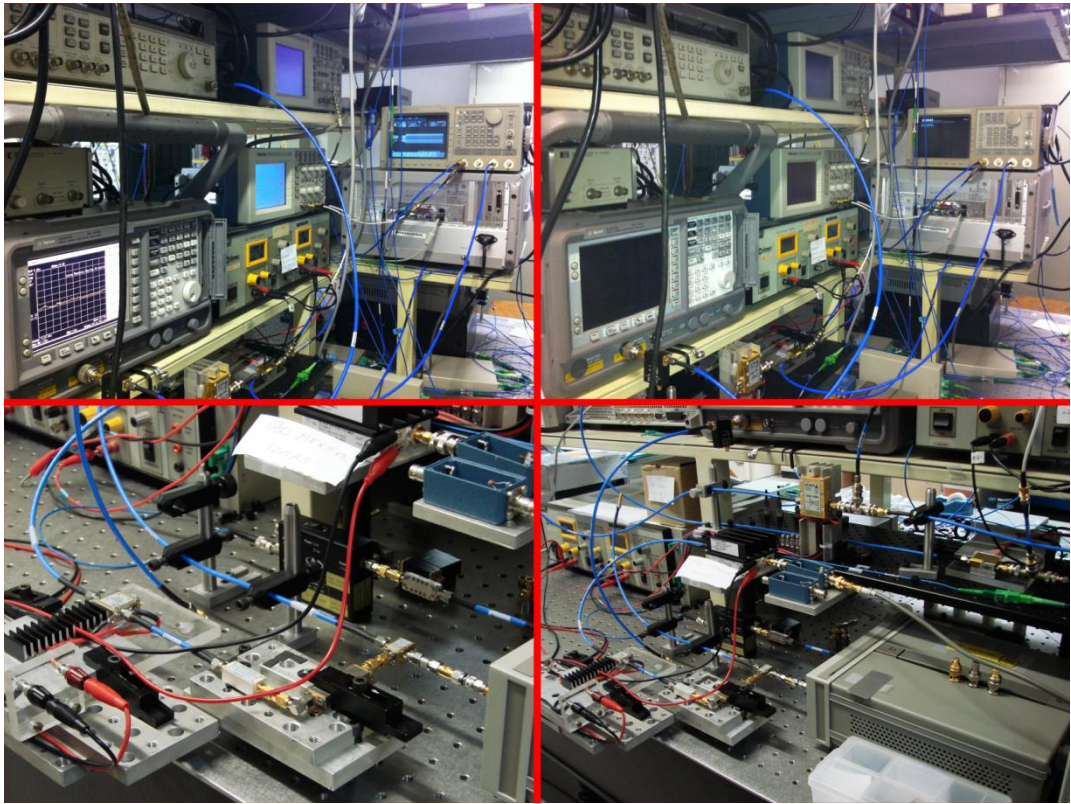


Fig. 4.24: Fotografias do setup no laboratório.

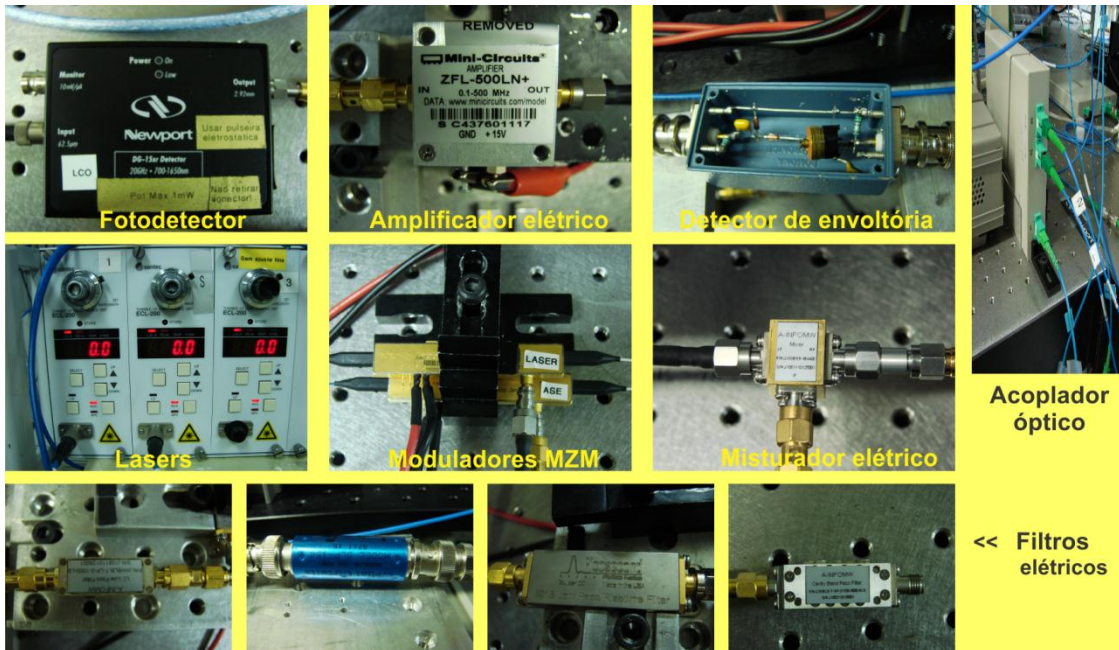


Fig. 4.25: Fotografias de alguns componentes.

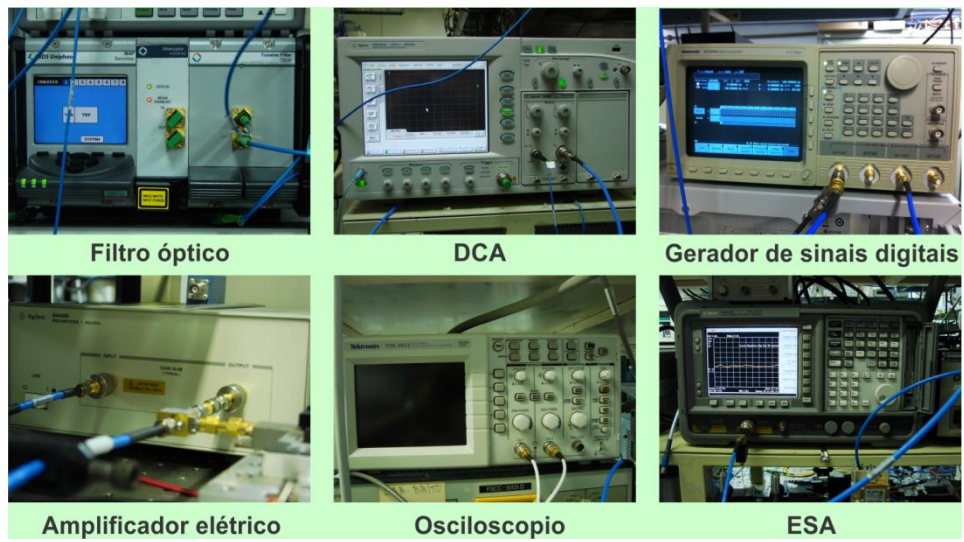


Fig. 4.26: Fotografias de alguns equipamentos utilizados.

CAPÍTULO 5

Conclusões e trabalhos futuros

Este trabalho demonstrou uma nova técnica para a geração de sinais micro-ondas multi-amplitude tendo como princípio a heterodinagem de duas fontes ópticas.

Devido ao sucesso da implementação experimental e dos resultados obtidos, podemos concluir que o objetivo do presente trabalho foi atingido. Os resultados obtidos mostram a viabilidade da nova técnica para geração de sinais micro-ondas multi-amplitude.

As simulações computacionais mostraram inicialmente a grande possibilidade de sucesso na implementação prática da técnica proposta. Isso foi relevante para entender o processo em geral e nos dar uma ideia do contexto do sistema a ser construído.

Apesar da existência de um sinal de portadora em 20 GHz, já fornecido pelo oscilador local do receptor heteródino de RF, pode surgir o questionamento quanto à necessidade da existência da portadora de 20 GHz sendo gerada também pelo transmissor, sendo assim, deve-se ressaltar que o transmissor e seus sinais são os objetos sobre análise e daí a necessidade do sinal derivado do transmissor para fins de avaliação. O fato é que num futuro poderão surgir receptores com técnicas de recepção avançadas e pouco onerosas.

A seção 4.2 apresenta resultados satisfatórios no envio de sinais digitais ópticos através de diferentes comprimentos de ondas, chegando-se a reportar até 37 km de percurso dos dados, sem requerer amplificação óptica. Esta avaliação reside no fato de se obter diagramas de olho com boa definição.

Da mesma forma, na seção 4.3 pode-se notar a boa performance do sistema para envio de dados em condições reais. Deve ser observado que foram realizados experimentos com amplificadores ópticos, isso devido às perdas inerentes da rede KyaTera, onde se tem perdas do sinal devido a diversos fatores como conexões, emendas, condições ambientais, entre outros; e,

sendo assim, precisavam de amplificação para compensar essas perdas. Dos diagramas de olho percebe-se que o sistema com pre-amplificação óptica tem performance melhor do que o sistema com amplificação tipo booster. Devido ao pre-amplificador óptico oferecer melhor desempenho no aspecto da relação sinal/ruído (SNR).

Na seção 4.4, podemos ver o controle total sobre as razões de extinção entre os distintos níveis do sinal de RF, com o controle das razões de extinção dos sinais binários em cada canal óptico. A Fig. 4.23 apresenta uma curva onde pode-se avaliar a melhor performance dos diagramas de olho em relação à potência total recebida no fotodetector. Neste caso, observa-se o desempenho melhor para potências ao redor de $3,5 \pm 1$ dBm e, por conseguinte, também para o diagrama de olho. Nessa mesma figura podemos ver também o fator Q dos diagramas de olho, onde podemos relacionar a potência óptica no fotodetector de 3,5 dBm a valores entre 2,0 até 3,5 de Q o que vale dizer em termos de taxa erro de bit (BER): 3×10^{-2} até 2×10^{-4} , que naturalmente precisam ser melhorados em trabalhos futuros.

Sugere-se para trabalhos futuros:

- Exploração com maiores taxas de modulação dos canais ópticos, pois neste trabalho a modulação foi de 10 Mb/s.
- Gerar sinais na faixa das ondas milimétricas 30-300 GHz, e avaliar a viabilidade da geração de sinais multi-amplitude. Isto com a finalidade de melhorar a taxa de transmissão e explorar outras faixas de radiofrequência.
- Implementar um sistema RoF, visando a implementação das antenas para a portadora gerada.
- Implementar outros tipos de modulação sobre a base da técnica apresentada.

Referencias bibliográficas

- [1] David M. Pozar, *Microwave and RF Wireless System*. USA: John Wiley & Sons, 2001, ch. 10.
- [2] R. Ohmoto, H. Ohtsuka, and H. Ichikawa, "Fiber-optic microcell radio systems with spectrum delivery scheme," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 11, no. 7, pp. 1108-1117, 1993.
- [3] J. E. Bowers, A. C. Chipalosky, and S. Boodaghians, "Long-distance fiber-optic transmission of c-band microwave signals to and from a satellite antenna," *OSA/IEEE J. Lightwave Technology*, vol. 5, no. 12, pp. 1733-1741, 1987.
- [4] R. Olshansky, V. Lanzisera, and P. Hill, "Subcarrier multiplexed lightwave systems for broad-band distribution," *OSA/IEEE J. Lightwave Technology*, vol. 7, no. 9, pp. 1329-1342, 1989.
- [5] Yong Zhang, "Development of Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Technology," *J. of Electronic Science and Technology*, vol. 9, no. 1, p. 58, March 2011.
- [6] D. Wake, M. Webster, G. Wimpenny, K. Beacham, and L. Crawford, "Radio over fiber for mobile communications," *Proc. Int. Topical Meet. Microw. Photon.*, pp. 157-160, Oct. 2004.
- [7] S. Libertino and A. Sciuto, "Electro-Optical Modulators in Silicon," in *Optical Interconnects - The silicon approach*. Netherlands: Springer-Verlag Berlin H., 2006, ch. 4, pp. 55-57.
- [8] Gennady A. Smolyakov and Marek Osinski, "High-Speed Modulation Analysis of Strongly Injection-Locked Semiconductor Ring Lasers," vol. 47, no. 11, Nov 2011.
- [9] P.A. Morton et al., "Packaged 1.55 um DFB laser with 25 GHz bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 2044-2046, 1994.
- [10] K. Noguchi, H. Miyazawa, and O. Mitomi, "75 GHz broadband Ti:LiNbO3 optical modulator with ridge structure," *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 949-951, 1994.
- [11] Govind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3rd ed. USA: Jhon Wiley & Sons, 2002.
- [12] Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sirvarajan, and Galen H. Sasaki, *Optical Networks, a practical perspective*, 3rd ed., Morgan Kaufmann Publishers, Ed. Burlington, USA: Elsevier, 2010.
- [13] Manuel Carlos Pereira Baptista, "Identificação e Caracterização da Modulação dos Sinais Digitais em RF," Universidade de Aveiro, Aveiro - Portugal, Teses de mestrado 2008.
- [14] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed.: Mc Graw-Hill, 1995.
- [15] John R. Barry, Edward A. Lee, and David G. Messerschmi, *Digital communication*, 3rd ed. Boston, USA: Kluwer Academic, 2004.
- [16] B. P. Lathi, *Sistemas de comunicação*. Rio de Janeiro, Brasil: Guanabara Dois, 1983.
- [17] Manuel Carlos Pereira Baptista. (2011, agosto) Autoridade Nacional de Comunicações. [Online].

www.anacom.pt/streaming/apresentacao_18Sem_Final.zip

- [18] G. T. Laskoski, M. Marcondes, and O. Szeremeta. (2011, Agosto) UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. [Online].
<http://pessoal.utfpr.edu.br/gustavothl/modulacao/doc1.pdf>
- [19] Simon Haykin and Michael Moher, *Communication Systems*. USA: Jhon Wiley & Sons, 2009, ch. 7, pp. 263-265.
- [20] Gerd Keiser, *Optical Fiber Communications*, 2nd ed. Singapore: McGraw-Hill, 1991.
- [21] Peter J. Winzer and René-Jean Essiambre, "Advanced optical modulation formats," *IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, 2006.
- [22] K. P. Ho, *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. New York, USA: Springer, 2005.
- [23] Ghafour Amouzad Mahdiraji and Ahmad Fauzi Abas, "Advanced Modulation Formats and Multiplexing Techniques for Optical Telecommunication Systems," UCSI University & Universiti Putra Malaysia, Malaysia,.
- [24] Clenilson Rodrigues da Silveira, "Estudo de Formatos Especiais de Modulação Digital para Comunicações Ópticas," USP, São Carlos - SP, Teses de Mestrado 2009.
- [25] Peter J. Winzer and Rene-Jean Essiambre, "Advanced optical modulation formats," *Optical Fiber Communications IV B*, no. Academic Press, pp. 23-93, 2008.
- [26] N. Avlonitis, E.M. Yeatman, M. Jones, and A. Hadjifotiou, "Multinivel ASK in dispersion uncompensated optical systems ," *IEEE Proceedings: Optoelectronics*, vol. 153, no. 3, pp. 101-108, 2006.
- [27] S. Walklin and J. Conradi, "Multilevel Signaling for Increasing the Reach of 10 Gb/s Lightwave Systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 11, pp. 2235-2248, june 1999.
- [28] RP-Photonics. (2011, agosto) Encyclopedia of Laser Physics and Technology. [Online].
http://www.rp-photonics.com/semiconductor_lasers.html
- [29] K. Liu and M.G. Littman, "Novel geometry for single-mode scanning of tunable lasers," *Optics Letters*, vol. 6, no. 3, p. 117, 1981.
- [30] Fujitso. (2011, Set) www.fujitsu.com. [Online].
<http://www.fujitsu.com/global/news/pr/archives/month/2012/20120119-01.html>
- [31] P. Zorabedian, "Tunable External Cavity Semiconductor Lasers," in *Tunable Lasers Handbook*, F.J. Duarte, Ed. New York, USA: Academic, 1995, ch. 8.
- [32] Achyut K. Dutta, Niloy K. Dutta, and Masahiko Fujiwara, *WDM TECHNOLOGIES: Active Optical Components*. USA: Academic Press, 2002.
- [33] Keigo Iizuka, *Engineering Optics*, 3rd ed. Canada: Springer Science, 2008.
- [34] Ademar Muraro Junior, "Projeto ótimo de moduladores eletroópticos," Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, SP-Brazil, Tese de Doutorado 2008.
- [35] S. A. Mass, *Microwave mixers*, 2nd ed. London: Artech House, 1993, pp. 1-10.

- [36] R.S. Carson, *Radio Communications Concepts: Analog.*: Wiley, 1990, pp. 99-107, pp. 329-331, pp. 411-412.
- [37] Eugene Hecht, *Optics*, 4th ed. California, USA: Addison Wesley, 2002.
- [38] J. O'Reilly and P. Lane, "Remote delivery of video services using mm-waves and optics," *Journal Lightwave Technologies*, vol. 12, pp. 369-375, Feb. 1994.
- [39] W. Shieh, S.X. Yao, G. Lutes, L. Maleki, and J. Propulsion, "An all-optical microwave mixer with gain," *OFC '97 Technical Digest*, pp. 263-264, Feb. 1997.
- [40] L. Goldberg, R.D. Esman, and K.J. Williams, "Generation and control of microwave signals by optical techniques," *IEE Proc.-J.*, vol. 139, no. 4, pp. 288-295, 1992.
- [41] H. Schmuck, T. Pfeiffer, and H. Bulow, "Desing optimisation of erbium ring laser regarding power and spectral properties," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 17, pp. 1637-1639, 1992.
- [42] U. Gliese et al., "A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers.," *IEEE Photonics Technologies Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 936-938, 1992.
- [43] F.M. Garder, *Phaselock Techniques*, 2nd ed. New York, USA: Wiley, 1979.
- [44] I.D. Blanchflower and A.J. Seeds, "Optical control of frequency and phase of a GaAs MESFET oscillator," *Electronics Letters*, vol. 25, pp. 359-360, 1989.
- [45] R.T. Ramos, "Optical Phase-Lock Loops using semiconductor lasers," Department of Electric and Electronics Engineering, Univ. College London, London, Tese de doutorado pp 25-29, 1992.
- [46] A.C. Bordonalli, "Optical injection phase-lock loop," Department of Electric and Electronics Engineering, Univ. College London, London, Tese de doutorado pp. 29-32, 1996.
- [47] K. Noguchi, O. Mitomi, K. Kawano, and M. Yanagibashi, "Highly efficient 40 bandwidth Ti:LiNbO3 optical modulator employing ridge structure," *IEEE Photonics Technologies Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 52-54, 1993.
- [48] VPI Systems. (2011, april) VPI Photonics. [Online]. <http://www.vpiphotonics.com/>
- [49] KyaTera. (2011) KyaTera. [Online]. <http://www.kyatera.fapesp.br/>
- [50] S. Sygletos, N. Leligou, C. Matrakidis, I. Pountourakis, and A. Stavdas C. Skoufis, "'Data Centric networking using multiwavelength Headers/Labels in Packet over WDM Networks: A Comparative Study'," Oct. 2003.
- [51] R. Hui et al., "Advanced Optical Modulation Formats and Their Comparison in Fiber-Optic Systems," ITTC-University of Kansas, Lawrence - KS, Technical Report 2004.

Apêndice A – Lista de equipamentos usados

Equipamento	Marca	Modelo
OSA Analisador de espectro óptico	ANDO	AQ6319
ESA Analisador de espectro elétrico	Agilent Technologies	E4407B
DCA Analisador de comunicações digitais	Agilent	Infiniium DCA-J 86100C
DG Gerador de dados	Tektronix	DG2040
PM Medidor de potência óptica	Anritsu	CMA5
OTDR Optical Time Domain Reflector	JDSU	MTS-6000
Synthesized Signal Generator	Agilent/HP	83732B
Osciloscópio	Tektronix	TDS 1012
ECL Laser de cavidade externa estendida	Santec	ECL-200
MZM Modulador de intensidade	Covega	Mach-10™
Acoplador óptico 50/50	NN	NN
Fotodiodo	Newport	DG-15xr
Filtro de RF passa banda 21,7 GHz	A-INFOMW	JXWBLB-T-BP- 21700-3000-5CS
Preamplificador de RF 1-26,5 GHz	Agilent	8449B
Mixer RF	A-INFOMW	JXWBHP-M440C
Filtro de RF passa baixas.	A-INFOMW	JXWBLB-T-LP-0- 1000-LS
Filtro de RF, 52 MB/s to 12.5 GB/s	Picosecond	MODEL 5915-X
Amplificador de RF de baixo ruído	Mini-Circuits	ZFL-500LN
Detector de envoltório	NN	NN
Filtro de RF passa baixas	Mini-Circuits	VLFX-80