



Tiago Sutili

ESTUDO E CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL
DE MODULADOR ÓPTICO EM QUADRATURA
UTILIZANDO SINAIS EM CONTRA-FASE

Campinas

2014



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações

ESTUDO E CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL
DE MODULADOR ÓPTICO EM QUADRATURA
UTILIZANDO SINAIS EM CONTRA-FASE

Aluno: **Tiago Sutili**

Orientador: **Prof. Dr. Evandro Conforti**

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: *Telemática e Telecomunicações*.

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Tiago Sutili, e orientada pelo Prof. Dr. Evandro Conforti

Campinas

2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Su84e Sutili, Tiago, 1988-
Estudo e caracterização experimental de modulador óptico em quadratura utilizando sinais em contra-fase / Tiago Sutili. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Evandro Conforti.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Comunicações ópticas. 2. Modulação digital. 3. Telecomunicações. I. Conforti, Evandro, 1947-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Theoretical and experimental characterization of quadrature optical modulators using opposed-phase signals

Palavras-chave em inglês:

Optical communications

Digital modulation

Telecommunications

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Evandro Conforti [Orientador]

Adriano Luís Toazza

Antonio Marcelo Oliveira Ribeiro

Data de defesa: 18-07-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Tiago Sutili

Data da Defesa: 18 de julho de 2014

Título da Tese: "Estudo e Caracterização Experimental de Modulador Óptico em Quadratura Utilizando Sinais em Contra-Fase"

Prof. Dr. Evandro Conforti (Presidente): Evandro Conforti
Prof. Dr. Adriano Luís Toazza: Adriano Toazza
Prof. Dr. Antonio Marcelo Oliveira Ribeiro: Antonio Marcelo Oliveira Ribeiro

Resumo

A crescente demanda do mercado por um maior aproveitamento da capacidade de transmissão dos sistemas ópticos faz com que técnicas de modulação avançadas sejam cada vez mais consideradas em aplicações práticas. Dentre suas vantagens, tem-se uma melhora significativa na eficiência espectral, na resistência contra diversos efeitos não-lineares e fontes de ruído, assim como uma diminuição na frequência de operação da eletrônica empregada no sistema. Com isso em vista, buscou-se a realização de uma análise completa das principais propriedades de diversas técnicas de modulações avançadas, baseadas na manipulação tanto da amplitude como da fase do sinal óptico e utilizadas em conjunto com sistemas de multiplexação por polarização e comprimento de onda. Nos testes laboratoriais, o objetivo foi a caracterização de um Modulador IQ, responsável pela geração de sinais modulados em 64QAM, 16QAM e DQPSK, bem como de diversos outros componentes necessários para a implementação de um sistema de comunicação óptico coerente completo. Dessa forma, a estrutura básica do sistema foi analisada e compreendida para que em trabalhos futuros sua implementação seja concluída e testes mais detalhados possam ser realizados.

Palavras-chave: Comunicações Ópticas Coerentes; Modulação DQPSK; Modulação 16QAM.

Abstract

The market's increasing demand for high capability optical systems requested advanced modulation techniques considered in practical applications. Among its advantages, a significant improvement in spectral efficiency, immunity against various nonlinear effects and noise sources were obtained with a decrease in the operation frequency of the electronics. With that in mind, we sought to conduct an analysis throughout the key properties of various advanced modulation techniques, based on the manipulation of both the amplitude and the phase of the optical signal, and used together with multiplexing systems for polarization and wavelength. Many laboratory tests were made with the objective of characterizing an IQ Modulator, responsible for generating DQPSK, 16-QAM and 64-QAM signals, as well as many other components required for the implementation of a complete coherent optical communication system. Thus achieving the understanding of the system's basic structure, the realization of a more complete and detailed set of tests will be possible.

Key-words: Coherent Optical Communications; DQPSK modulation; 16QAM modulation.

Sumário

Resumo	vii
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Acrônimos	xxv
Introdução	1
1 Geração e Recepção de Sinais Ópticos	5
1.1 Transmissores Ópticos	6
1.1.1 Modulação Direta	9
1.1.2 Modulação Externa	10
Modulador por Eletro-Absorção	11
Modulador de Fase	12
Modulador de Mach-Zehnder	13
Modulador IQ	16
1.2 Receptores Ópticos	17
1.2.1 Detecção Direta	22

1.2.2	Detecção Coerente	27
1.3	Conclusão	34
2	Técnicas de Modulação	37
2.1	Modulação OOK	38
2.2	Modulação DPSK	40
2.3	Modulação DQPSK	44
2.3.1	Modulador DQPSK	47
2.3.2	Demodulador DQPSK	51
2.4	Modulação QAM	55
2.4.1	Modulador QAM	57
	Modulador QAM em Estrela	58
	Modulador QAM em Quadrado	59
2.4.2	Demodulador QAM	61
2.5	Conclusão	63
3	Resultados Obtidos	65
3.1	Moduladores IQ	66
3.1.1	Caracterização de V_π	77
3.2	LASERs	88
3.3	Interferômetro Kyliá	90
3.4	Filtros	94
4	Conclusão	97
4.1	Trabalhos Futuros	98

DEDICO ESSE TRABALHO À MINHA
FAMÍLIA PELO APOIO E INCENTIVO
PARA QUE ALCANÇASSE A REALI-
ZAÇÃO DOS MEUS SONHOS.

Agradecimentos

Agradeço, a meu pai José, minha mãe Janir e minha irmã Gabriela por uma criação cheia de amor, carinho e valores. Além do apoio e da atenção dedicados desde então.

Agradeço também ao meu orientador, professor Dr. Evandro Conforti, pelo conhecimento, auxílio, orientação e paciência durante os momentos de dificuldade e de realizações. Ao meu co-orientador Dr. Napoleão dos Santos Ribeiro pela ajuda e pelo apoio durante o desenvolvimento do projeto proposto. Aos colegas do LAPCOM Marcelo, Rafael, Peterson, Andrea, Ernesto e Bruno pelo companheirismo e pela amizade. À FEEC-UNICAMP, FAPESP e CNPq pelo apoio estrutural e financeiro para a realização do projeto.

Agradeço também aos meus amigos imaginários Rafael, Natália, Bruno e Betina pelo humor negro, pela filosofia amoral, pelas jogatinas descontroladas e, principalmente, pela comida. E aos meus irmãos Henrique, Eduardo, Ivan, Andreus, Thobias, Lucas e Anderson que apesar da distância permanecem sendo uma fonte inesgotável de apoio e descontração.

*With that disappearance... came the end, the final
end of Eternity... and the beginning of Infinity.*

Isaac Asimov

Lista de Figuras

1.1	Processo de (a) emissão espontânea e (b) emissão estimulada (Agrawal 2010).	7
1.2	Estrutura básica de um LASER (Agrawal 2010).	7
1.3	Modulação direta de um sinal óptico (Ramaswami, Sivarajan & Sasaki 2010).	9
1.4	Estrutura do modulador por eletro-absorção (Agrawal 2010).	12
1.5	Estrutura do modulador de fase (Seimetz 2009).	13
1.6	Estrutura do modulador de Mach-Zehnder (Seimetz 2009).	14
1.7	Estrutura do modulador IQ (Seimetz 2009).	16
1.8	Estrutura básica de um fotodetector (Agrawal 2010).	18
1.9	Estrutura de um interferômetro de atraso (Seimetz 2009).	25
1.10	Esquema para a fotodetecção balanceada (Agrawal 2010).	31
1.11	Estrutura de um híbrida de 90° (Seimetz 2009).	33
2.1	Constelação QPSK e DQPSK (Ho 2005).	47
2.2	Estrutura do modulador DQPSK (Rocha 2012).	48
2.3	Espectro do sinal NRZ-DQPSK (Costa & Cartaxo 2010).	51
2.4	Estrutura do demodulador DQPSK (Rocha 2012).	52
2.5	Constelações 16QAM quadrada e em estrela (Seimetz 2009).	56

2.6	Estrutura do modulador QAM (Rocha 2012).	60
2.7	Codificação Gray (esquerda) alterada para a Codificação QAM Quadrada (direita) (Seimetz 2009).	61
2.8	Estrutura do demodulador QAM (Rocha 2012).	62
3.1	Esquema do modulador DQPSK e 16QAM proposto.	67
3.2	Geração da sequência de bits de até 56 Gb/s	68
3.3	Geração dos sinais modulados em QPSK e 16QAM.	69
3.4	Recepção dos sinais modulados em QPSK e 16QAM.	71
3.5	Geração do sinal modulado em 64QAM.	73
3.6	Moduladores implementados no laboratório.	74
3.7	Moduladores implementados no laboratório.	75
3.8	Painel frontal dos moduladores com variadores de fase ajustáveis.	76
3.9	Sinal de saída dos multiplexadores.	77
3.10	Sinal elétrico após os amplificadores duais de RF.	78
3.11	Sinal DQPSK após o fotodetector e sem demodulação.	79
3.12	Esquema do modulador DQPSK.	80
3.13	Relação entre a tensão V_c (nos braços longos) e a atenuação no modulador DQPSK.	81
3.14	Comportamento do modulador MZM para tensões de entrada em RF.	83
3.15	Montagem para testes com sinal de RF injetado no modulador.	84
3.16	Sinal óptico modulado em AM (azul) em 15 GHz.	85
3.17	Sobremodulação (sinal em azul) para sinal de 1 GHz.	86
3.18	Determinação de V_π para diferentes frequências.	89

3.19	Método auto-homódino para determinação da largura de linha.	89
3.20	Determinação da largura de linha para o LASER Agilent 83403c.	90
3.21	Diagrama de blocos interno do interferômetro.	91
3.22	Interior do interferômetro de atraso.	92
3.23	Relação entre o FSR e o controle por micrômetro.	93
3.24	Bitrate em relação à posição do micrômetro.	93
3.25	Espectro dos quatro filtros selecionados.	94

Lista de Tabelas

2.1	Exemplo de modulação de um sinal DQPSK (Rocha 2012).	50
2.2	Exemplo de demodulação de um sinal DQPSK (Costa & Cartaxo 2010).	54

Lista de Acrônimos

AC	Alternate Current
	Corrente Alternada
APD	Avalanche Photodiode
	Fotodetector de Avalanche
ASK	Amplitude Shift Keying
	Modulação por Variação de Amplitude
BER	Bit Error Rate
	Taxa de Erro de Bits
BPSK	Binary Phase Shift Keying
	Modulação por Variação de Fase Binária
CD	Chromatic Dispersion
	Dispersão Cromática
CW	Continuous Wave
	Onda Contínua
DC	Direct Current
	Corrente Direta
DPSK	Differential Phase Shift Keying
	Modulação Diferencial por Variação de Fase

DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying Modulação Diferencial por Variação de Fase em Quadratura
DSP	Digital Signal Processing Processamento Digital de Sinais
EAM	Electro-Absorption Modulator Modulador por Eletro-Absorção
EDFA	Erbium Doped Fibre Amplifier Amplificador Ópticos à Fibra Dopada com Érbio
EDP	Equivalent Differential Phase Fase Equivalente Diferencial
FEC	Forward Error Correction Correção Adiantada de Erros
FWM	Four Wave Mixing Mistura de Quatro Ondas
IM/DD	Intensity Modulation and Direct Detection Modulação de Intensidade e Detecção Direta
IQM	IQ Modulator Modulador IQ
ITU	International Telecommunication Union União Internacional de Telecomunicações
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação
LED	Light Emitting Diode Diodo Emissor de Luz
MSM	Metal-Semiconductor-Metal Photodiode Fotodetector Metal-Semicondutor-Metal

MZDI	Mach-Zehnder Delay Interferometer Interferômetro de Atraso de Mach-Zehnder
MZM	Mach-Zehnder Modulator Modulador de Mach-Zehnder
NRZ	Non-Return-to-Zero Pulso sem Retorno ao Zero
OOK	On-Off Keying Chaveamento Ligado-Desligado
OPLL	Optical Phase-Locked Loop Laço de Travamento de Fase Óptico
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio Relação Sinal-Ruído Óptica
PDM	Polarization Division Multiplexing Multiplexação por Divisão de Polarização
PIN	PIN Photodiode Fotodetector PIN
PM	Phase Modulator Modulador de Fase
PMD	Polarization Mode Dispersion Dispersão por Modo de Polarização
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence Sequência de Bits Pseudo-Aleatória
PSD	Power Spectral Density Densidade Espectral de Potência
PSK	Phase Shift Keying Modulação por Variação de Fase

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
	Modulação de Amplitude em Quadratura
RF	Radio Frequency
	Rádio Frequência
RZ	Return-to-Zero
	Pulso com Retorno ao Zero
SE	Spectral Efficiency
	Eficiência Espectral
WDM	Wavelength Division Multiplexing
	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda

Introdução

Durante o último século observou-se uma revolução tecnológica mundial. O advento de equipamentos como computadores, celulares, *smartphones*, *tablets*, *videogames*, dentre outros, em conjunto com a crescente interligação de toda a rede de telecomunicações mundial através de tecnologias como a Internet, alterou significativamente o estilo de vida de grande parte da população. Entretanto, essa revolução só foi possível graças ao desenvolvimento científico e a quebra de paradigmas tecnológicos, que ofereceram os pré-requisitos técnicos para a criação dos produtos finais oferecidos pelo mercado. É nesse cenário que o advento de sistemas de comunicação ópticos foi fundamental, já que eles ofereceram os recursos necessários para sustentar a crescente demanda por banda de transmissão requerida pela revolução digital.

A grande banda disponível em uma fibra óptica fez com que, por vários anos, técnicas de modulação avançadas não fossem consideradas, já que mesmo técnicas com uma baixa eficiência espectral eram suficientes para suprir a demanda do mercado. Porém, com o crescimento exponencial da quantidade de dados que trafegam na rede óptica internacional, opções que oferecessem um melhor aproveitamento da banda oferecida por uma fibra óptica passaram a ser consideradas como alternativa para aumentar a capacidade dos sistemas ópticos. Dentre elas, as mais promissoras envolviam constelações de maior complexidade e recepção coerente.

As técnicas de modulação tradicionais em óptica costumam basear-se na modulação exclusiva da amplitude do sinal, dentre elas tem-se como destaque a modulação OOK (*on off*

keying). No final da década de 80 e o início da década de 90, passou-se a considerar o uso de técnicas de modulação coerentes, as quais tiveram como motivação inicial a possibilidade de aumentar a sensibilidade dos receptores e, portanto, a distância entre os repetidores opto-eletrônicos, fator que representava um empecilho econômico para redes ópticas de grande comprimento. Nestas técnicas, não só a amplitude da onda eletromagnética poderia ser modulada, mas também a sua fase, frequência e polarização poderiam ser variadas para carregar informações. Apesar de avanços significativos terem sido realizados neste sentido, o surgimento de amplificadores ópticos, especialmente baseados em fibras dopadas com Érbio (EDFA), propiciou uma evolução dominante através da implementação de redes com multiplexação pelo comprimento de onda (WDM), ainda fazendo uso de técnicas de modulação simples como a OOK.

Apesar da dormência tecnológica que os sistemas ópticos coerentes sofreram durante a década de 90, a tendência de crescimento da exigência por banda de transmissão se manteve, e novas evoluções tecnológicas foram procuradas para aumentar a capacidade de transmissão em sistemas ópticos. Com a rede WDM já estabelecida, através da divisão da banda de transmissão da fibra em diversos canais segundo a regulamentação do ITU, a atenção voltou-se novamente durante a última década para técnicas de modulação avançadas e sistemas coerentes. Neste novo cenário, a popularização de sistemas de comunicação digitais permitiu que um novo conceito de modulação coerente fosse concebido, já que agora boa parte dos processos necessários para a recuperação da informação de fase e frequência podem ser realizados através do processamento digital de sinais (DSP), o qual também permite a compensação de ruídos e efeitos não-lineares inerentes ao sistema de transmissão, além da inclusão de técnicas de codificação e códigos corretores de erros. Através do uso de sistemas coerentes, uma maior eficiência espectral pode ser alcançada, respeitando-se a largura de banda limitada de um canal WDM graças à variação da amplitude, da fase, e da polarização do sinal, permitindo que diversos bits sejam codificados em símbolos a serem transmitidos.

Dentre uma grande gama de novas técnicas de modulação que surgiram nesse novo cenário, destacam-se a modulação por variação da fase (PSK - *phase shift keying*) e a modulação de amplitude em quadratura (QAM - *quadrature amplitude modulation*), que serão desenvolvidas e estudadas com maiores detalhes dentro desta dissertação. Enquanto a primeira técnica citada se baseia somente na variação da fase do sinal, para a criação de constelações com amplitude constante, a segunda utiliza a variação da fase em conjunto com a amplitude para a criação de constelações mais complexas e com maior quantidade de símbolos.

Objetivos

O trabalho tem por objetivo testar e caracterizar a bancada de testes projetada e construída pelo professor Evandro Conforti, como tarefa na coordenação do Convênio PITE-FAPESP-Padtec, Proc. 56.024-4, intitulado “Tecnologias Ópticas Coerentes”. Nessa etapa do projeto, o objetivo principal é a caracterização de diversos componentes essenciais do sistema, com destaque para os moduladores em quadratura. O equipamento em questão conta com dois moduladores, responsáveis pela geração do sinal DQPSK e 16QAM. Após a geração destes dois sinais, o trabalho a ser desenvolvido envolverá a análise da degradação de um sinal modulado em 16QAM, tendo sua taxa de dados variando em uma faixa de 2 até 56 Gbit/s, quando na presença de um sinal interferente vizinho e modulado em DQPSK, com sua taxa também variando de 2 até 56 Gbit/s. A proposta inicialmente apresentada definia a análise a ser efetuada tendo como base os diagramas de olho de ambos os sinais em função da distância óptica entre os dois canais. Este trabalho foi desenvolvido em paralelo com a tese de doutorado de Peterson Rocha, que envolve estudos acerca do mesmo assunto. Os efeitos não lineares resultantes da interferência entre os canais, da geração, transmissão e recepção dos mesmos ao longo do enlace óptico são assuntos da tese do Peterson Rocha e não serão analisados nesta dissertação.

Capítulo 1

Geração e Recepção de Sinais Ópticos

A transmissão de uma informação através de uma onda eletromagnética pode se basear na manipulação de diversas características desta onda, tais como a sua amplitude, fase, frequência e polarização. No início dos sistemas de comunicações ópticas, optava-se de maneira praticamente exclusiva por técnicas de modulação de amplitude. Porém, com a crescente necessidade por um melhor aproveitamento da banda de transmissão de uma fibra óptica, técnicas mais avançadas passaram a ser consideradas e desenvolvidas, fazendo uso também da manipulação da fase e da polarização dos sinais. Essa tendência levou ao desenvolvimento de técnicas de modulação coerente, que atualmente são utilizadas em conjunto com o processamento digital de sinais (DSP - *digital signal processing*) e com a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *wavelength division multiplexing*) para a estruturação de uma rede capaz de suprir a demanda do mercado. Tais técnicas se baseiam em formatos de modulação multinível, que além do melhor aproveitamento da banda de transmissão de uma fibra óptica, prometem atenuar os efeitos lineares e não lineares responsáveis pela degradação do sinal durante a sua transmissão e reduzir a frequência de operação exigida para os componentes eletrônicos presentes no sistema, reduzindo a sua complexidade e o seu custo financeiro, através da possibilidade de transmissão em uma taxa de símbolos menor para uma mesma taxa de bits.

Nos capítulos de fundamentação teórica será realizado um embasamento geral dos componentes, métodos e etapas necessários para a geração e recepção de um sinal óptico, de maneira não restrita às tecnologias utilizadas nas técnicas avançadas, de modo a criar um panorama geral da evolução tecnológica nessa área nas últimas décadas. Visa-se, desta forma, estabelecer a base teórica necessária para a abordagem específica das principais técnicas desenvolvidas para a modulação de um sinal óptico. Um enfoque especial é concedido à modulação diferencial por variação de fase em quadratura (DQPSK - *differential quadrature phase shift keying*) e à modulação de amplitude em quadratura (QAM - *quadrature amplitude modulation*), já que estas constituem as técnicas incluídas no projeto inicialmente proposto, exigindo um embasamento teórico mais completo.

1.1 Transmissores Ópticos

O bloco de transmissão de um enlace óptico é responsável pela geração do sinal de luz e a sua modulação, envolvendo todos os elementos eletrônicos necessários para controlar a operação dos dispositivos ópticos, de modo que um sinal de entrada elétrico seja convertido em um sinal de luz correspondente. Uma vez que o sinal tenha sido gerado e modulado ele pode ser acoplado a uma fibra óptica que será a responsável pelo guiamento da sua propagação até o receptor, onde deverá ser novamente convertido para o domínio elétrico.

Fica claro que o componente vital para a realização desse processo é a fonte responsável pela geração do feixe de luz a ser modulado e transmitido. Para isso existem dois processos físicos básicos nos quais a geração de fótons no interior de um material formado por camadas semicondutoras pode se basear, nominalmente tem-se a emissão espontânea e a emissão estimulada, cujos esquemas estão representados na Figura 1.1.

Ambos os processos dependem da existência da inversão populacional, onde portadores

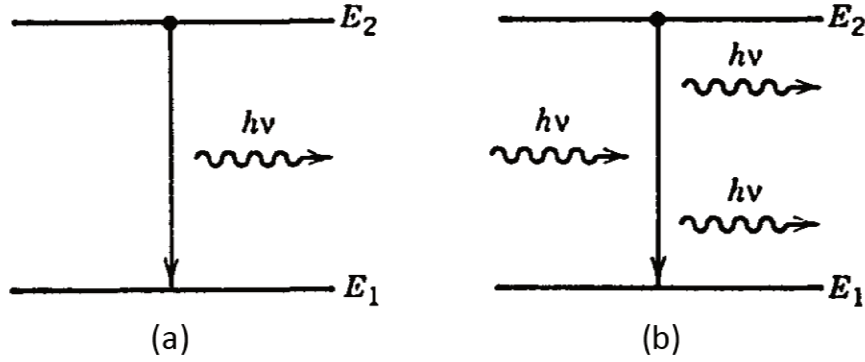


Figura 1.1: Processo de (a) emissão espontânea e (b) emissão estimulada (Agrawal 2010).

elétricos (elétrons e lacunas) presentes em junção semicondutora do tipo *pn*, que pode ser visualizada no esquema estrutural básico apresentado na Figura 1.2, são excitados por um potencial elétrico derivado da polarização direta da estrutura, migrando para regiões de maior energia, representadas na Figura 1.1 pela camada E_2 . Como seu estado energético não é estável, é inevitável que ocorra a sua transição para o seu nível fundamental, representado pela camada E_1 , processo no qual o excesso de energia será emitido pela geração de um fóton com energia $E_g = E_2 - E_1 \approx hc/\lambda$, onde h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz no vácuo e λ é o comprimento de onda do fóton emitido (Agrawal 2010).

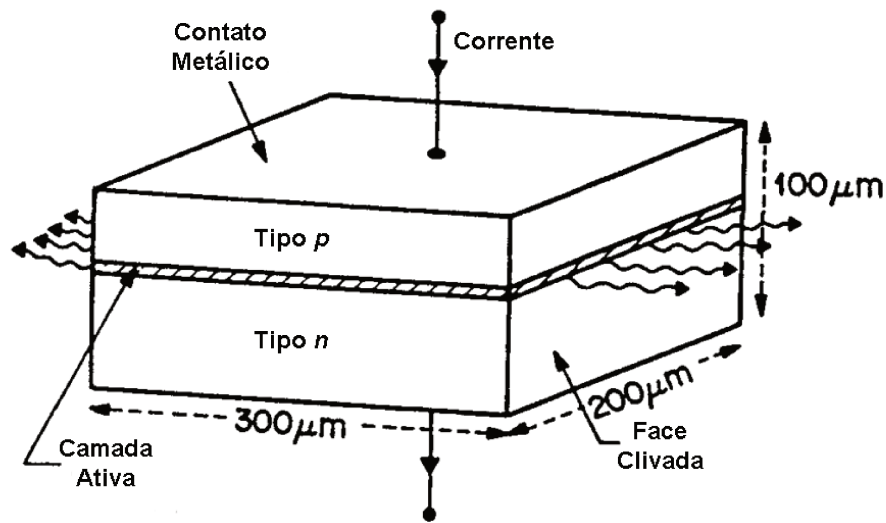


Figura 1.2: Estrutura básica de um LASER (Agrawal 2010).

No caso da emissão espontânea, a transição dos portadores elétricos ocorre de forma aleatória, de modo que não há nenhum controle sobre a fase, frequência ou direção dos fótons emitidos. Os LEDs (*light emitting diode*) têm o seu funcionamento baseado nesse processo, caracterizando um espectro de emissão com largura de linha ampla e com fótons se propagando de forma incoerente. Tais propriedades tornam esses elementos apropriados somente para taxas de transmissão baixas em pequenas distâncias, sendo que sua principal vantagem é ser economicamente viável para aplicações de baixo custo.

Já o processo de emissão estimulada se sustenta graças a existência de um mecanismo de realimentação, onde a transição dos portadores elétricos é estimulada por um fóton transitando na região ativa da estrutura semicondutora, de modo que o fóton emitido no processo irá possuir as mesmas características de fase, frequência e direção do fóton original, caracterizando a emissão coerente de luz. Graças a existência de semi-espelhos nas extremidades da estrutura, parte dos fótons fica confinada em seu interior sustentando o processo de realimentação, que permite a emissão de um sinal de luz potente, com largura espectral estreita e altamente direcional. Esse processo é a base para o funcionamento dos LASERs (*light amplification by stimulated emission of radiation*), que são capazes de operar em enlaces ópticos de maior alcance e em altas taxas de transmissão.

Como pode ser percebido pela comparação das características dos elementos emissores de luz, os LASERs são os mais adequados para a geração dos sinais em modulações avançadas em altas taxas de transmissão como o DQPSK e o QAM, sendo parte fundamental dos processos de modulação aqui abordados. Após a geração desse sinal, resta analisar as técnicas para a sua modulação, esse processo pode ser realizado através da modulação direta ou externa, técnicas que serão tratadas na sequência.

1.1.1 Modulação Direta

Essa técnica de modulação só permite a manipulação da amplitude do sinal, entretanto ainda é largamente utilizada em sistemas de comunicação óptica de menor complexidade. Nela as variações de amplitude do sinal óptico são geradas a partir da variação direta da corrente de polarização do dispositivo responsável pela geração da luz, papel que pode ser desempenhado tanto por um LASER como por um LED. Para isso, uma corrente elétrica direta (DC - *direct current*) é utilizada para polarizar a fonte óptica próxima do seu limite de condução, no caso específico de um LASER. Sobre esse sinal de polarização soma-se uma segunda corrente, neste caso alternada (AC - *alternate current*), que irá variar de acordo com a sequência de bits a ser transmitida, como pode ser visualizado na Figura 1.3. Quando uma corrente de maior intensidade alimentar o LASER, o seu limite de emissão será alcançado e fótons serão gerados em grande quantidade, aumentando a potência do sinal óptico emitido. Em contraste, quando a corrente de alimentação do dispositivo for baixa e próxima do limite de emissão, não haverá a geração de uma quantidade apreciável de fótons por emissão estimulada, de forma que uma potência óptica desprezível será emitida.

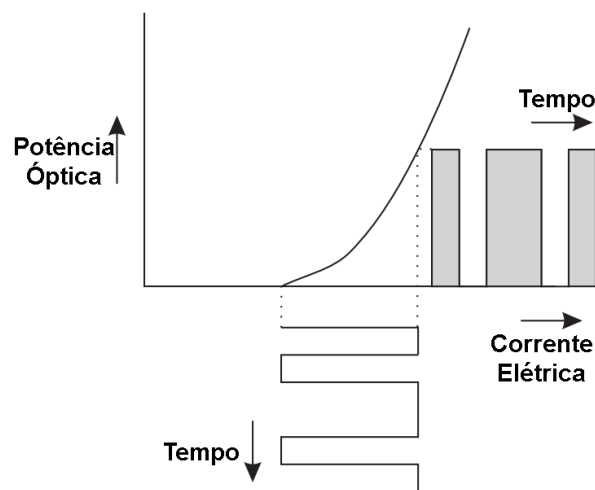


Figura 1.3: Modulação direta de um sinal óptico (Ramaswami et al. 2010).

O desempenho do sistema está diretamente interligado a como os pulsos ópticos irão acompanhar as variações dos pulsos elétricos (Agrawal 2010). Na prática eles não serão capazes de imitar as variações abruptas da corrente elétrica, além de haver um atraso entre os dois sinais, uma vez que há um tempo necessário para que os fótons sejam gerados através da transição dos portadores elétricos entre seus estados energéticos (Agrawal 2010). Ainda há um alargamento do espectro de frequências (*chirp*) emitido pelo LASER e uma modulação de fase residual, uma vez que a variação da corrente de polarização não altera somente a potência do sinal emitido, mas também características como o índice de refração efetivo da junção semicondutora (Agrawal 2010) (Ramaswami et al. 2010). Por fim, a razão de extinção (relação entre a potência óptica para bits em nível lógico alto e baixo) tende a ser limitada, uma vez que o seu aumento está interligado com uma presença mais marcante dos efeitos não lineares anteriormente citados. Esses fatores tornam essa técnica apropriada somente para transmissões em taxas inferiores a 10 Gb/s (Agrawal 2010) e razões de extinção próximas a 7 dB (Ramaswami et al. 2010).

1.1.2 Modulação Externa

As limitações da modulação direta quanto à taxa de transmissão, diretamente relacionadas com o tempo necessário para a geração dos fótons e com o alargamento espectral que torna o sistema mais suscetível a dispersão, fez com que técnicas de modulação externa se tornassem necessárias. Neste caso faz-se uso de um modulador externo, que manipula o sinal constante (CW - *continuous wave*) gerado pela fonte óptica, geralmente um LASER, atribuindo a ele variações de amplitude ou fase condizentes com a informação a ser transmitida. Desse modo a corrente de polarização permanece constante, possibilitando um melhor desempenho do LASER, além de haver uma maior velocidade nos processos físicos responsáveis pela manipulação do sinal, possibilitando a operação em taxas acima de 10 Gb/s (Agrawal 2010).

Modulador por Eletro-Absorção (EAM - *electro-absorption modulator*) faz uso do efeito Franz-Keldysh ou efeito Stark, no qual a aplicação de um campo elétrico em uma junção semicondutora altera a diferença entre suas camadas energéticas (*bandgap*) (Agrawal 2010) (Ramaswami et al. 2010). Quando nenhum campo elétrico está sendo aplicado ao modulador, a energia dos fótons que transitam em seu interior não é suficiente para promover a excitação de um elétron de sua camada fundamental para uma de mais alta energia, dessa forma não é possível que o meio absorva o fóton que completa seu percurso pelo interior do componente sendo transmitido para a fibra óptica. Entretanto, graças ao efeito citado, quando uma tensão elétrica suficientemente grande é aplicada ao semicondutor, a diferença entre suas camadas energéticas diminui, e os fótons que transitam em seu interior são absorvidos através da excitação de portadores elétricos, reduzindo a potência óptica na saída do modulador. Fica claro, que o dispositivo somente é capaz de variar a amplitude do sinal óptico, sendo possível utilizá-lo somente em modulações de amplitude como a OOK.

A sua estrutura é simples, sendo formada basicamente por uma junção semicondutora *pn*, como é possível visualizar na Figura 1.4, composta basicamente pelos mesmos materiais que constituem um LASER. Dessa forma, a principal vantagem desse componente é a possibilidade de integrá-lo facilmente com a fonte óptica, resultando em um equipamento mais barato e economicamente atrativo em comparação a outros moduladores externos (Ramaswami et al. 2010). Apesar de em menor intensidade, aqui também ocorre um alargamento do espectro do sinal, como ocorria na modulação direta, fato resultante da existência de uma modulação de fase residual (Ramaswami et al. 2010). O seu desempenho é adequado para operação em taxas de transmissão de até 10 Gb/s (Ramaswami et al. 2010) e com razão de extinção superior a 15 dB (Agrawal 2010).

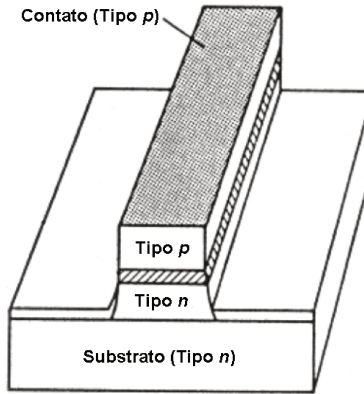


Figura 1.4: Estrutura do modulador por eletro-absorção (Agrawal 2010).

Modulador de Fase (PM - *phase modulator*) é o dispositivo mais simples capaz de manipular a fase de um sinal óptico, fazendo uso do efeito Pockels (Seimetz 2009). Sua estrutura é formada basicamente por um guia de onda posicionado em um substrato de niobato de lítio (LiNbO_3) com dois eletrodos para a aplicação de uma tensão elétrica em suas extremidades, como pode ser visualizado na Figura 1.5. O dispositivo faz uso da propriedade do niobato de lítio de variar o seu índice de refração efetivo de acordo com uma tensão elétrica de controle aplicada em sua estrutura (Agrawal 2010). Com a variação do índice de refração, a velocidade de propagação da luz no interior do dispositivo é alterada, fato que pode ser interpretado como uma variação de fase, de modo que com um controle eletrônico apropriado, é possível alterar a fase do sinal de acordo com a modulação de uma sequência de bits.

A variação da fase do sinal $\varphi_{\text{PM}}(t)$ é dependente do comprimento de onda λ da luz que se propaga no interior do modulador, do comprimento do eletrodo de controle l_{el} e da variação no índice de refração efetivo da região Δn_{eff} , como é possível verificar na equação 1.1 (Seimetz 2009).

$$\varphi_{\text{PM}}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff} l_{el} \quad (1.1)$$

Como a variação no índice de refração efetivo Δn_{eff} é linearmente dependente da tensão

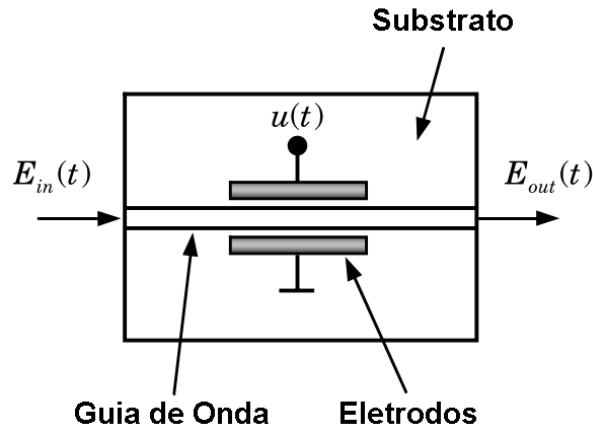


Figura 1.5: Estrutura do modulador de fase (Seimetz 2009).

elétrica aplicada nos eletrodos $u(t)$, a variação de fase $\varphi_{PM}(t)$ seguirá a mesma relação para um determinado comprimento de onda λ (Seimetz 2009). Assim é possível definir uma tensão para a qual a defasagem seja igual a 180° , denominada V_π , de forma que a relação entre o sinal de entrada e saída do modulador pode ser definida pela equação 1.2 (Seimetz 2009). Tal parâmetro constitui um dado típico e fundamental para o projeto de moduladores mais complexos que fazem uso de blocos constituídos por moduladores de fase, na prática variando de 3 V à 5 V (Agrawal 2010).

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t) e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi} \quad (1.2)$$

Modulador de Mach-Zehnder (MZM - *Mach-Zehnder modulator*) é um dispositivo que alia as propriedades de um modulador de fase com os princípios da interferometria. Para melhor entender o seu funcionamento o esquema apresentado na Figura 1.6 pode ser utilizado. A sua estrutura pode ser entendida basicamente como dois moduladores de fase, compostos por um guia de onda em um substrato de niobato de lítio, entretanto o sinal de luz ao entrar no modulador é separado em dois braços, cada um com seu próprio modulador de fase controlado independentemente. Após passar pelos moduladores de fase, o sinal propagante em cada braço é recombinado, criando um padrão de interferência dependente do atraso de fase em cada um

dos braços do modulador.

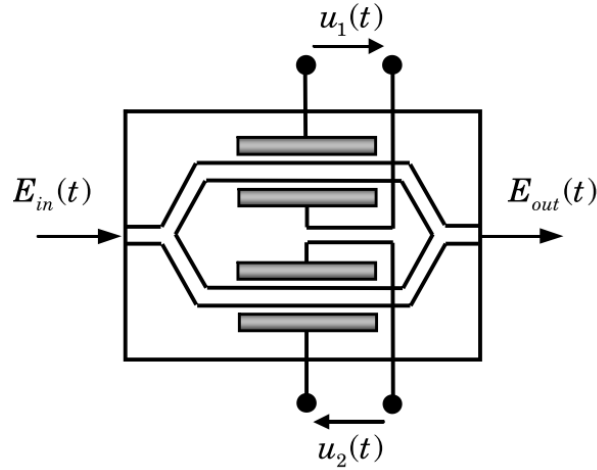


Figura 1.6: Estrutura do modulador de Mach-Zehnder (Seimetz 2009).

Tal padrão de interferência pode ser definido pela equação 1.3, onde $\varphi_1(t)$ e $\varphi_2(t)$ representam as defasagens em cada braço do modulador (Seimetz 2009).

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (1.3)$$

Utilizando novamente a definição de V_π como o valor da tensão de controle $u(t)$ necessária para que um atraso de 180° seja obtido, é possível definir as defasagens em cada braço segundo a equação 1.4 (Seimetz 2009).

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi_1}} \pi \quad \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi_2}} \pi \quad (1.4)$$

Através da variação das tensões de controle, é possível definirem-se dois modos principais de operação para o MZM. No primeiro caso, as duas tensões possuem o mesmo módulo e o mesmo sinal, significando que o modulador está trabalhando no modo *push-push*, onde as defasagens produzidas por cada braço serão idênticas, assim $\varphi(t) = \varphi_1(t) = \varphi_2(t)$ (Seimetz 2009). Dessa forma sempre haverá um padrão de interferência construtivo na saída do modulador, que

irá operar com uma modulação de fase pura, de maneira muito semelhante ao que ocorre no caso do modulador de fase. Entretanto, se o modulador operar no modo *push-pull*, onde as tensões de controle possuem o mesmo módulo, mas sinais opostos, fases opostas serão criadas, assim $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$ e $\Delta\varphi_{\text{MZM}}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi(t)$ (Seimetz 2009). Dessa forma, se diferença entre as defasagens dos dois braços for igual a 180° , os sinais irão apresentar um padrão de interferência destrutivo, ocasionando a anulação do campo elétrico na saída do dispositivo (Agrawal 2010). A composição de padrões de interferência construtivos e destrutivos possibilita que o MZM opere como um modulador de amplitude, tendo o campo elétrico de saída definido pela equação 1.5 (Seimetz 2009).

$$E_{\text{out}}(t) = E_{\text{in}}(t) \cos \left[\frac{\Delta\varphi_{\text{MZM}}(t)}{2} \right] = E_{\text{in}}(t) \cos \left[\frac{u(t)}{2V_\pi} \pi \right] \quad (1.5)$$

A sua utilização em sistemas baseados em modulação de fase pura, através da operação no modo *push-push*, é limitado, uma vez que, por ser formado por dois moduladores de fase em paralelo, ele apresenta desempenho semelhante ao uso de somente um modulador deste tipo, entretanto com maior complexidade construtiva. Entretanto, como modulador de amplitude no modo *push-pull*, o seu desempenho apresenta características superiores em comparação com outros métodos, em especial com a modulação direta. Possui razão de extinção na faixa de 15 dB até 20 dB (Ramaswami et al. 2010), com boa velocidade de transição entre níveis de potência altos e baixos, possibilitando o seu uso para taxas de transmissão superiores à 10 Gb/s (Agrawal 2010). Entretanto, apresenta grande perda de inserção, favorecendo o uso do EAM para algumas aplicações (Agrawal 2010). Por fim, em comparação com todas as técnicas apresentadas para a modulação de amplitude, o uso do MZM apresenta o melhor desempenho em relação ao alargamento do espectro de frequências do sinal de saída (Ramaswami et al. 2010), sendo ideal para aplicações em altas taxas e em presença de efeitos de dispersão cromática.

Modulador IQ (IQM - *IQ Modulator*) é formado pela combinação de dois moduladores de Mach-Zender com um modulador de fase, como é possível verificar no esquema apresentado na Figura 1.7. De maneira semelhante ao que ocorre no MZM, padrões de interferência são utilizados para compor o sinal de saída. Inicialmente o feixe óptico é dividido em dois braços, um deles relativo ao sinal em fase, representado pela letra I , e o segundo relativo ao sinal em quadratura, representado pela letra Q . Ambos os sinais I e Q passam por moduladores MZM operando no modo *push-pull*, de modo a criar interferências destrutivas ou construtivas que, através do controle das tensões de cada interferômetro, possibilitem a manipulação da amplitude do sinal. Um modulador de fase adicional é posicionado no braço relativo ao sinal em quadratura, possibilitando que uma defasagem, geralmente fixa em 90° , seja atribuída a esse sinal. Dessa forma, através da variação das tensões de controle de todos os blocos do dispositivo e após a recombinação do sinal propagante em cada braço do modulador, é possível criar constelações com símbolos em qualquer quadrante do plano IQ. Essa propriedade torna o modulador IQ a opção mais apropriada para modulações avançadas em multiníveis.

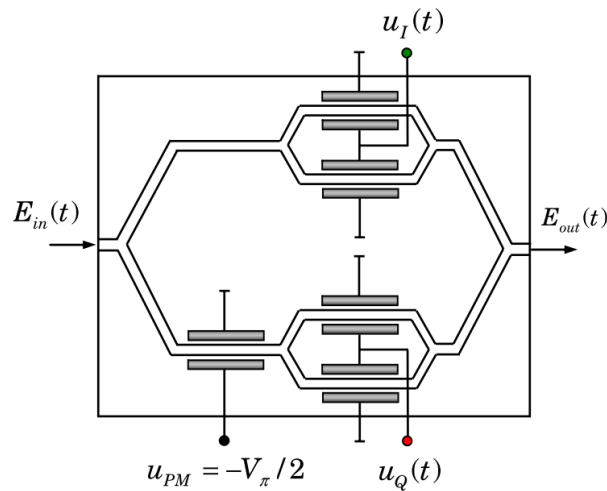


Figura 1.7: Estrutura do modulador IQ (Seimetz 2009).

Novamente, as defasagens em cada braço do modulador podem ser definidas em relação a um valor de tensão V_π relativo a porta de controle $u(t)$ responsável por gerar um atraso de

fase de 180° , como demonstrado na equação 1.6 (Seimetz 2009).

$$\Delta\varphi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V_{\pi_I}}\pi \quad \Delta\varphi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V_{\pi_Q}}\pi \quad (1.6)$$

Definindo o valor do atraso na fase no caminho Q em 90° , como é usual para modulação DQPSK e QAM, tem-se a relação entre o campo elétrico de saída e entrada do dispositivo definida pela equação 1.7 (Seimetz 2009).

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right) \quad (1.7)$$

Como é possível perceber, a relação entre a entrada e saída apresentada na equação 1.7 é definida por um número complexo. Portanto, ao utilizar as propriedades de Euler e relações trigonométricas é possível derivar a amplitude da modulação $a_{IQM}(t)$ e fase da modulação $\varphi_{IQM}(t)$, como demonstrado nas equações 1.8 e 1.9.

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_I(t)}{2V_{\pi}}\pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_Q(t)}{2V_{\pi}}\pi\right)} \quad (1.8)$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \arg\left[\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)}\right] = \arctan\left\{\frac{\cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_{\pi}}\pi\right)}{\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_{\pi}}\pi\right)}\right\} \quad (1.9)$$

1.2 Receptores Ópticos

Uma vez que toda a infraestrutura do usuário final costuma ser baseada na manipulação de sinais elétricos, faz-se necessário que após a sua transmissão no domínio óptico as informações sejam convertidas mais uma vez para o domínio elétrico, papel desempenhado pelos receptores ópticos. Apesar desse bloco do sistema ser formado por diversos componentes, a peça fundamental nesse processo é conhecida como fotodetector e é responsável pela conversão opto-elétrica

propriamente dita. Dentre os requerimentos básicos para o seu bom funcionamento em enlaces ópticos pode-se citar a necessidade de apresentarem alta sensibilidade, resposta rápida, baixo ruído, baixo custo econômico e alta confiabilidade (Agrawal 2010).

Estruturalmente os fotodetectores são muito semelhantes aos LASERs e LEDs anteriormente analisados, apresentando camadas sobrepostas de materiais semicondutores dopados com impurezas do tipo p ou n , como pode ser observado no esquema estrutural básico apresentado na Figura 1.8. A diferença elementar é que aqui o processo físico que fundamenta a sua operação é conhecido como absorção, em contraste com a emissão espontânea ou estimulada analisada na geração de sinais ópticos, que se torna possível graças à polarização reversa da junção semicondutora.

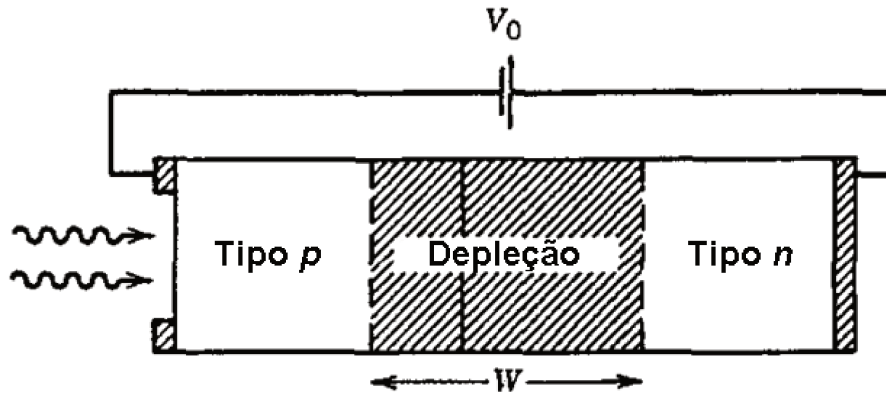


Figura 1.8: Estrutura básica de um fotodetector (Agrawal 2010).

A polarização reversa da estrutura semicondutora em conjunto com a junção pn originam a formação de uma zona livre de portadores elétricos, conhecida como região de depleção e que também pode ser visualizada na Figura 1.8. Esse processo pode ser compreendido através da constituição de um campo elétrico na estrutura do fotodetector, de modo que os elétrons anteriormente livres ficam confinados no lado n incapazes de transitar para o lado p . O contrário é válido para as lacunas, deste modo evita-se que haja a formação de uma corrente elétrica no interior da estrutura do componente em seu estado estacionário. A situação se altera quando

fótons são injetados na região de depleção, graças ao processo de absorção no qual a energia do fóton possibilita que um elétron transite entre camadas energéticas. De maneira oposta à emissão representada na Figura 1.1, agora o elétron transita de uma camada de menor energia E_1 para uma de maior energia E_2 , de modo que um par elétron-lacuna é formado. Novamente o campo elétrico anteriormente mencionado age, fazendo com que o elétron recém originado seja acelerado para a região n e a lacuna para a região p da junção semicondutora, fenômeno que pode ser interpretado como a formação de uma corrente elétrica, que, portanto, será proporcional à intensidade do sinal óptico injetado no fotodetector (Agrawal 2010). De maneira análoga ao que ocorre na geração de fótons, a constante de Planck h governa a relação entre a diferença energética E_g existente entre as camadas em que o elétron transita e o comprimento de onda λ do fóton absorvido, fenômeno definido segundo a equação 1.10, onde c é a velocidade da luz e e é a carga do elétron (Ramaswami et al. 2010). Desta forma, as propriedades físicas dos semicondutores utilizados, em especial a distribuição de suas camadas de energia, interferem diretamente na largura de banda do componente, determinando a máxima frequência que pode ser convertida para o domínio elétrico pelo fotodetector.

$$h f_c = \frac{hc}{\lambda} \geq e E_g \quad (1.10)$$

O fenômeno sobre o qual a fotodetecção é baseada é bastante comum, de fato um simples bloco de material semicondutor é capaz de realizar a conversão eletro-óptica sem a necessidade do emprego de nenhuma estrutura adicional. Entretanto, nesse caso, os elétrons e lacunas geradas pela absorção de fótons acabam se recombinando aleatoriamente no interior da estrutura, tornando o componente altamente ineficiente, já que a corrente elétrica total gerada é reduzida drasticamente. Portanto, se faz necessário o emprego de estruturas compostas por semicondutores dopados e de técnicas de manipulação da topologia de suas camadas, de maneira

a gerar um fluxo organizado e eficiente de corrente elétrica. (Ramaswami et al. 2010).

A estrutura apresentada na Figura 1.8 dá origem ao fotodetector pn , nome derivado da constituição de suas camadas semicondutoras. Apesar de funcional essa proposta não apresenta um desempenho adequado para as exigências tecnológicas dos sistemas ópticos atuais, especialmente graças ao tamanho diminuto da região de depleção. Uma forma de aprimorar o desempenho desse tipo de dispositivo se dá através da inserção de uma nova camada semicondutora entre as regiões p e n do modelo tradicional, conhecida como região i de intrínseca, originando os fotodetectores pin . Graças as suas características derivadas da pequena quantidade de dopantes presentes em sua constituição, essa camada possui alta resistência elétrica, aumentando significativamente o campo elétrico na área denominada intrínseca e consequentemente o tamanho da região de depleção (Agrawal 2010). Desta forma, a maior parte dos fótons são absorvidos na região de depleção do fotodetector, aumentando a sua sensibilidade, eficiência e responsividade, valor que relaciona a potência óptica incidente com a corrente elétrica originada (Ramaswami et al. 2010). Entretanto o tempo de deriva dos portadores elétricos gerados e acelerados para fora de região de depleção também aumenta devido à maior distância a ser percorrida, aumentando o tempo de resposta do fotodetector e limitando a sua banda de operação (Agrawal 2010). Portanto há um compromisso entre velocidade e sensibilidade que deve ser analisado para cada caso específico, e que pode ser ajustado através da variação do tamanho da camada intrínseca.

Outra implementação possível para o melhor desempenho de fotodetectores é a criação de efeito em cascata no interior do dispositivo, de modo que um portador elétrico seja capaz de gerar outros, originando os fotodetectores de avalanche (APD - *avalanche photodiode*). O efeito de avalanche se dá através da criação de uma região com campo elétrico intenso entre a região i e a n , fato possível graças à inserção de uma nova camada semicondutora dopada com impurezas do tipo p neste local. O campo intenso faz com que o elétron gerado na camada de depleção

seja acelerado de modo a ganhar energia cinética suficiente para que, ao se chocar com outros portadores da estrutura cristalina, gere novos pares elétron-lacuna, representando um ganho de corrente ao sistema e melhorando significativamente a sua responsividade. Essa propriedade faz com que, em comparação com fotodetectores PIN, o APD apresente maior eficiência, responsividade e banda de operação. Entretanto, há a geração de uma maior quantidade de ruído e um aumento na complexidade do sistema, já que a tensão necessária para a sua operação aumenta significativamente.

Por fim há a possibilidade de se utilizar uma única camada semicondutora posicionada entre duas placas metálicas, originando os fotodetectores conhecidos como MSM (*metal-semiconductor-metal*). Neste caso, não há a formação de uma junção semicondutora *pn*, como ocorria nos casos anteriores, destinada à criação de um campo elétrico que evitava a deriva de portadores permitindo a criação da camada de depleção. Agora o princípio básico de funcionamento se dá graças a formação de uma barreira Schottky na região de junção entre o metal e o semicondutor, que, de maneira similar ao que ocorre no fotodetector PIN, evita o fluxo de elétrons de um meio para o outro. Novamente, quando um par elétron-lacuna é formado pela absorção de um fóton na estrutura cristalina do semicondutor ele é acelerado em direção aos polos metálicos originando uma corrente elétrica (Agrawal 2010). O desempenho apresentado por esse tipo de componente costuma ser satisfatório, especialmente no que diz respeito a velocidade de resposta e, conseqüentemente, banda de operação. Todavia, existem dificuldades técnicas em relação à sua construção, especialmente pela impossibilidade de posicionar as duas lâminas metálicas em lados opostos de uma fina camada semicondutora. Esse problema costuma ser solucionado através do posicionamento dos contatos metálicos no mesmo lado do semicondutor, facilitando também a injeção de luz no componente, que anteriormente seria prejudicada pela opacidade do metal (Agrawal 2010).

Entretanto, antes de o sinal ser adequado para a fotodetecção propriamente dita, ele ge-

almente deve passar por uma série de manipulações, especialmente no domínio óptico, tornando-o adequado para que as informações desejadas sejam recuperadas e permitindo que o sistema atinja sua eficiência máxima. Desta forma, de maneira generalizada, o receptor óptico pode ser visto como um bloco do sistema formado por diversos componentes responsáveis por diversas etapas necessárias na manipulação do sinal até que a conversão eletro-óptica propriamente dita seja possível. Dentro deste processo pode-se citar a necessidade de filtragem para a seleção de um canal WDM específico ou eliminação de ruído, o uso de filtros equalizadores para atenuação de efeitos degradantes decorrentes da transmissão e o pós processamento digital do sinal (DSP), já no domínio elétrico, permitindo a compensação de efeitos não lineares inerentes às fibras ópticas e componentes ópticos envolvidos. Por fim, existem duas técnicas básicas conhecidas como Detecção Direta e Detecção Coerente, que são responsáveis por determinar como o sinal óptico é recebido pelo fotodetector.

1.2.1 Detecção Direta

Como anteriormente abordado, durante suas décadas iniciais as comunicações ópticas foram dominadas pelas técnicas de modulação de intensidade e detecção direta (IM/DD - *intensity modulation and direct detection*). Apesar de sua simplicidade, esse método era capaz de suprir completamente as demandas do mercado, que apesar de estar em franca expansão, ainda estava longe de depender da utilização da completa capacidade de banda das fibras ópticas da época. Devido à facilidade de implementação, baixo custo financeiro e baixa complexidade, a detecção direta sobrevive até os dias de hoje e ainda é largamente utilizada em aplicações que não requerem modulações avançadas ou altas taxas de transmissão.

A principal limitação técnica desse método é a sua capacidade de detectar somente alterações na amplitude do sinal óptico recebido, de modo que qualquer informação modulada

na fase, frequência ou polarização do sinal é completamente perdida durante a sua fotodetecção. Essa propriedade é derivada da forma como a conversão eletro-óptica é realizada, e pode ser percebida considerando que o sinal óptico recebido $E_{SR}(t)$ é descrito pela equação 1.11, onde a variável E_{sr} descreve a amplitude do sinal, ω_{sr} a sua frequência e ϕ_{sr} a sua fase, todas em função do tempo (Bordonalli 2013).

$$E_{SR}(t) = E_{sr}(t) \cos [\omega_{sr}(t) t + \phi_{sr}(t)] \quad (1.11)$$

Já a fotocorrente $i(t)$ é governada pela integral de superfície apresentada na equação 1.12, onde R é a responsividade do fotodetector e a intensidade da luz $\Phi(t)$ é considerada uniformemente distribuída na área A_p do fotodetector (Bordonalli 2013).

$$i(t) = R \int_{A_p} \Phi(t) dS = R \Phi(t) A_p \quad (1.12)$$

Dessa forma, é possível deduzir a equação para a fotocorrente na detecção direta como o apresentado entre as equações 1.13 e 1.16, onde z é a impedância característica do meio e $P_{sr}(t)$ é definido como a potência do sinal recebido (Bordonalli 2013).

$$\Phi(t) = \frac{E_{total}^2(t)}{z} \quad \therefore \quad i(t) = R \frac{E_{total}^2(t)}{z} A_p \quad (1.13)$$

$$i(t) = \frac{R A_p}{z} E_{sr}^2(t) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos [2\omega_{sr}(t) t + 2\phi_{sr}(t)] \right\} \quad (1.14)$$

$$P_{sr}(t) = \frac{E_{sr}^2(t) A_p}{2z} \quad \therefore \quad i(t) = R P_{sr}(t) \{1 + \cos [2\omega_{sr}(t) t + 2\phi_{sr}(t)]\} \quad (1.15)$$

$$i(t) = R P_{sr}(t) + R P_{sr}(t) \cos [2\omega_{sr}(t) t + 2\phi_{sr}(t)] \quad (1.16)$$

Entretanto, o segundo termo da equação 1.16 possui uma frequência igual à $2\omega_{sr}(t)$, ou seja o dobro da frequência do sinal óptico originalmente recebido. Uma vez que esse sinal

está localizado na região dos terahertz ele é completamente eliminado, já que está muito acima da faixa de operação da eletrônica empregada. Desta maneira, as informações da variação de fase representadas pela variável $\phi_{sr}(t)$ e da variação de frequência $\omega_{sr}(t)$ são completamente perdidas juntamente com qualquer dado que eventualmente estivessem carregando. Restando somente o termo dependente da responsividade R e da potência do sinal óptico $P_{sr}(t)$, fica claro que essa técnica de recepção somente é sensível às variações de amplitude do sinal recebido e é possível realizar a simplificação da corrente do fotodetector para detecção direta $i_{DD}(t)$ para sua forma mais conhecida e apresentada na equação 1.17.

$$i_{DD}(t) = R P_{sr}(t) = \frac{R E_{sr}^2(t) A_p}{2z} \quad (1.17)$$

Fica claro nessa análise que a recepção direta não é capaz de detectar de maneira independente a fase e a frequência dos sinais recebidos, apesar da sua baixa complexidade e alta eficiência serem extremamente atrativas para a detecção de sinais modulados em amplitude. Entretanto, existem artifícios que permitem transformar variações de outras propriedades do sinal óptico em variações de amplitude, permitindo que eles sejam diretamente detectados. O caso mais usual envolve a modulação da fase do sinal de maneira diferencial, ou seja, a informação não está presente na fase do sinal em si, mas sim na diferença de fase entre dois símbolos consecutivos. Dessa forma originam-se as modulações diferenciais, das quais destacam-se a modulação de fase diferencial (DPSK - *differential phase shift keying*) e a sua variante em quadratura (DQPSK - *differential quadrature phase shift keying*), que serão analisadas com maiores detalhes posteriormente.

De maneira geral, o artifício utilizado para transformar a informação de fase diferencial em variações de amplitude é um interferômetro com linhas de atraso. A sua constituição pode seguir o proposto por diversas topologias, sendo que a mais usual faz uso de um interferômetro

de Mach-Zehnder (MZDI - *Mach-Zehnder delay interferometer*). Neste momento a análise será baseada no caso generalizado, seguindo o esquema proposto na Figura 1.9, onde pode-se perceber que a sua estrutura é basicamente formada por dois acopladores direcionais de 3 dB, por uma linha de atraso igual ao tempo de símbolo da modulação T_S e por um bloco opcional capaz de inserir um atraso de fase φ_{DLI} para ajustes adicionais na sincronia do sistema.

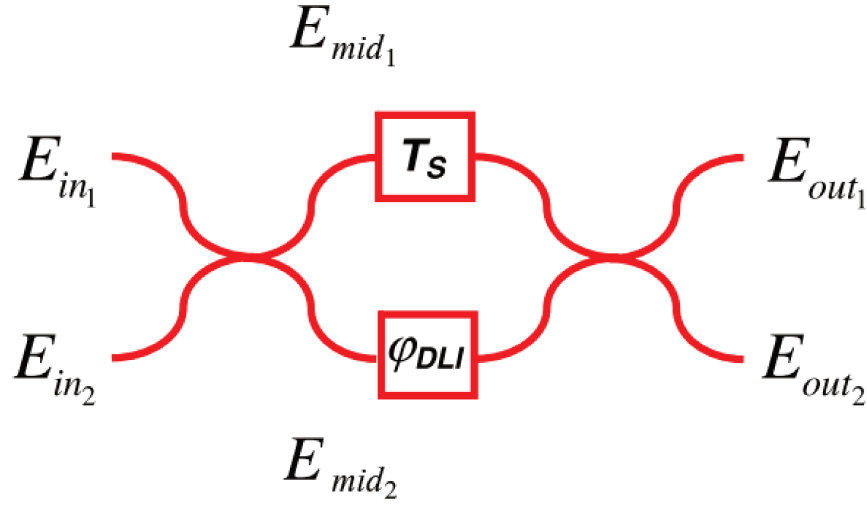


Figura 1.9: Estrutura de um interferômetro de atraso (Seimetz 2009).

Os sinais após o primeiro acoplador direcional em cada uma das pernas do interferômetro, nominalmente E_{mid_1} e E_{mid_2} , podem ser descritos pela equação matricial 1.18, onde tem-se os dois sinais de entrada, E_{in_1} e E_{in_2} , com suas potências divididas para cada caminho acoplado dadas pela divisão por $\sqrt{2}$, e com suas fases rotacionadas através do número imaginário j na matriz quadrada, característica derivada das propriedades físicas do dispositivo e que faz com que esse componente seja também conhecido como híbrida de 180° .

$$\begin{bmatrix} E_{mid_1} \\ E_{mid_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in_1} \\ E_{in_2} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Considerando que o sistema apresente somente uma entrada, neste caso representada por E_{in_1} ,

e conferindo o atraso temporal T_S e a defasagem de fase φ_{DLI} nos seus respectivos braços, a saída do sistema E_{out_1} pode ser determinada como demonstrado através das equações 1.19 até 1.22.

$$\begin{bmatrix} E_{out_1} \\ E_{out_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{mid_1}(t - T_S) \\ E_{mid_2} e^{j\varphi_{DLI}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$E_{out_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} [E_{mid_1}(t - T_S) + jE_{mid_2} e^{j\varphi_{DLI}}] \quad (1.20)$$

$$E_{out_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} [E_{in_1}(t - T_S) + jE_{in_2}(t - T_S) + j e^{j\varphi_{DLI}} (jE_{in_1} + E_{in_2})] \quad (1.21)$$

$$E_{out_1} = \frac{1}{2} [E_{in_1}(t - T_S) - E_{in_1}(t) e^{j\varphi_{DLI}}] \quad (1.22)$$

Realizando o análogo para E_{out_2} , determina-se o conjunto de saídas representadas pela equação 1.23 (Seimetz 2009).

$$\begin{cases} E_{out_1} = \frac{1}{2} [E_{in_1}(t - T_S) - E_{in_1}(t) e^{j\varphi_{DLI}}] \\ E_{out_2} = \frac{j}{2} [E_{in_1}(t - T_S) + E_{in_1}(t) e^{j\varphi_{DLI}}] \end{cases} \quad (1.23)$$

Considerando que a entrada do sistema E_{in_1} seja do tipo representado pela equação 1.24, onde P_S é a potência do sinal óptico, considerada constante, ω_S é a sua frequência, também considerada constante, e $\varphi(t)$ é a sua fase, teremos a potência de saída de cada braço do interferômetro representadas na equação 1.25 (Seimetz 2009).

$$E_{in_1}(t) = \sqrt{P_S} e^{j(\omega_S t + \varphi_S)} e^{j\varphi(t)} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} P_{out_1} = \frac{P_S}{2} \{1 - \cos [\Delta\varphi(t) + \varphi_{DLI}]\} \\ P_{out_2} = \frac{P_S}{2} \{1 + \cos [\Delta\varphi(t) + \varphi_{DLI}]\} \end{cases} \quad (1.25)$$

Neste caso tem-se a variação de fase diferencial representada pela variável $\Delta\varphi(t)$, que será igual à $\varphi(t) - \varphi(t - T_S)$, permitindo que a variação de fase entre símbolos seja transformada através do cosseno em uma variação na potência do sinal recebido, de modo que o fotodetector será capaz de converter tais informações para o domínio elétrico através da detecção direta, sem a necessidade do uso de uma topologia mais complexa com a necessidade de um oscilador local, como é o caso da detecção coerente. Entretanto existem complicações, como a necessidade de um controle preciso do atraso temporal de um símbolo, T_S , realizado em um dos braços do interferômetro, já que flutuações nesse valor resultam em degradação do desempenho do sistema, o que de maneira geral, significa a implementação de um controle ativo com realimentação e monitoração da temperatura (Agrawal 2010). A corrente resultante da conversão de cada uma das saídas apresentadas na equação 1.25 também torna adequado o uso de fotodetecção balanceada, de modo que a componente contínua seja eliminada e toda a potência do sinal seja utilizada na conversão para o domínio elétrico, resultando em uma melhor performance.

1.2.2 Detecção Coerente

Ao contrário da detecção direta, essa técnica possibilita que informações provenientes não só da amplitude do sinal óptico, mas também da sua fase, frequência e polarização sejam percebidas pelo fotodetector. Entretanto, há um aumento considerável na complexidade do sistema de recepção, fato que fez com essa técnica permanesse restrita ao ambiente experimental de laboratórios até o início do século XXI. Os princípios envolvidos na recepção coerente já são

usuais em sistemas elétricos há muitas décadas, e os mesmos já haviam sido propostos para sistemas ópticos no final da década de 80 como uma forma de aumentar a sensibilidade dos receptores (Agrawal 2010), já que a injeção de potência através de um LASER oscilador local permitia um melhor desempenho, menor sensibilidade ao ruído e ganho no comprimento dos enlaces ópticos, fator que era economicamente vital na época. Entretanto, o surgimento dos amplificadores ópticos à fibras dopadas com Érbio (EDFA - *Erbium doped fibre amplifier*) tornou possível que sistemas WDM, multiplexados por comprimento de onda, fossem implementados comercialmente, aumentando a quantidade de informações através de diversos canais modulados em intensidade transitando em uma mesma fibra e sendo amplificados simultaneamente dentro do domínio óptico, permitindo que os enlaces aumentassem significativamente sem a necessidade de conversão opto-elétrica. Foi só o crescente ritmo de aumento de banda de transmissão que fez com que modulações avançadas voltassem a ser consideradas nas últimas décadas, trazendo novamente a atenção dos pesquisadores a recepção coerente, já que neste estágio do desenvolvimento tecnológico ela voltou a ser economicamente atrativa graças ao aumento da eficiência espectral, especialmente quando utilizada em conjunto com o sistema WDM e técnicas de DSP.

O princípio básico por trás da detecção coerente é o uso de um LASER adicional como oscilador local. Uma vez que esse novo sinal tenha sua frequência, fase e polarização ajustados de maneira adequada e seja misturado com o sinal recebido pela fibra óptica, o batimento resultante permite que a fotodetecção seja sensível também à fase, frequência e polarização do sinal originalmente recebido. A comprovação dessa característica se dá pela dedução da corrente resultante da fotodetecção coerente $i_{DC}(t)$ que pode ser determinada de maneira análoga à dedução apresentada para a detecção direta entre as equações 1.12 até 1.16. A diferença fundamental reside na entrada do sistema $E_{total}(t)$ que neste caso é formada pela soma de dois sinais distintos, o sinal recebido $E_{SR}(t)$ somado ao sinal do oscilador local $E_{OL}(t)$, como demonstrado

entre as equações 1.26 e 1.28 (Bordonalli 2013).

$$E_{SR}(t) = E_{sr}(t) \cos [\omega_{sr}(t) t + \phi_{sr}(t)] \quad (1.26)$$

$$E_{OL}(t) = E_{ol}(t) \sin [\omega_{ol}(t) t + \phi_{ol}(t)] \quad (1.27)$$

$$E_{total}(t) = E_{SR}(t) + E_{OL}(t) \quad (1.28)$$

$$E_{total}(t) = E_{sr}(t) \cos [\omega_{sr}(t) t + \phi_{sr}(t)] + E_{ol}(t) \sin [\omega_{ol}(t) t + \phi_{ol}(t)] \quad (1.29)$$

Portanto, a corrente do fotodetector pode ser novamente determinada a partir da integral apresentada na equação 1.12, como demonstrado nas equações 1.30 até 1.34. É importante destacar que, como no caso da detecção direta, a banda de frequências da parcela eletrônica do circuito limita a conversão de componentes com frequências na casa dos terahertz e, portanto, tais componentes foram eliminados das equações como é o caso da transição da equação 1.32 para a equação 1.33 (Bordonalli 2013).

$$i(t) = R \int_{A_p} \Phi(t) dS = R \Phi(t) A_p \quad (1.30)$$

$$i(t) = \frac{R A_p}{z} \{E_{sr}(t) \cos [\omega_{sr}(t) t + \phi_{sr}(t)] + E_{ol}(t) \sin [\omega_{ol}(t) t + \phi_{ol}(t)]\}^2 \quad (1.31)$$

$$\begin{aligned} i(t) = & \frac{R A_p}{z} E_{sr}^2 \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos [2\omega_{sr}(t) t + 2\phi_{sr}(t)] \right\} + \\ & + \frac{R A_p}{z} E_{ol}^2 \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos [2\omega_{ol}(t) t + 2\phi_{ol}(t)] \right\} + \\ & + \frac{R A_p}{z} 2E_{sr}(t) \cos [\omega_{sr}(t) t + \phi_{sr}(t)] \cdot \\ & \cdot E_{ol}(t) \sin [\omega_{ol}(t) t + \phi_{ol}(t)] \end{aligned} \quad (1.32)$$

$$\begin{aligned}
 i(t) = & \frac{R A_p E_{sr}^2}{2z} + \frac{R A_p E_{ol}^2}{2z} + 2 \frac{R A_p E_{sr} E_{ol}}{z} \cdot \\
 & \cdot \{ \sin [(\omega_{sr}(t) + \omega_{ol}(t))t + \phi_{sr}(t) + \phi_{ol}(t)] + \\
 & + \sin [(\omega_{sr}(t) - \omega_{ol}(t))t + \phi_{sr}(t) - \phi_{ol}(t)] \}
 \end{aligned} \tag{1.33}$$

$$\begin{aligned}
 i(t) = & R P_{sr}(t) + R P_{ol}(t) + 2R \sqrt{P_{sr}(t) P_{ol}(t)} \cdot \\
 & \cdot \sin [(\omega_{sr}(t) - \omega_{ol}(t))t + \phi_{sr}(t) - \phi_{ol}(t)]
 \end{aligned} \tag{1.34}$$

Como é possível observar na equação 1.34, agora existe um termo derivado do batimento entre os sinais cuja frequência ω_{if} , denominada intermediária, é o resultado da diferença entre $\omega_{sr}(t)$ e $\omega_{ol}(t)$, de modo que ao ajustar a frequência do oscilador local de maneira adequada se torna possível convertê-lo para o domínio elétrico, carregando consigo informações derivadas da fase $\phi_{sr}(t)$ e da frequência $\omega_{sr}(t)$ do sinal original. Observa-se também que os dois primeiros termos da equação apresentada resultam em uma corrente contínua e possuem somente contribuição da amplitude dos sinais ópticos, as quais também são contempladas pelo último termo. O uso de um acoplador direcional torna possível a divisão da corrente total resultante da fotodetecção em duas parcelas distintas, nominalmente i_{DC+} e i_{DC-} , que possuem o termo de frequência intermediária com sinais contrários, fato resultante da rotação de fase para o sinal de cada braço do acoplador, como já analisado anteriormente. Assim se faz possível o uso de fotodetecção balanceada segundo o esquema apresentado na Figura 1.10 (Agrawal 2010), permitindo a eliminação dos termos em corrente contínua, resultando em um melhor desempenho do fotodetector e simplificando a expressão para a corrente de fotodetecção coerente $i_{DC}(t)$ para a

apresentada na equação 1.37 (Bordonalli 2013).

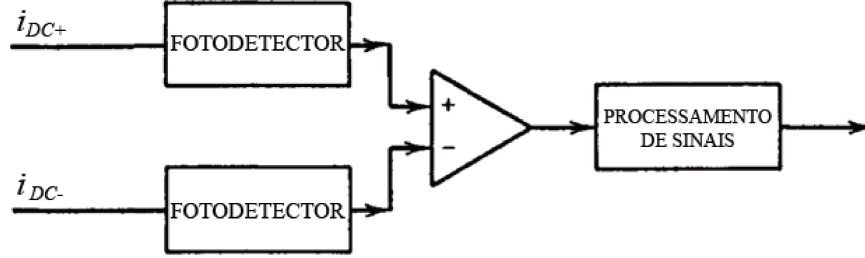


Figura 1.10: Esquema para a fotodetecção balanceada (Agrawal 2010).

$$i_{DC\pm} = \frac{1}{2}R(P_{sr} + P_{ol}) \pm R\sqrt{P_{sr}(t)P_{ol}(t)} \sin[\omega_{if}(t)t + \Delta\phi(t)] \quad (1.35)$$

$$i_{DC} = i_{DC+} - i_{DC-} \quad (1.36)$$

$$i_{DC}(t) = 2R\sqrt{P_{sr}(t)P_{ol}(t)} \sin[\omega_{if}(t)t + \Delta\phi(t)] \quad (1.37)$$

Uma propriedade importante a ser analisada para a recepção coerente é a relação entre as frequências do sinal recebido e do sinal originado pelo oscilador local. Fica claro pela equação 1.37 que a diferença entre as frequências tem um impacto direto na corrente gerada pelo fotodetector, de modo que é possível diferenciar a detecção coerente em duas técnicas distintas. A primeira, conhecida como detecção homódina, faz uso do batimento dos dois sinais de modo que ambos possuam a mesma frequência, eliminando em teoria a frequência da portadora do sinal recebido restando somente a componente derivada da modulação. Essa técnica permite um ganho significativo na potência do sinal total, graças ao batimento preciso com o oscilador local, representando um aumento de até 20 dB (Agrawal 2010) e uma consequente melhoria na relação sinal ruído do sistema. Entretanto, como os sinais envolvidos não são ideais, a sincronia perfeita

entre a fase do oscilador local e a do sinal recebido é uma tarefa de grande complexidade, já que ambas variam de maneira aleatória devido a um grande número de fenômenos lineares e não-lineares. A solução desse problema passa por um laço de travamento de fase óptico (OPLL - *optical phase-locked loop*), apesar de existirem algumas técnicas adequadas para a sua implementação, o aumento de complexidade do circuito óptico e a necessidade do uso de LASERs com largura de linha extremamente estreita costuma tornar o uso de recepção homódina inviável em aplicações práticas.

Uma alternativa é o uso da detecção heteródina, onde a frequência do oscilador local não precisa acompanhar perfeitamente o sinal recebido, estando na verdade posicionada de maneira que o batimento de ambos gere uma frequência intermediária na faixa de micro-ondas, tendo um valor aproximado de alguns giga Hertz. Dessa maneira o LASER oscilador local não requer mais um circuito de controle de extrema complexidade como no caso anterior e os requerimentos de largura de linha são diminuídos significativamente, de modo que a frequência intermediária gerada pode facilmente ser convertida pelo fotodetector para o domínio elétrico onde será manipulada de maneira mais simples permitindo a conclusão da recepção do sinal (Agrawal 2010). De fato, o uso de técnicas de processamento digital de sinais (DSP) permitiu um aumento significativo no desempenho dessa topologia de receptores nos últimos anos, permitindo que as mais diversas etapas de processamento, tais como compensação de efeitos não lineares, recuperação de relógio e ajustes na constelação, fossem realizadas completamente no domínio digital de maneira mais rápida e econômica. Em comparação com a recepção homódina, a principal perda de performance se dá por um ganho mais moderado na potência óptica do sinal originado pela batimento, reduzindo em cerca de 3 dB a SNR final, entretanto, a simplificação do receptor costuma compensar tal perda.

Outra característica fundamental a ser analisada em relação à recepção coerente é sua sensibilidade à polarização, já que o batimento entre os dois sinais ópticos só ocorre de maneira

adequada quando a polarização de ambos coincide. Adicionalmente, os formatos de modulação avançados costumam utilizar ambas as polarizações para a transmissão de dados, portanto, para que a performance do sistema seja maximizada e para que ambas as polarizações possam ser recuperadas, é necessário que componentes destinados à controlar a polarização e à separar as polarizações ortogonais da luz sejam posicionados antes do receptor propriamente dito.

Por fim, há a necessidade de realizar a mistura e o batimento entre o sinal proveniente do oscilador local e das parcelas em fase e em quadratura do sinal recebido, de maneira a separá-las em saídas distintas e adequadas para a fotodetecção balanceada. O componente fundamental para a realização deste processo é denominado híbrida de 90° , e se baseia na rotação de fase provocada por uma série de acopladores de 3 dB e de um defasador de fase de 90° interligados no esquema proposto pela Figura 1.11.

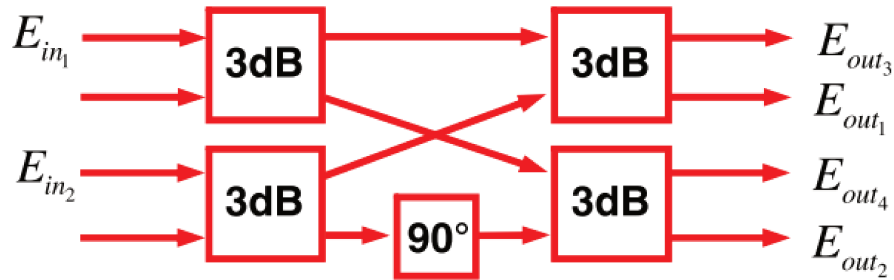


Figura 1.11: Estrutura de um híbrido de 90° (Seimetz 2009).

Os dois sinais na entrada do sistema, nominalmente E_{in1} e E_{in2} , na prática são representados pelo sinal recebido e pelo sinal proveniente do oscilador local. Após uma série de estágios de rotação de fase e combinação, tem-se quatro saídas definidas pela equação matricial 1.38, e que podem ser combinadas em pares para a fotodetecção balanceada, resultando em uma

corrente referente ao sinal em fase e a outra referente ao sinal em quadratura (Bordonalli 2013).

$$\begin{bmatrix} E_{out_1} \\ E_{out_2} \\ E_{out_3} \\ E_{out_4} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} jE_{in_1} + E_{in_2} \\ -E_{in_1} - E_{in_2} \\ E_{in_1} + jE_{in_2} \\ jE_{in_1} - jE_{in_2} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

Para o bom funcionamento do circuito proposto, alguns cuidados adicionais são necessários. O batimento dos dois LASERs presentes no esquema é fundamental, portanto, é essencial que em especial o oscilador local possua largura de linha estreita para evitar a inserção de ruído de fase no sistema e seja extremamente estável, para que variações em sua frequência ou amplitude não sejam interpretadas como elementos de modulação, distorcendo a constelação recebida. Também se faz necessário o uso de um circuito para o travamento do oscilador local em relação à frequência do sinal recebido, etapa que representa um grande acréscimo de complexidade e dificulta a implementação da recepção coerente. Por fim é fundamental que o esquema proposto para a híbrida de 90° apresente boa estabilidade e simetria para as componentes em fase e quadratura, sendo recomendável que todos os componentes sejam integrados em um único bloco semicondutor (Seimetz 2009).

1.3 Conclusão

O presente capítulo teve como objetivo central desenvolver o embasamento teórico fundamental para a compreensão dos métodos e componentes envolvidos na manipulação das principais características físicas de um sinal óptico, permitindo, desta forma, imbuí-las com informações à serem transmitidas.

A técnica conhecida como IM/DD, baseada na modulação direta da luz e na recepção

por detecção direta, foi tecnologicamente predominante durante as primeiras duas décadas dos sistemas de comunicação ópticos. A sua simplicidade torna sua aplicação tecnicamente e economicamente vantajosa para diversas aplicações. De fato, até essa segunda década do século XXI, ela ainda representa grande parte dos sistemas, dado que em muitos casos as exigências de eficiência espectral e taxa de transmissão não requerem a aplicação de técnicas mais avançadas, de complexa instalação e manutenção e de alto custo financeiro.

Entretanto, o panorama de crescente exigência de um melhor aproveitamento da capacidade espectral disponível em uma fibra óptica, resultante, especialmente, do acréscimo exponencial da demanda do mercado por um maior volume de dados a serem transmitidos, estimulou o desenvolvimento e aperfeiçoamento de técnicas avançadas de modulação. Para a geração dos sinais ópticos dentro dessa filosofia se fez necessária a ampliação do uso de técnicas de modulação externa, ocasionando a evolução dos componentes empregados nesse processo. Dentre os principais, destaca-se o modulador em quadratura, graças a sua grande flexibilidade derivada de sua capacidade de manipular tanto a fase como a amplitude de um sinal, e permitindo, desta forma, a criação de constelações complexas com símbolos localizados em qualquer um dos quadrantes do plano imaginário.

Já no processo de recepção, a evolução tecnológica permitiu o ressurgimento da recepção coerente. Já tendo uma base teórica aplicada em diversos sistemas baseados em comunicações *wireless* e via condutores metálicos, a sua implementação em enlaces ópticos, originalmente concebida na década de 80, enfrentou uma série de restrições e dificuldades técnicas, que acabaram limitando seu uso ao ambiente de laboratórios de pesquisa e desenvolvimento. Foi somente no início deste século, com a crescente necessidade de aplicação de modulações de maior complexidade, e com o surgimento de técnicas de processamento digital de sinais que a recepção coerente conseguiu se estabelecer como um método tecnicamente e economicamente vantajoso. Deste então pode-se observar um cenário de ampliação e consolidação desta tecnologia em diversas

aplicações.

Atualmente os enlaces ópticos se dividem entre sistemas de maior capacidade, com o uso de modulações avançadas e recepção coerente, e sistemas economicamente mais viáveis, ainda baseadas na modulação e detecção diretas. É fundamental que para cada aplicação as necessidades e requisitos do sistema sejam analisados de maneira criteriosa, permitindo a determinação da solução que corresponde de maneira mais satisfatória aos seus interesses tecnológicos e financeiros. Esse estudo também deve envolver as características das principais técnicas de modulação a serem empregadas, já que diversas de suas características tem impacto direto no desempenho do sistema. Tendo isto em vista, o próximo capítulo se destina a analisar os principais formatos de modulação, permitindo a complementação e consolidação dos conceitos aqui abordados.

Capítulo 2

Técnicas de Modulação

O capítulo anterior foi dedicado à fundamentação dos principais métodos e componentes envolvidos no processo de geração e de recepção de um sinal óptico destinado à transmissão de informações. O conhecimento nele consolidado em relação à parte estrutural deste tipo de sistema torna possível realizar a análise dos principais formatos de modulação de maneira mais profunda e completa. Desta forma, este capítulo é destinado à abordagem das principais técnicas e filosofias envolvidas na criação dos diversos formatos de modulação empregados em comunicações ópticas. Um maior aprofundamento é dedicado aos sistemas DQPSK e QAM, já que ambos fazem parte da proposta inicial do sistema óptico coerente à ser implementado e testado dentro deste projeto.

É importante destacar que a evolução dos formatos de modulação ópticos sempre esteve intrinsecamente relacionada ao grau de evolução tecnológica dos componentes utilizados para a estruturação de um enlace e com as exigências do mercado, tanto em relação ao fator econômico como ao desempenho do sistema. Portanto, para que a análise e comparação das principais técnicas utilizadas para a modulação de um sinal óptico seja completa é necessário abordar não somente as suas características e propriedades teóricas, mas também o grau de complexidade

exigido na transmissão e recepção do sinal, bem como o seu desempenho em um sistema real sujeito à deterioração graças à presença de efeitos não lineares e diversas formas de ruído e dispersão. Nesse enfoque é importante destacar que o desempenho de uma dada técnica de modulação depende, além de suas próprias características, das propriedades da rede onde ela está sendo aplicada. Porém, em linhas gerais, as comparações aqui efetuadas visam generalizar a performance de cada técnica, permitindo uma visão global da sua operação em um sistema óptico.

2.1 Modulação OOK

Técnicas de modulação por manipulação da amplitude do sinal (ASK - *amplitude shift keying*) são predominantes em sistemas ópticos desde os primórdios do seu uso voltado para telecomunicações, dentre elas destacam-se a modulação OOK (*on off keying*) e a IM/DD (*intensity modulation and direct detection*). Apesar de apresentarem um desempenho semelhante, a principal distinção entre esses formatos de modulação reside no fato de que no primeiro caso utiliza-se um modulador externo, enquanto no segundo a modulação é feita diretamente no fonte óptica responsável pela emissão do sinal. Estes dois formatos de modulação se baseiam em uma constelação binária, onde somente dois níveis de amplitude do sinal óptico são utilizados, um para representar os bits 0 e o segundo para os bits 1. De fato, modulações, onde a amplitude é a única propriedade manipulada da onda eletromagnética, com mais do que 2 níveis não são interessantes para sistemas ópticos, em grande parte devido a uma perda significativa na sensibilidade do receptor, acarretando a necessidade de uma melhor relação entre o sinal e o ruído ópticos (OSNR - *optical signal-to-noise ratio*) para atingir o mesmo desempenho (Winzer & Essiambre 2006a) (Seimetz 2009). Apesar de, em teoria, a modulação OOK ser capaz de atingir uma eficiência espectral (SE - *spectral efficiency*) de até 1 b/s/Hz, na prática o seu desempenho

fica limitado a valores inferiores à 0,4 b/s/Hz (Rocha 2012) (Xu, Liu & Wei 2004), valor insuficiente para comunicação em altas taxas de transmissão na grade de frequências delimitada para o sistema WDM. Além disso, esse tipo de técnica de modulação apresenta uma baixa robustez contra efeitos não lineares, como a mistura de quatro ondas (FWM - *four wave mixing*) e o *crosstalk* (Winzer & Essiambre 2006a).

A geração de um sinal óptico modulado em amplitude pode se basear tanto na modulação direta como na modulação externa. Mesmo nessa técnica de modulação mais simples, o alargamento espectral do sinal gerado pela fonte óptica, graças a variação de sua corrente de polarização, torna a modulação direta adequada somente para transmissão em taxas inferiores a 10 Gb/s (Agrawal 2010). Para taxas superiores um modulador externo deverá ser utilizado. No caso da modulação OOK há a possibilidade de empregar moduladores de Mach-Zehnder (MZM) ou um modulador por eletro-absorção (EAM).

Adicionalmente, existem duas variações básicas dependendo do comportamento do sinal dentro do tempo reservado para cada bit a ser transmitido. O caso mais comum é quando o sinal utiliza completamente o tempo de bit, mantendo o nível correspondente ao bit transmitido no período completo de sua duração, caracterizando o sistema sem retorno ao zero (NRZ - *non-return-to-zero*). Uma variação desse sistema ocorre quando dentro do tempo de bit o sinal retorna para o nível zero (RZ - *return-to-zero*), utilizando somente uma parcela desse período, definida pelo seu ciclo de trabalho (*duty cycle*), para a transmissão do bit requerido. De maneira geral, os moduladores ópticos geram sinais NRZ, que posteriormente podem sofrer conversão para sinais RZ através de um *pulse carver*, cujo funcionamento é baseado em um modulador de Mach-Zehnder controlado por uma tensão senoidal (Winzer & Essiambre 2006b). Apesar do aumento na complexidade do transmissor, o uso do formato RZ é justificado pela diminuição significativa da potência média do sinal que transita na fibra, diminuindo o impacto de diversos efeitos não-lineares prejudiciais para a performance do sistema (Agrawal 2010).

A recepção de um sinal modulado em amplitude pode ser feita diretamente por um fotodetector. Nele, variações na amplitude do sinal óptico serão convertidas em variações na corrente de saída do dispositivo, realizando a conversão eletro-óptica que torna o sinal adequado para ser manipulado posteriormente. A propriedade de detecção quadrática, onde a corrente de saída é proporcional ao quadrado da amplitude do sinal óptico, faz com que esse componente só possa detectar diretamente variações de amplitude (Agrawal 2010), fato que limitou as técnicas de modulação utilizadas durante vários anos, até o advento das técnicas de recepção coerentes.

Visando uma melhoria no desempenho da modulação OOK, algumas técnicas que combinam suas propriedades com a manipulação da fase do sinal foram desenvolvidas. Apesar de ainda utilizarem somente a variação da amplitude do sinal de forma binária para carregar informações, estes sistemas fazem uso das outras propriedades da onda eletromagnética para alterar o formato do espectro do sinal ou para aumentar a sua robustez contra determinada forma de efeito degradante, caracterizando modulações pseudo multinível (*pseudo-multilevel modulation*) (Winzer & Essiambre 2006a). No caso da modulação OOK criou-se três derivações principais: a CSRZ, a DB e a AMI. No primeiro caso a fase do sinal é invertida a cada bit transmitido; no segundo a cada sequência ímpar de bits 0 entre dois bits 1 sucessivos; por fim, no terceiro caso, a inversão de fase ocorre para cada bit 1 independentemente da quantidade de bits 0 (Winzer & Essiambre 2006a). Entretanto, apesar de apresentarem um aumento relativo na performance da modulação OOK, uma melhoria significativa só foi alcançada com uma alteração completa na filosofia utilizada, passando para técnicas de modulação de fase.

2.2 Modulação DPSK

A manipulação da fase de um determinado sinal eletromagnético para carregar informações é extensivamente utilizada a várias décadas em diversos meios de transmissão. No caso

específico de sistemas ópticos, este tipo de modulação foi inicialmente considerado na década de 90, como uma forma de melhorar a sensibilidade dos receptores em conjunto com a recepção coerente (Okoshi 1988) (Xu et al. 2004). Entretanto a dificuldade de implementação de receptores coerentes fez com que a predominância de sistemas baseados em modulação OOK em conjunto com o sistema WDM permanecesse inabalável por mais alguns anos. No final da década de 90, um interesse renovado passou a surgir em relação às técnicas de modulação coerente, em grande parte devido à sua maior robustez contra os efeitos de propagação do sinal pela fibra óptica e à possibilidade de aumentar a extensão dos enlaces ópticos (Seimetz 2009). No panorama tecnológico atual, a aplicação do processamento digital de sinais possibilita a adequação de técnicas de modulação coerentes que fazem uso da manipulação da fase do sinal (PSK - *phase shift keying*) à aplicação em larga escala, já que permite a simplificação do processo de demodulação. Através do processamento digital de sinais (DSP - *digital signal processing*) é possível realizarem-se operações críticas como o travamento de fase, a sintonia de frequência e o controle de polarização no domínio elétrico por meios digitais (Seimetz 2009).

A forma mais básica de modulação PSK envolve somente dois níveis binários, onde uma diferença de fase de 180° difere o bit 0 do bit 1, criando a constelação comumente conhecida como BPSK (*binary phase shift keying*) (Agrawal 2010). Apesar de limitada, essa técnica já oferece algumas características interessantes para determinadas aplicações, entretanto o seu desempenho não permitiu que ela representasse uma alternativa atraente para sistemas ópticos comerciais. Um dos maiores problemas enfrentados para sua implementação é a necessidade de LASERs com larguras de linha estreitas, já que se faz necessário que a fase da portadora óptica se mantenha estável por um período muito maior do que o tempo de bit (Agrawal 2010). Entretanto, o grande obstáculo para a aplicação desse tipo de sistema é a inexistência de uma fase de referência para determinar a fase do sinal recebido. A sua solução passa pela incorporação da referência necessária dentro do próprio sinal, através das técnicas de modulação de fase

diferencial (Winzer & Essiambre 2006a).

O formato mais simples dentro dessa filosofia de modulação é o DPSK (*differential phase shift keying*), onde novamente uma constelação de dois bits é utilizada, entretanto a fase do sinal não representa o bit codificado, mas sim a sua variação em relação ao bit anterior. Sua maior vantagem em relação a modulação PSK é uma maior imunidade à variações de fase do sinal do oscilador local ou da fonte transmissora, embora ela não apresente ganho em eficiência espectral, já que a constelação permanece limitada a dois símbolos, como no caso da modulação BPSK e OOK (Agrawal 2010). Outra característica interessante é o ganho de 3 dB na sensibilidade do receptor em relação ao sinal OOK quando a fotodetecção balanceada é utilizada, fato que advém do maior espaçamento entre os símbolos da constelação desse sinal graças a variação de 180° em sua fase (Winzer & Essiambre 2006a) (Xu et al. 2004). Também há uma maior tolerância contra efeitos não lineares presentes na fibra óptica, característica que é derivada essencialmente da manutenção da amplitude do sinal óptico constante, evitando que variações na potência do sinal que transita na fibra venham a induzir efeitos não lineares como a modulação cruzada de fase (Xu et al. 2004). Por fim, observa-se uma menor dependência do desempenho em relação à largura de linha dos LASERs envolvidos, uma vez que variações de fase do sinal não são tão nocivas, já que a fase de referência não é perdida (Agrawal 2010).

A geração de sinais modulados em fase envolve um pré-codificador, que a partir do sinal a ser transmitido gera uma sequência de bits responsável por controlar o processo de modulação de fase, para isso, um modulador externo é utilizado. Responsável por criar uma variação de 0° ou 180° dependendo da sequência a ser transmitida, ele pode ser composto tanto por um modulador de fase (PM - *phase modulator*) como por um modulador de Mach-Zehnder (MZM - *Mach-Zehnder modulator*), sendo que o segundo, por apresentar variações de fase mais precisas e rápidas, geralmente é empregado (Winzer & Essiambre 2006a). De maneira análoga ao que ocorre na modulação por amplitude, um estágio extra pode ser adicionado após o modulador

para transformar o sinal NRZ-DPSK em RZ-DPSK.

Apesar de necessitar de um transmissor com uma complexidade um pouco superior à modulação de amplitude, o principal entrave a ser superado para a expansão de sistemas com modulação de fase se dá no processo de recepção do sinal. A principal limitação a ser superada nessa etapa deve-se a característica de recepção quadrática dos fotodetectores, onde toda informação, menos a carregada pela amplitude do sinal, é perdida após a conversão do sinal óptico em elétrico. Assim, artifícios devem ser criados para transformar variações de fase em amplitude, permitindo a recepção da informação transmitida. No início da década de 90, quando os primeiros sistemas modulados em fase foram considerados, técnicas coerentes clássicas eram o principal foco de estudos para demodulação do sinal. Nelas, um LASER local deveria ser sintonizado em relação ao sinal recebido, de forma homodina ou heterodina, para que, a partir da mistura dos dois sinais ópticos, fosse possível criar um batimento que representasse a variação da fase do sinal após a fotodetecção (Agrawal 2010). Entretanto, quando os formatos de modulação baseados no PSK resurgiram na última década em conjunto com a modulação diferencial, uma nova técnica foi considerada. Denominada recepção direta, ela faz uso somente de um interferômetro de atraso de Mach-Zehnder (MZDI - *Mach-Zehnder delay interferometer*), onde o sinal é dividido em dois caminhos, sendo que um deles sofre um atraso relativo a um bit, no caso do DPSK, e o padrão de interferência gerado após a união dos dois braços do interferômetro decodifica a informação carregada pela diferença de fase entre os bits, transformando-a em variações de amplitude detectáveis pelo fotodetector. Essa forma de demodulação é de implementação mais simples e representa somente uma pequena penalidade na sensibilidade do receptor em comparação com a coerente clássica, sendo utilizada na maior parte dos sistemas baseados em modulação de fase diferencial atuais (Xu et al. 2004).

A adoção de técnicas de multiplexação por divisão de polarização (PDM - *polarization division multiplexing*) foi considerada como uma forma de ampliar a capacidade de sistemas

baseados na modulação DPSK. Essas técnicas já eram consideradas para sistemas OOK, entretanto variações aleatórias na polarização do sinal, devido a mudanças na birrefringência da fibra (Agrawal 2010), e na fase do sinal, devido a dispersão por modo de polarização (PMD - *polarization mode dispersion*) e a modulação cruzada de fase, tornavam esses sistemas impraticáveis (Xu et al. 2004). Nesse tipo de sistema, dois sinais são transmitidos simultaneamente e na mesma região espectral, entretanto, a polarização entre eles é ortogonal, de modo que se for mantida durante a transmissão não haverá mistura entre a informação transmitida, que poderá ser recuperada e decodificada separadamente no receptor. A maior tolerância da modulação DPSK à modulação cruzada de fase e técnicas de controle da PMD, permitiram que a PDM fosse considerada como uma opção viável para o aumento da capacidade espectral dos sistemas ópticos (Xu et al. 2004). Os avanços tecnológicos subsequentes permitiram que essa técnica se consolidasse, tornando-se uma alternativa interessante para a aplicação não somente em conjunto com a modulação DPSK, mas também em outros casos.

2.3 Modulação DQPSK

A constante exigência por uma maior taxa de transmissão fez com que as limitações de modulações binárias, como a OOK, fossem ressaltadas, em especial em relação a sua eficiência espectral. A implementação de um sistema de comunicação com constelação de vários níveis permite melhorias significativas em comparação com a mesma rede com constelação binária. Se a opção for limitar a banda utilizada para a transmissão ao mesmo espectro utilizado pela transmissão binária, é possível efetuar a adequação da taxa do sinal óptico transmitido ao circuito eletrônico de menor velocidade utilizado, ou é possível aumentar a taxa de transmissão mantendo-se a banda utilizada fixa (Seimetz 2009). Se a opção for limitar a taxa de transmissão a mesma estabelecida para a constelação binária é possível criar canais com menor

espaçamento espectral e maior tolerância contra efeitos de dispersão (Seimetz 2009). Entretanto, a implementação desses sistemas de modulação impõe o uso de componentes com uma maior complexidade e redes financeiramente mais caras, de modo que é necessário avaliar se o ganho no aproveitamento do espectro da fibra compensa tais fatores.

Na prática, para taxas superiores à 40 Gb/s, a modulação por chaveamento da amplitude do sinal óptico é pouco robusta em relação a efeitos não lineares, dispersão cromática e processo de filtragem do sinal, que impede o seu uso em sistemas estáveis (Costa & Cartaxo 2010). Uma melhoria se dá com a adoção de constelações maiores e baseadas em variações de fase do sinal, como é o caso da modulação PSK em quadratura, conhecida como QPSK (*quadrature phase shift keying*), onde variações de 90° ocorrem entre cada símbolo formado por 2 bits, permitindo que a taxa de bits transmitidos seja dobrada em comparação às modulações anteriormente citadas (Agrawal 2010). A modulação QPSK em específico é capaz de atingir valores práticos de eficiência espectral de até 1 b/s/Hz, valor 2,5 vezes maior do que o normalmente apresentado pela modulação OOK (Ribeiro 2012). Esse formato de modulação pode ser entendido como uma forma simplificada de modulação QAM onde somente uma amplitude é gerada, inclusive o mesmo é ocasionalmente tratado como uma modulação 4QAM. Dentro dessa perspectiva, a geração e a recepção de um sinal dessa natureza seguem a mesma estrutura apresentada para transmissores e receptores QAM, com a facilidade de há uma diminuição da complexidade dos sinais de controle. As características e vantagens dessa forma de modulação também se assemelham com a modulação QAM, as quais serão analisadas com maiores detalhes dentro desse capítulo, entretanto como menos símbolos são gerados é possível que a distância normalizada seja maior, ocasionando uma maior robustez contra ruídos e dispersão em relação às modulações de amplitude em quadratura com mais do que 16 níveis. Como já estudado, o próprio fato de exigir uma modulação coerente representa uma vantagem de desempenho para essa técnica, já que a inserção de um oscilador local costuma representar uma diminuição de cerca de 3 dB na

SNR necessária para atingir uma determinada taxa de erro de bits (Garcia 2009), entretanto a recepção coerente também acarreta um aumento significativo na complexidade do sistema.

Visando uma simplificação do sistema de recepção desenvolveu-se uma técnica onde a modulação QPSK é utilizada em conjunto com a modulação diferencial dando-se origem ao esquema de modulação DQPSK (*differential quadrature phase shift keying*), dispensando dessa forma a necessidade de uso de um receptor coerente. O seu espectro comprimido em relação à técnicas de modulação binárias permite uma maior tolerância contra a dispersão cromática (CD - *chromatic dispersion*) e um potencial aumento na eficiência espectral do sistema, já o seu tempo de símbolo mais longo confere uma maior robustez contra a dispersão de modo de polarização (PMD - *polarization mode dispersion*) (Bosco & Poggiolini 2006) (Winzer & Essiambre 2006a). Adicionalmente, ela possui boa resistência contra efeitos não lineares da fibra óptica graças a amplitude constante do sinal, de maneira semelhante ao que ocorre com a modulação DPSK (Xu et al. 2004). Ao ser inserida em um sistema WDM, essa técnica de modulação apresenta um comportamento mais adequado aos sucessivos processos de filtragem e realocação na grade de canais, graças, em grande parte, ao seu espectro com menor largura de linha (Winzer & Essiambre 2006a). Por fim tem-se o ganho de 3 dB com fotodetecção balanceada na OSNR necessária para atingir uma determinada taxa de erro de bits (BER - *bit error rate*) em comparação com a modulação OOK, fato já comentado para a modulação BPSK e que também ocorre neste caso (Costa & Cartaxo 2010), e que pode ser traduzido em maior distância no enlace óptico, redução na potência necessária para a transmissão do sinal ou menor exigência nas especificações dos componentes do enlace (Winzer & Kim 2003). É importante ressaltar que para que o melhor desempenho em relação a OSNR seja atingido, é fundamental que os símbolos tenham seus bits mapeados de acordo com o mapeamento Gray, que garante que símbolos vizinhos difiram por somente um bit (Seimetz 2009).

Entretanto, tais vantagens vêm acompanhadas por uma maior sensibilidade em relação

à efeitos não lineares envolvendo a fase do sinal (Winzer & Essiambre 2006a) e uma maior complexidade nos esquemas ópticos e elétricos necessários para a geração do sinal DQPSK e a sua posterior recepção, exigindo uma sintonia muito precisa entre os vários estágios do sistema e um rígido controle do seu desempenho (Rocha 2012). Tais fatores costumam resultar em um melhor desempenho da modulação DQPSK para taxas de erro de bits inferiores à 10^{-3} , enquanto para taxas acima de 10^{-12} a OSNR exigida fica muito próxima ao limite estabelecido pela modulação OOK. Dessa forma é fundamental que técnicas de codificação para correção de erros, como a FEC (*forward error correction*), sejam utilizadas em conjunto com a modulação para efetuar a diminuição da BER até o padrão adequado às telecomunicações (Winzer & Essiambre 2006a).

A constelação formada pelos símbolos tanto da modulação QPSK como DQPSK pode ser visualizada na Figura 2.1.

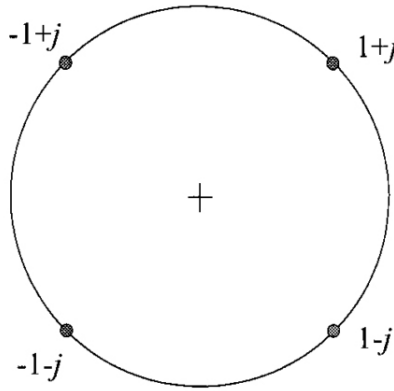


Figura 2.1: Constelação QPSK e DQPSK (Ho 2005).

2.3.1 Modulador DQPSK

Para a criação deste tipo de sinal, o modulador faz uso de uma estrutura baseada no modulador IQ (IQM), anteriormente apresentado e analisado, como pode ser verificado na Figura 2.2. Esta configuração apresenta como principais vantagens a possibilidade de criar

defasagens de 180° de maneira rápida e precisa, além de somente necessitar de sinais de controle binário, mais simples e de fácil implementação em relação a sinais com multiníveis. Todavia ela apresenta variações na amplitude do sinal óptico após cada transição, fato que pode ser interpretado como uma modulação residual de amplitude (Winzer & Kim 2003). Ao avaliar o impacto desses fatores, fica claro que em técnicas baseadas no PSK pequenas variações de amplitude são preferíveis em relação a instabilidade ou imprecisão na fase do sinal (Winzer & Essiambre 2006a), caracterizando um desempenho adequado dos moduladores de Mach-Zehnder, presentes na estrutura do modulador, para esse tipo de aplicação.

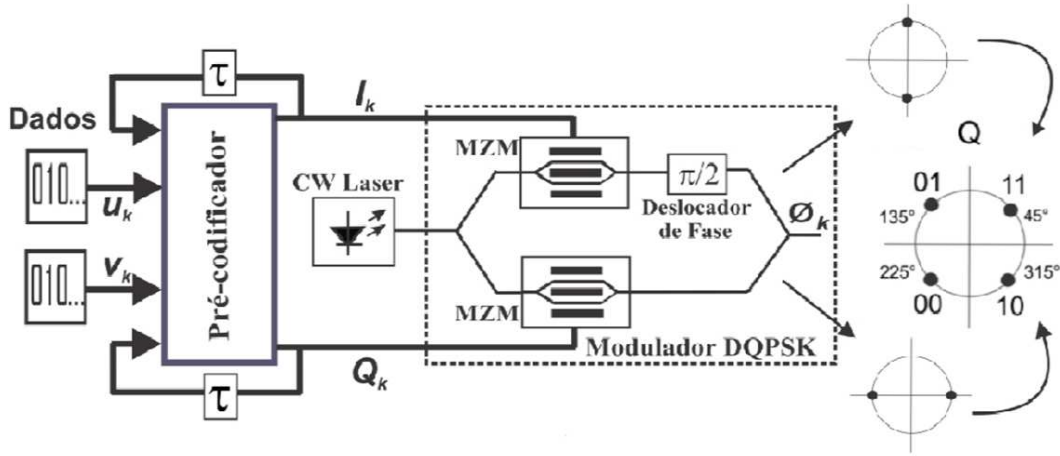


Figura 2.2: Estrutura do modulador DQPSK (Rocha 2012).

O sinal de saída E_s do modulador pode ser definido segundo a equação 2.1, onde P_s é a potência do sinal, ω_s e φ_s definem respectivamente a sua frequência e fase, e $a_{IQM}(t)$ e $\varphi_{IQM}(t)$ foram definidas nas equações 1.8 e 1.9 (Seimetz 2009).

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} a_{IQM}(t) e^{j\varphi_{IQM}(t)} \quad (2.1)$$

A variação das tensões relativas ao controle dos dois moduladores de Mach-Zehnder na estrutura da Figura 2.2 permite que o padrão de modulação desejado seja atribuído ao sinal. Para isso, ocorre inicialmente um processo de pré-codificação que tem por objetivo eliminar

erros de propagação no transmissor (Ho 2005), além de permitir o mapeamento direto de cada componente do sinal DQPSK da entrada na saída do sistema (Bosco & Poggiolini 2006). Nesta etapa os dados representados pelas sequências de bits u_k e v_k passam pelo pré-codificador que irá gerar a sequência de dados I_k e Q_k , que devem obedecer à relação lógica definida pelas equações 2.2 e 2.3 (Ho 2005).

$$I_k = \overline{u_k \oplus v_k} \overline{v_k \oplus I_{k-1}} + (u_k \oplus v_k) \overline{v_k \oplus Q_{k-1}} \quad (2.2)$$

$$Q_k = \overline{u_k \oplus v_k} \overline{v_k \oplus Q_{k-1}} + (u_k \oplus v_k) (v_k \oplus I_{k-1}) \quad (2.3)$$

As relações definidas pelas equações 2.2 e 2.3 podem ser resumidas nas seguintes situações (Rocha 2012):

- Se a entrada é dada por $u_k = v_k = 1$, não deverá haver nenhuma diferença de fase no sinal de saída, $\Delta\phi_k = 0^\circ$;
- Se a entrada é dada por $u_k = v_k = 0$, deverá haver uma nenhuma diferença de fase no sinal de saída tal que $\Delta\phi_k = 180^\circ$;
- Se a entrada é dada por $u_k = 0$ e $v_k = 1$, deverá haver uma nenhuma diferença de fase no sinal de saída tal que $\Delta\phi_k = 90^\circ$;
- Se a entrada é dada por $u_k = 1$ e $v_k = 0$, deverá haver uma nenhuma diferença de fase no sinal de saída tal que $\Delta\phi_k = 270^\circ$.

O sinal após o pré-codificador passa a controlar os moduladores de Mach-Zehnder, para isso é usual utilizar um *driver* com sua tensão variando na faixa entre $-V_\pi$ e V_π (Bosco & Poggiolini 2006), permitindo o mapeamento dos bits 0 e 1 nas tensões correspondentes à uma defasagem de 0° ou 180° . Para diminuir o efeito de gorjeio (*chirp*) é recomendável que cada

braço dos moduladores de Mach-Zehnder seja acionado por uma tensão de mesmo módulo, porém com sinal trocado, ou seja $V_1(t) = -V_2(t)$, caracterizando a operação em *push-pull*, também conhecida como operação balanceada (Winzer & Essiambre 2006b). Por fim, o braço correspondente ao sinal I_k sofre um atraso adicional de 90° , possibilitando a transmissão dos componentes em fase e em quadratura.

Para exemplificar este processo tem-se na Tabela 2.1 a representação de uma sequência de bits de entrada u_k e v_k pré-codificados em I_k e Q_k através das equações anteriormente citadas. Por sua vez, estes sinais são utilizados no controle das tensões dos dois moduladores Mach-Zehnder para a criação da defasagem adequada em cada braço, resultando na fase ϕ_k e na diferença de fase $\Delta\phi_k$ na saída do transmissor DQPSK.

u_k	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0
v_k	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
I_k	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
Q_k	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1
ϕ_k	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$
$\Delta\phi_k$	0	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	0	π	π	$-\frac{\pi}{2}$	π

Tabela 2.1: Exemplo de modulação de um sinal DQPSK (Rocha 2012).

O esquema representado pela Figura 2.2 e aqui detalhado é o mais comum em sistemas ópticos, entretanto existem variações que podem ser interessantes em situações específicas. Uma possibilidade é transformar o sinal onde cada bit não apresente um retorno ao zero dentro de seu período de tempo (NRZ - *non-return-to-zero*) em um sinal que apresente o retorno ao zero (RZ - *return-to-zero*), gerando uma modulação RZ-DQPSK (Costa & Cartaxo 2010). Para isso um modulador de Mach-Zehnder controlado por um sinal senoidal, conhecido como *pulse carver*, pode ser adicionado após o esquema apresentado (Bosco & Poggiolini 2006). Também é possível

alterar a estrutura do modulador para uma composta por dois moduladores de fase em cascata ou um único modulador de fase controlado por um sinal com 4 níveis de tensão (Ho 2005), entretanto tem-se um aumento significativo na complexidade do circuito eletrônico de controle dos moduladores ópticos. Outra possibilidade é utilizar o esquema proposto adicionando-se moduladores de fase (PM) após o modulador IQ, essa configuração torna possível criar constelações maiores, já que após cada modulador de fase o número de símbolos será dobrado, permitindo atingir modulações como a 8DPSK ou a 16DPSK (Seimetz 2009).

O padrão de densidade espectral (PSD - *power spectral density*) do sinal NRZ-DQPSK com taxa de transmissão de 20 Gbaud/s pode ser visualizado na Figura 2.3. Nela é possível perceber que o primeiro zero do espectro ocorre para $f - f_0 = 20$ GHz, o que é adequado em relação a taxa de símbolos anteriormente citada.

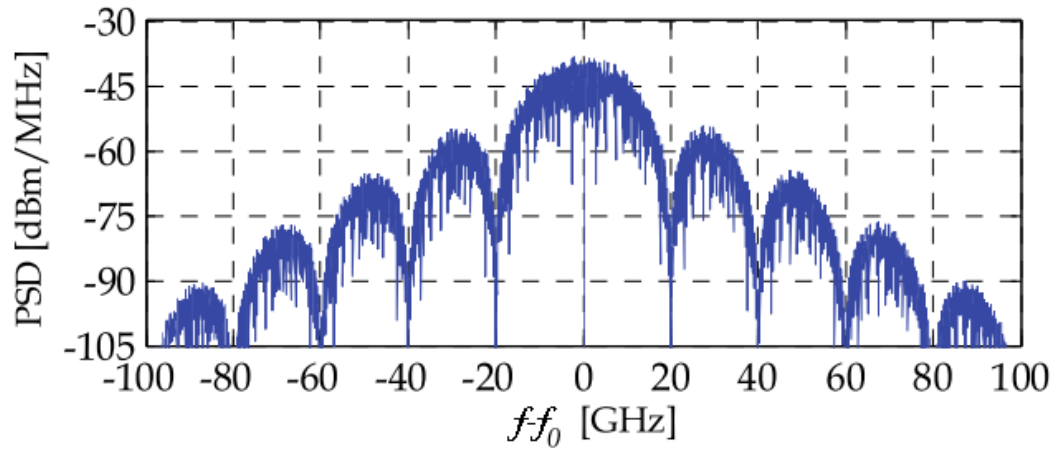


Figura 2.3: Espectro do sinal NRZ-DQPSK (Costa & Cartaxo 2010).

2.3.2 Demodulador DQPSK

O sinal óptico gerado pelo padrão de interferências do modulador Mach-Zehnder e imbuído das variações de fase correspondentes à sequência de bits original é então propagado pelo meio de transporte, nesse caso a fibra óptica, até chegar no receptor. Este, por sua vez, deverá ser

capaz de recuperar a informação originalmente modulada, compensando os efeitos não-lineares e o ruído que degradaram o sinal durante a sua propagação, efetuando a sua fotodetecção e a sua demodulação. No caso da modulação DQPSK, é comum utilizar a detecção direta possibilitada pela estrutura apresentada na Figura 2.4.

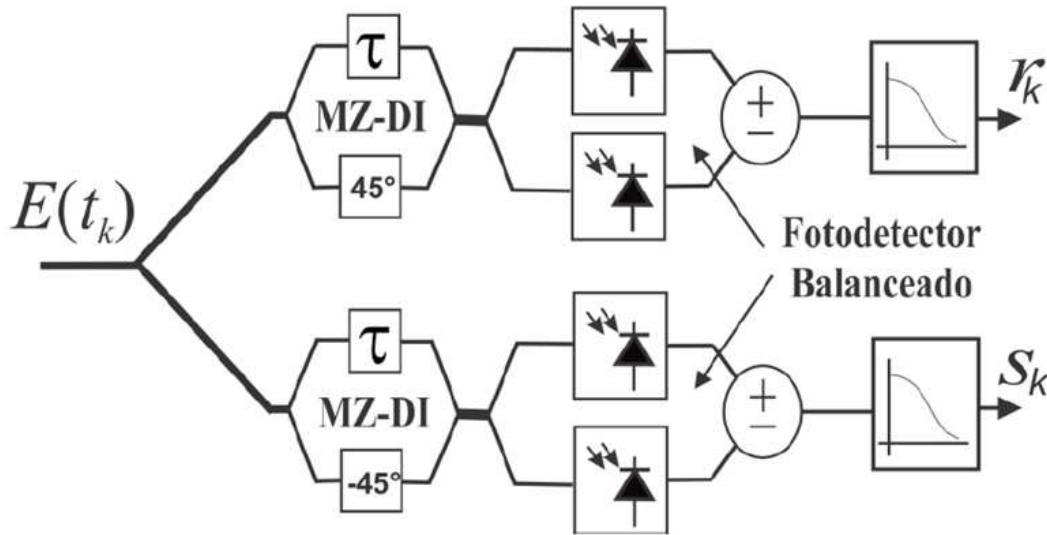


Figura 2.4: Estrutura do demodulador DQPSK (Rocha 2012).

Neste caso o sinal de entrada é dividido em duas parcelas e utilizado para alimentar dois interferômetros de atraso do tipo Mach-Zehnder (MZDI - *Mach-Zehnder delay interferometer*). No interferômetro superior, uma defasagem de 45° é inserida em um dos braços, enquanto no inferior, a defasagem é de -45° , de modo que seja possível recuperar as componentes em fase e em quadratura do sinal recebido (Rocha 2012). Quando há a recombinação dos sinais na saída de cada interferômetro de atraso, o padrão de interferência torna possível estabelecer a inter-relação entre dois símbolos consecutivos. Em seguida são utilizados fotodetectores balanceados e por fim filtros, já no domínio elétrico, responsáveis por eliminar altas frequências indesejadas, permitindo a recuperação da sequência de bits original.

O sinal na saída de cada porta de um interferômetro de atraso carrega a totalidade da informação transmitida. De fato, os sinais em cada porta de saída de cada MZDI são idênticos,

porém conjugados. Entretanto, é usual a utilização de ambos os sinais na recepção através de fotodetectores balanceados, já que a sua combinação permite um ganho de 3 dB na relação entre o sinal e o ruído ópticos (OSNR), em relação a recepção do sinal de somente um dos ramos com um fotodetector comum (Winzer & Essiambre 2006b).

Considerando que o sinal $E(t_k)$ na entrada no receptor seja definido pela equação 2.4, onde A e $\phi(t)$ são a amplitude e a fase do sinal recebido.

$$E(t) = A e^{j\phi(t)} \quad (2.4)$$

A corrente na entrada do circuito de decisão pode ser definida pela equação 2.5, onde T_s é a duração de um símbolo na taxa de transmissão utilizada, e θ assume o valor de $\pi/4$ para a componente I do sinal e $-\pi/4$ para a componente Q (Costa & Cartaxo 2010).

$$i_d^{(I,Q)} = \frac{A^2}{2} \cos [\phi(t) - \phi(t - T_s) + \theta] \quad (2.5)$$

Este processo permite criar uma dependência entre a corrente elétrica após o fotodetector e a diferença de fase na entrada dos interferômetros MZDI. Sendo, por fim, possível definir a diferença de fase equivalente $\Delta\phi_e^{(I,Q)}(t)$ (EDP - *equivalent differential phase*), definida pela equação 2.6 (Costa & Cartaxo 2010).

$$\Delta\phi_e^{(I,Q)}(t) = \phi(t) - \phi(t - T_s) + \theta \quad (2.6)$$

Aplicando esta propriedade, à diferença de fase $\Delta\phi_k$ do sinal modulado apresentado na Tabela 2.1 e estabelecendo uma relação onde a diferença de fase equivalente (EDP) dos sinais I_k e Q_k mapeia os bits das sequências u_k e v_k , respectivamente, e onde uma fase de $\pm 3\pi/4$ represente um bit 0 e uma fase de $\pm \pi/4$ represente um bit 1, tem-se o processo de demodulação

exemplificado na Tabela 2.2.

$\Delta\phi_k$	0	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	0	π	π	$-\frac{\pi}{2}$	π
$EDP(I_k)$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$
$EDP(Q_k)$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$
u_k	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0
v_k	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0

Tabela 2.2: Exemplo de demodulação de um sinal DQPSK (Costa & Cartaxo 2010).

Apesar de existirem dois valores possíveis da EDP para cada bit ($\pm\pi/4$ para o bit 1 e $\pm3\pi/4$ para o bit 0), não é necessário que se estabeleça dois limites de decisão no receptor (Costa & Cartaxo 2010). Como é possível perceber ao comparar as equações 2.5 e 2.6, o valor de fase dado pela EDP é o argumento do cosseno que determina a corrente elétrica após o fotodetector definida por i_d . Como a função cosseno apresenta simetria par, se a decisão dos bits for realizada com base nesta corrente, somente um limite de decisão é necessário para separar os valores de i_d gerados pela EDP igual à $\pm\pi/4$ ou $\pm3\pi/4$.

A demodulação de um sinal DQPSK costuma apresentar um ganho na OSNR exigida de até 3 dB em comparação com a modulação OOK para atingir a mesma taxa de erros de bits (BER - *bit error rate*) (Winzer & Essiambre 2006b). Entretanto, a sua sensibilidade a várias imperfeições no receptor pode diminuir significativamente o seu desempenho, dentre elas pode-se citar a necessidade de grande precisão nas características dos dois braços de cada fotodetector balanceado em relação à sua fase, razão de extinção, responsividade e atraso temporal. Apesar de normalmente estes fatores apresentarem penalidades desprezíveis menores do que 1 dB para situações normais de operação, se a qualidade de construção do receptor for baixa, eles podem ter um impacto crucial na recepção (Bosco & Poggiolini 2006). Entretanto, o maior obstáculo a ser superado para a implementação de um sistema DQPSK é a necessidade de um casamento perfeito

entre a frequência do laser no transmissor e a frequência de operação ótima dos interferômetros no receptor, fator crucial já que a operação desse componente depende da interferência entre dois sinais ópticos (Winzer & Kim 2003). Neste quesito a modulação DQPSK é seis vezes mais sensível do que a DPSK, e uma diferença acima de 1% da taxa de bits entre as frequências destes dois componentes pode tornar o seu desempenho inferior ao apresentado por um sistema modulado em OOK. Na prática, isso significa que para uma taxa de transmissão igual à 40 Gb/s é necessária uma precisão superior à 400 MHz (Bosco & Poggiolini 2006), exigindo LASERs com menor largura de linha, uma maior precisão nos componentes do sistema e, em muitos casos, um controle por realimentação para a sintonia do interferômetro de atraso (Winzer & Essiambre 2006a).

2.4 Modulação QAM

Constelações com símbolos formados por até 2 bits já são uma realidade em sistemas ópticos, entretanto, pesquisas visam um aproveitamento ainda maior do espectro disponível através do uso de constelações formadas por 8 ou mais níveis. Apesar de sistemas baseados somente na modulação PSK terem sido considerados, a tendência predominante é a combinação da manipulação da fase do sinal com a sua amplitude, dando origem a modulação QAM (*quadrature amplitude modulation*). Nesse tipo de sistema, é possível gerar constelações maiores e mais complexas, e ao mesmo tempo manter uma distância euclidiana entre os símbolos apropriada para a transmissão dos mesmos (Seimetz 2009). A vantagem evidente desse sistema de modulação é o aumento na taxa de transmissão, através da criação de símbolos compostos por uma maior quantidade de bits, tornando a modulação QAM um dos principais sistemas utilizados em comunicações por sinais elétricos. Entretanto, em sistemas ópticos existem limitações em relação a menor robustez quanto a ruído e efeitos não lineares, que até o momento

não permitiram que a modulação QAM atingisse o mesmo nível da modulação DQPSK neste tipo de meio de transmissão.

É possível criar diversos esquemas de constelação para a modulação QAM, variando tanto a quantidade de símbolos como a sua disposição no plano imaginário onde os pontos são representados, dessa forma, é possível criar constelações quadradas, em cruz, em hexágonos, dentre outras. Apesar do fator de maior peso no desempenho do sistema ser o tamanho da constelação, a variação da sua forma costuma trazer características interessantes para alguns meios específicos, entretanto costuma acarretar uma maior complexidade na geração do sinal no modulador. No caso das comunicações ópticas, evita-se utilizar constelações muito grandes, visando aumentar a distância euclidiana mínima entre os pontos, e deste modo aumentar a imunidade do sistema contra ruído e efeitos não lineares. A maior complexidade do modulador também costuma tornar configurações de constelação exóticas não interessantes para este tipo de aplicação. Portanto, os formatos mais adequados para sistemas ópticos envolvem constelações 16QAM quadradas ou em estrela, estando ambas representadas na Figura 2.5. Também, é possível verificar na mesma figura, que independentemente da configuração de constelação escolhida, a exigência de distribuição dos símbolos de acordo com o mapeamento Gray permanece, garantindo, dessa forma, uma melhor performance quanto a OSNR (Seimetz 2009).

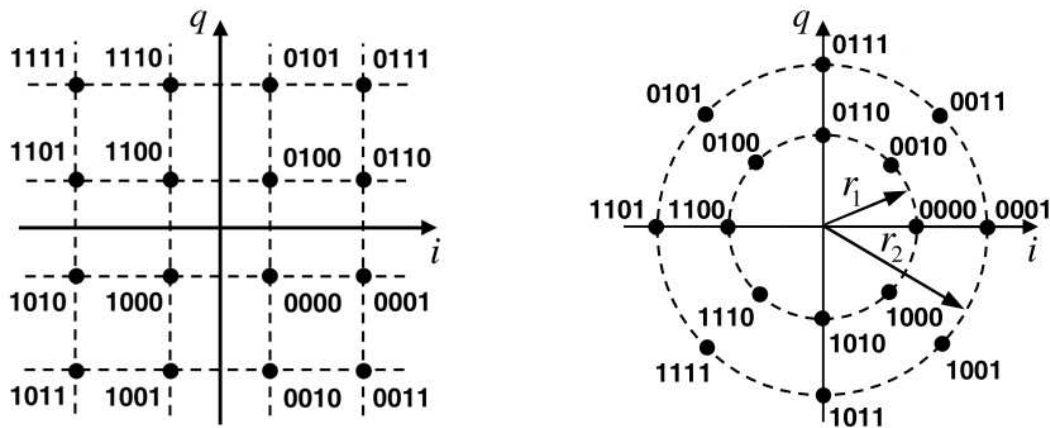


Figura 2.5: Constelações 16QAM quadrada e em estrela (Seimetz 2009).

A geração da constelação em estrela é mais simples, já que o modulador pode ser interpretado basicamente como moduladores PSK com diferentes amplitudes, formando círculos concêntricos onde os símbolos são distribuídos. Outra propriedade interessante desse formato é que a variação de fase entre símbolos consecutivos é constante, desse modo a informação de fase pode ser codificada de forma diferencial, como ocorre na modulação DQPSK (Seimetz 2009). Essa propriedade, além das características já analisadas para a modulação DQPSK, permite que um receptor com detecção direta seja utilizado, dispensando o uso de um LASER como oscilador local em um sistema coerente, como é o usual para a modulação QAM com constelação quadrada (Seimetz 2009).

Entretanto, a constelação em estrela apresenta um desempenho inferior quanto a imunidade a ruído em comparação com a constelação quadrada. Fato derivado da distância euclidiana entre os símbolos que, no caso da constelação quadrada, é constante e máxima, enquanto para a constelação em estrela, os símbolos posicionados no círculo interno possuem distâncias menores em comparação com os símbolos que formam o círculo externo. Tal vantagem da constelação quadrada vem acompanhada de uma maior complexidade no transmissor e receptor, fatores que dificultam a popularização da modulação QAM em sistemas ópticos fora do ambiente de pesquisa e desenvolvimento (Seimetz 2009).

2.4.1 Modulador QAM

O modulador de um sinal QAM pode assumir diversas topologias, dependendo fundamentalmente da configuração da constelação desejada (aqui serão abordadas com maiores detalhes a estrela e a quadrada) e da relação entre complexidade da parcela elétrica e óptica do sistema, sendo que de maneira geral a simplificação do estágio óptico é compensada pela necessidade de um estágio elétrico mais rebuscado, sendo que a contrapartida também é válida.

Modulador QAM em Estrela

Como visualizado na Figura 2.5, essa constelação pode ser interpretada como uma série de círculos concêntricos, contendo símbolos distribuídos em diferentes ângulos. Desta maneira é fácil relacionar essa distribuição de símbolos com constelações PSK de diferentes amplitudes, cada uma delas sendo responsável pela formação de um círculo. Constata-se que a variação do ângulo para cada símbolo consecutivo dentro de um mesmo círculo é constante, de maneira que tal informação pode ser utilizada para a criação de modulações QAM diferenciais, de maneira análoga ao que ocorre com a modulação DQPSK (Seimetz 2009). Entretanto, essa característica também é responsável por símbolos espaçados com distâncias irregulares, uma vez que nos círculos mais externos, e portanto de maior raio, a distância euclidiana entre dois símbolos consecutivos será maior do que nos círculos internos, fato indesejável, uma vez que costuma representar uma degradação da qualidade do sinal especialmente em relação a sua robustez contra o ruído.

Devido a possuir uma constelação estruturalmente tão próxima ao DQPSK, a topologia do modulador QAM em estrela também pode ser interpretada dentro dessa relação. É possível que esse tipo de sinal seja gerado pela combinação de qualquer uma das estruturas disponíveis para o DQPSK, sendo somente necessário, em alguns casos, que um estágio extra seja adicionado para a diferenciação no raio dos círculos concêntricos através de uma modulação de amplitude (Seimetz 2009). Devido a isso é possível afirmar que a geração de uma constelação QAM em estrela é relativamente simples, ao ser comparada com a modulação quadrada. Entretanto, a maior proximidade entre os símbolos mais internos torna esse tipo de modulação restrita à algumas aplicações específicas onde a recepção diferencial é desejada, não apresentando o mesmo desempenho atingido pela constelação quadrada.

Modulador QAM em Quadrado

Esse formato de constelação tem uma configuração mais complexa do que a em estrela anteriormente citada, mas o seu desenvolvimento foi resultado da evolução da supracitada, uma vez que é capaz de manter a mesma distância euclidiana entre todos os seus pontos, fornecendo uma melhor performance contra o ruído. Devido a sua maior complexidade, já que os símbolos não podem mais ser agrupados em círculos concêntricos como no caso anterior, a topologia do modulador também se tornou mais complexa. Desde que esse tipo de modulação começou a ser considerada para sistemas ópticos, diversas configurações de moduladores foram propostas, sendo que de maneira geral há uma relação de troca de complexidade entre o circuito óptico e o elétrico. Dentre elas pode-se destacar o uso de moduladores de Mach-Zehnder em série com moduladores de fase, de moduladores IQ tradicionais, de moduladores IQ com moduladores de fase adicionais em cada braço, de moduladores IQ com moduladores de fase adicionais em série e o uso de moduladores IQ em paralelo (Seimetz 2009). Cada uma dessas propostas tem diferentes especificações de complexidade elétrica e óptica e podem ser adaptadas para a geração de sinais de constelações de diversos tamanhos, assim é necessário que esses fatores sejam pesados para que a proposta mais adequada seja determinada para cada aplicação.

Para o caso específico aqui analisado, será considerado o uso de um modulador IQ tradicional como apresentado na Figura 2.6, na qual percebe-se que ele faz uso de uma estrutura baseada em moduladores Mach-Zehnder (dentro das linhas pontilhadas) idêntica a modulação DQPSK apresentada na Figura 2.2. O sistema difere do anteriormente citado, basicamente pela estrutura de codificação dos bits que será responsável pelo controle das tensões dos moduladores de Mach-Zehnder.

Nesse caso, a complexidade da parcela óptica do esquema proposto é igual à utilizada para diversas outras aplicações, uma vez que o modulador IQ possui grande flexibilidade, po-

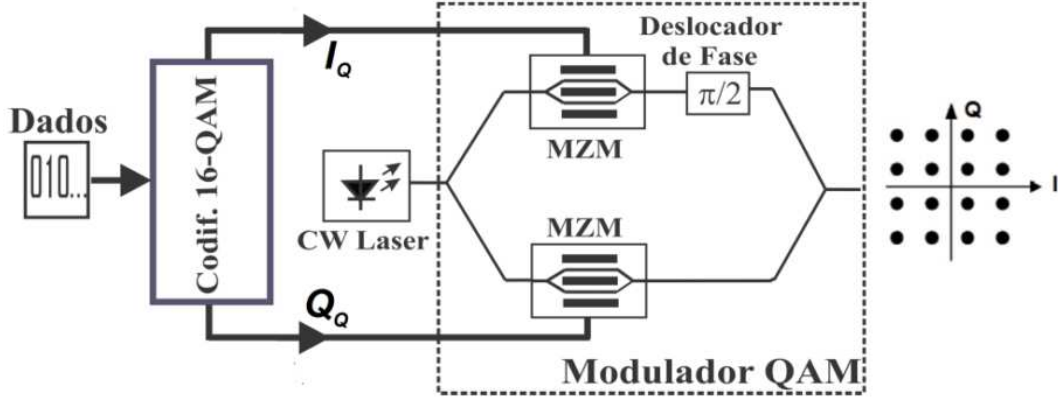


Figura 2.6: Estrutura do modulador QAM (Rocha 2012).

dendo ser utilizado para diversas modulações. De fato, essa característica impulsionou a sua popularização, permitindo que hoje sejam oferecidas diversas soluções com o modulador IQ completamente integrado, o que além de representar um aumento de performance, ainda facilita a implementação desse tipo de estrutura. Quando ao sinal elétrico responsável pelo controle dos moduladores ópticos, é necessário que possua uma quantidade de níveis igual ao número de projeções dos pontos da constelação nos eixos imaginário e real, ou seja, para a geração de um sinal 16QAM os sinais elétricos devem possuir 4 níveis. Dessa forma, o sinal óptico de saída do modulador pode ser representado pela equação 2.7, de maneira análoga ao apresentado para a modulação DQPSK, uma vez que ambas utilizam a mesma topologia para seus moduladores. Novamente, P_s é a potência do sinal, ω_s e φ_s definem respectivamente a sua frequência e fase, e $a_{IQM}(t)$ e $\varphi_{IQM}(t)$ foram definidas nas equações 1.8 e 1.9 (Seimetz 2009).

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} a_{IQM}(t) e^{j\varphi_{IQM}(t)} \quad (2.7)$$

Já os sinais elétricos $u_I(t)$ e $u_Q(t)$, responsáveis, respectivamente, pelo controle do braço em fase e em quadratura do modulador, podem ser definidos pelas equações 2.8 e 2.9, onde V_π é a tensão responsável por uma defasagem de 180° no braço do MZM, i_k e q_k são os bits a serem modulados, T_S é o tempo de bit para a taxa de modulação escolhida e p é o formato de pulso

aplicado ao sinal (Seimetz 2009).

$$u_I(t) = -V_\pi + \frac{2V_\pi}{\pi} \sum_k [\arcsin(i_k) p(t - kT_S)] \quad (2.8)$$

$$u_Q(t) = -V_\pi + \frac{2V_\pi}{\pi} \sum_k [\arcsin(q_k) p(t - kT_S)] \quad (2.9)$$

Para que os sinais de controle sejam gerados de maneira apropriada pelas equações apresentadas, faz-se necessário que a disposição dos símbolos na constelação seja alterada, não utilizando mais a codificação Gray, como é apresentado na Figura 2.7.

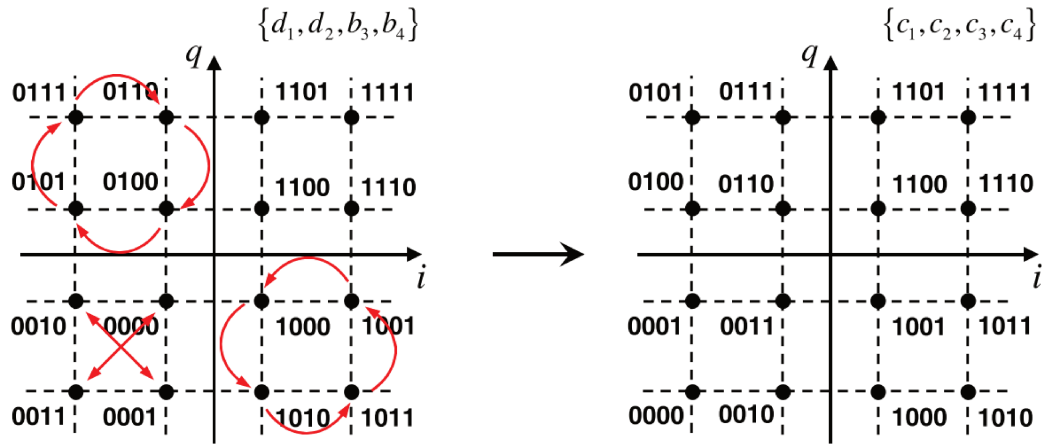


Figura 2.7: Codificação Gray (esquerda) alterada para a Codificação QAM Quadrada (direita) (Seimetz 2009).

2.4.2 Demodulador QAM

Após a transmissão do sinal, a sua recepção é mais complexa em relação ao esquema de demodulação proposto para a modulação DQPSK, já que neste caso é necessário que haja a presença de um oscilador local antes dos fotodetectores, como é possível verificar na Figura 2.8. Justifica-se a necessidade de uso de híbrida de 90° pela sua capacidade de separar as componentes em fase e em quadratura do sinal recebido, além de possibilitar a sua mistura com o sinal proveniente do oscilador local e já disponibilizá-los em parcelas adequadas para a

recepção balanceada. Como analisado anteriormente, é necessário que haja um controle preciso do LASER oscilador local, o que de maneira geral é feito através de um laço de travamento óptico, não presente na figura descritiva da técnica. Como já demonstrado, se o oscilador local possuir sua frequência travada em relação ao sinal de entrada, o batimento entre estes dois sinais torna possível detectar as variações de fase e de amplitude do sinal após a fotodetecção, que novamente deverá ser balanceada para promover um melhor desempenho do sistema. Neste caso também há a necessidade de um pós processamento mais complexo através de um bloco DSP, para estimar a fase do sinal degradada pelo ruído de fase do laser (Rocha 2012). As particularidades de todo esse processo já foram abordadas com detalhes anteriormente nesse capítulo.

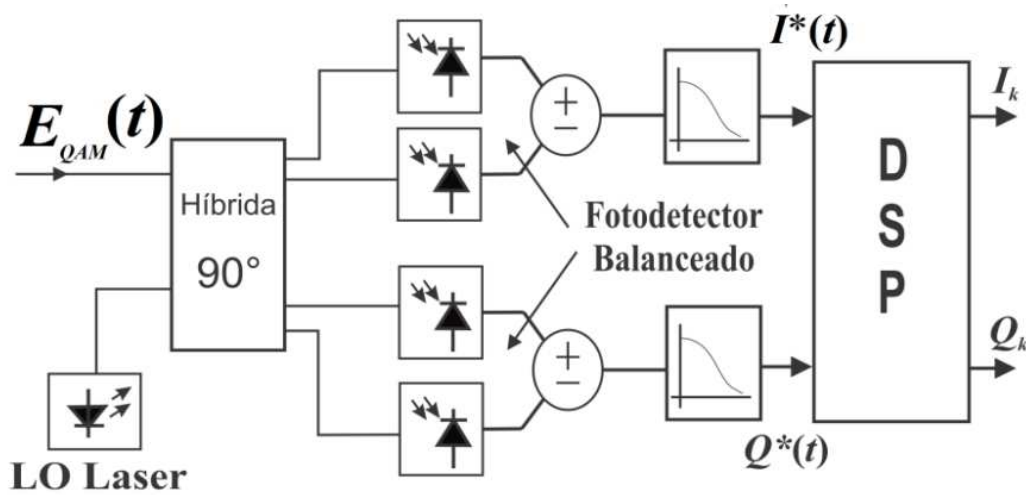


Figura 2.8: Estrutura do demodulador QAM (Rocha 2012).

Apesar de sua maior complexidade, o uso de recepção coerente vem se tornando usual em aplicações comerciais, já que as vantagens oferecidas por uma maior sensibilidade e pela possibilidade de uso de modulações com uma maior eficiência espectral acabam superando o maior custo e as dificuldades para a implementação do sistema. Dessa maneira, o uso de técnicas de recepção diferencial se torna restrita às aplicações onde o sistema coerente não se mostra vantajoso por razões específicas ao caso analisado. Dentro desse cenário percebe-se

inclusive a tendência de substituição da técnica DQPSK pela QPSK, já que tendo um receptor coerente disponível, não faz sentido a implementação de um estágio de codificação no transmissor e de um interferômetro de atraso para a recepção do sinal diferencial.

2.5 Conclusão

O presente capítulo teve como objetivo central abordar as principais técnicas de modulação, destacando suas principais características, seu desempenho ao serem empregadas em sistemas ópticos e os métodos e componentes envolvidos na sua geração e recepção. Devido a serem parte fundamental da implementação do sistema proposto dentro desse projeto, as modulações DQPSK e QAM receberam atenção especial durante a análise realizada.

Há uma correlação evidente entre o desenvolvimento tecnológico dos componentes envolvidos no estabelecimento dos enlaces ópticos e das técnicas de modulação neles empregadas. Portanto, de maneira análoga ao observado no capítulo anterior, pode-se traçar uma linha de desenvolvimento de técnicas de modulação mais complexas a partir da necessidade de melhor aproveitamento da capacidade de transmissão de uma fibra óptica, evolução essa que está intrinsecamente interligada com a consolidação dos moduladores em quadratura e da recepção coerente.

O emprego de modulações que fazem uso somente da manipulação da amplitude do sinal foi predominante durante as duas décadas iniciais das comunicações ópticas. A sua simplicidade permitia que o sinal fosse gerado somente através da variação da corrente de polarização da fonte óptica e que na recepção a fotodetecção direta fosse suficiente para a recuperação da totalidade das informações transmitidas. Entretanto, a dificuldade de criar constelações ópticas formadas por mais do que 2 símbolos onde somente variações de amplitude sejam empregadas e com bom desempenho em frente às diversas fontes de ruído, criou uma barreira de difícil

transposição quando a demanda do mercado começou a exigir uma maior eficiência espectral para os sistemas ópticos. A solução desta limitação técnica se deu graças à exploração de formatos baseados na manipulação da fase do sinal, tendência que só foi possível graças ao desenvolvimento de métodos e componentes capazes de realizar a geração e recepção destes sinais de maneira confiável. Neste panorama viu-se o surgimento das modulações DQPSK e QAM como alternativas com grande potencial para ampliar a capacidade dos sistemas através de um melhor aproveitamento espectral e da possibilidades de operar em taxas de transmissão elevadas.

Em um primeiro momento a técnica DQPSK, graças a possibilidade de uso das vantagens da fase diferencial, se mostrou como a opção mais promissora para implementação imediata. Seu desempenho satisfatório em relação à capacidade de transmissão e a sua robustez contra fontes de ruído e alguns efeitos não lineares, permitiu que ela rapidamente ocupasse um espaço considerável em aplicações comerciais. Entretanto, a modulação QAM oferece algumas vantagens fundamentais, muitas das quais relacionadas com a possibilidade de aumento do tamanho de sua constelação dependendo da necessidade de uma melhor eficiência espectral, e mantendo-se a mesma base da parcela óptica do transmissor e do receptor empregados. Com o crescente desenvolvimento de métodos mais eficientes para a recepção coerente e do processamento digital dos sinais recebidos, percebe-se uma tendência de consolidação da modulação QAM como o formato a ser empregado em situações envolvendo a exigência de alta capacidade de transmissão de dados dos sistemas de comunicação ópticos.

Tendo estabelecido os principais conceitos teóricos envolvidos na geração e na recepção de sinais com modulações avançadas, especialmente a DQPSK e a QAM, se faz possível realizar a caracterização experimental do sistema proposto dentro dessa filosofia. Abordagem essa que será central no próximo capítulo, com destaque para a análise da operação do sistema como um todo e para a determinação dos parâmetros fundamentais do modulador óptico em quadratura.

Capítulo 3

Resultados Obtidos

O trabalho experimental realizado almejou a melhoria do desempenho da bancada de testes projetada e construída pelo professor Evandro Conforti, como sua parte nas tarefas relativas à coordenação do Convênio PITE-FAPESP-Padtec, Proc. 56.024-4, intitulado “Tecnologias Ópticas Coerentes”. Essa bancada conta com dois moduladores ópticos em quadratura, responsáveis pela geração do sinal DQPSK e 16QAM. Após a geração destes dois sinais, a proposta do trabalho envolvia a análise da degradação de um sinal modulado em 16QAM, tendo sua taxa de dados variando em uma faixa de 2 até 56 Gbit/s, quando na presença de um sinal interferente vizinho e modulado em DQPSK, com sua taxa também variando de 2 até 56 Gbit/s. Tal análise seria efetuada tendo como base os diagramas de olho de ambos os sinais (principal e interferente) em função da distância entre as frequências centrais dos dois canais analisados.

Os efeitos não lineares resultantes da interferência entre os canais, da geração, transmissão e recepção dos mesmos ao longo do enlace óptico são assuntos a serem abordados em outros trabalhos realizados pela equipe do laboratório e não serão analisados nesta dissertação. O desenvolvimento dos programas computacionais necessários para o processamento digital dos sinais também não será abordado dentro deste trabalho, sendo desenvolvidos por outros membros

da equipe do laboratório.

Entretanto, o desenvolvimento do trabalho inicialmente proposto sofreu atrasos devido à dificuldade de importação de alguns componentes, havendo a impossibilidade de realizar todos os itens considerados no cronograma inicial. Desta forma, não houve tempo hábil para o cálculo da taxa de erro de bit (BER). Esta tarefa ficará para trabalhos futuros, que incluirão a propagação de sinais em enlaces de recirculação (*recirculating loop*). Nas seções seguintes os resultados obtidos até o momento, bem como as dificuldades encontradas serão analisados com maiores detalhes.

3.1 Moduladores IQ

O esquema completo proposto para a geração, transmissão, recepção e análise dos sinais modulados em DQPSK e 16QAM está representado na Figura 3.1. Como é possível perceber na imagem apresentada o sistema é de alta complexidade e, devido à dificuldade de visualizá-lo com todos os detalhes necessários, optou-se por fragmentar o esquema em blocos distintos representados nas Figuras 3.2, 3.3 e 3.4. A análise do funcionamento do circuito terá como base os blocos apresentados, utilizando o esquema completo como referência da interligação dos diversos estágios e do funcionamento do sistema em sua totalidade.

Para a geração dos sinais modulados em DQPSK e QAM, inicialmente se faz necessário criar 4 seqüências de bits no domínio elétrico com taxa variando de 2 Gb/s até o limite máximo de 56 Gb/s, para que as mesmas possam alimentar os moduladores ópticos criando o sinal a ser analisado, além de um sinal de relógio responsável pela sincronização de todo o sistema. Para tanto, utilizou-se quatro saídas síncronas PRBS (*pseudo random bit sequence*), variando de 0,5 Gb/s até 14 Gb/s, permitindo que, após os multiplexadores presentes no sistema, a taxa fosse multiplicada por um fator de quatro, resultando na variação desejada de 2 Gb/s até

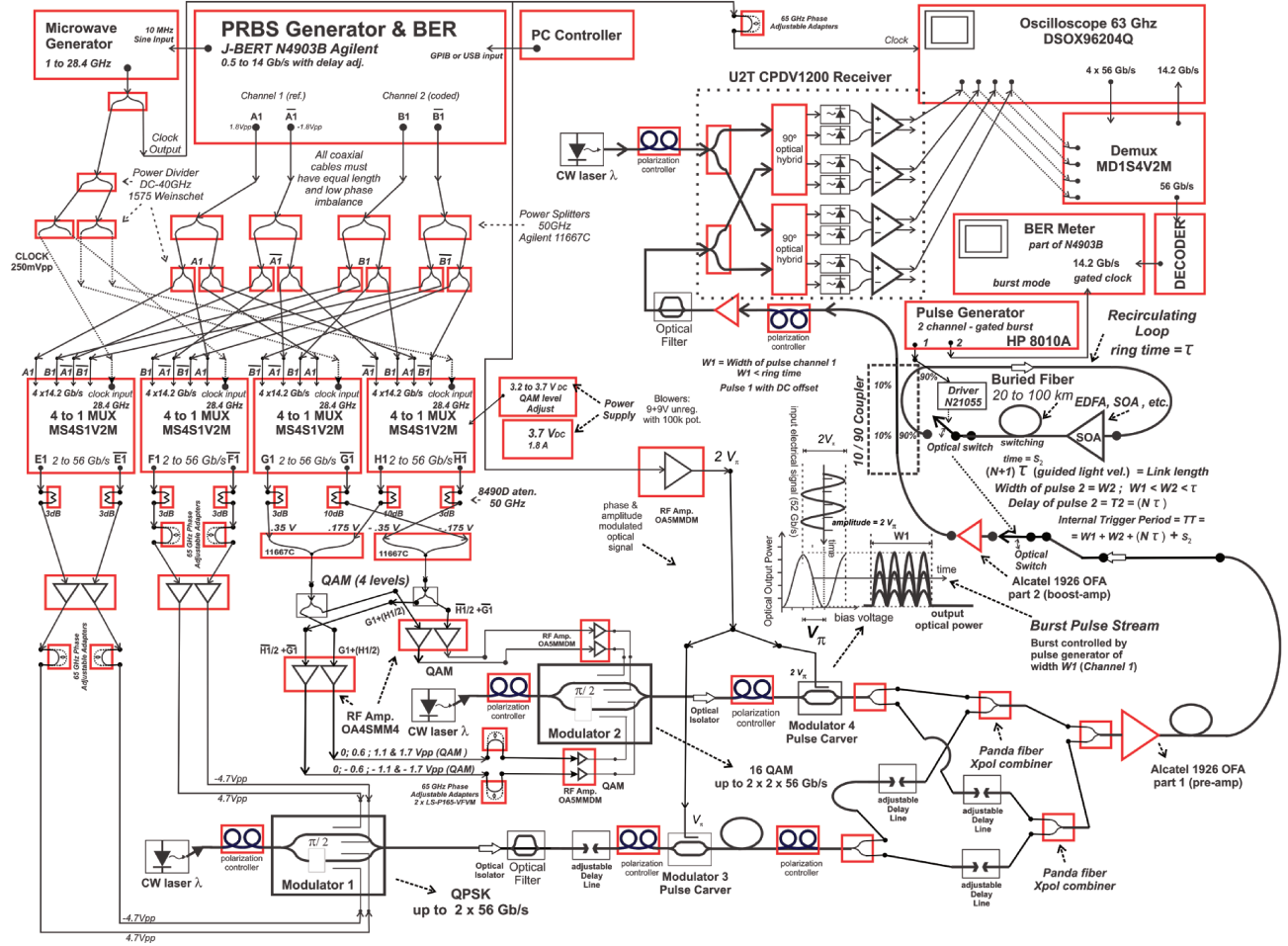


Figura 3.1: Esquema do modulador DQPSK e 16QAM proposto.

56 Gb/s. Estes sinais provindos do gerador PRBS alimentam 4 cabos coaxiais casados e de mesmo comprimento, para evitar problemas com a sincronia e fase dos sinais, passam por uma série de divisores coaxiais e por fim alimentam 4 sistemas de multiplexação (4:1). O relógio do sistema é criado por um gerador de micro-ondas e sincronizado através de uma saída de sincronia de 10 MHz presente no gerador PRBS, alimentando na sequência os multiplexadores para garantir a sincronia do sistema. Verificou-se que, para sinais com taxas acima de 40 Gb/s, é necessária maior potência no sinal de relógio, tendo sido necessária a compra de amplificadores para serem instalados após o primeiro divisor. O processo aqui descrito responsável pela geração dos 4 sinais de até 56 Gb/s pode ser verificado na Figura 3.2 com maiores detalhes.

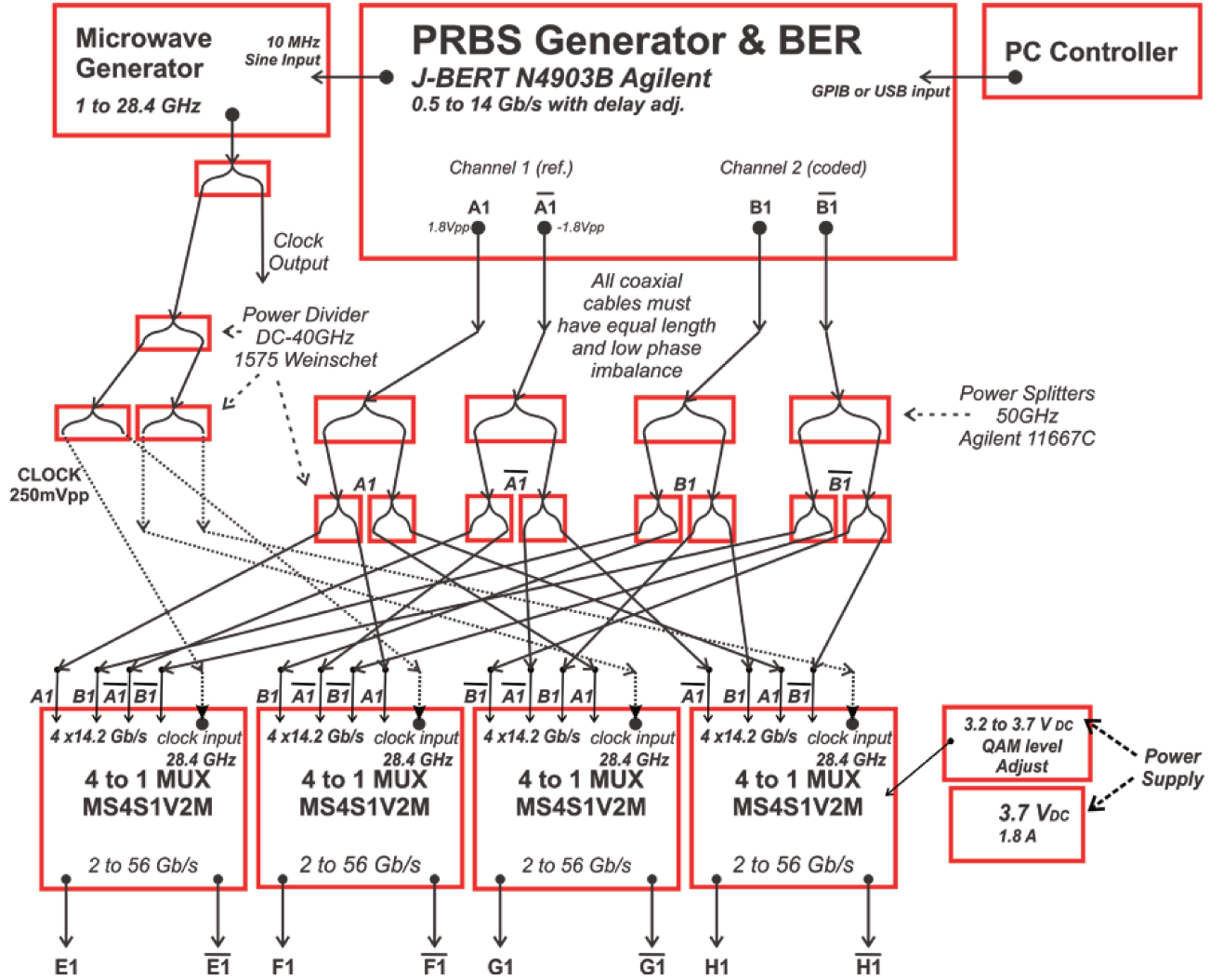


Figura 3.2: Geração da sequência de bits de até 56 Gb/s

Após a geração dos sinais no domínio elétrico, se faz possível a conversão dos mesmos para o domínio óptico através dos moduladores IQ. O esquema do sistema proposto pelo professor Evandro Conforti pode ser visualizado na Figura 3.3, onde está presente a modulação QPSK e 16QAM para sinais elétricos de até 56 Gbit/s e dois canais ópticos. Para a geração dos sinais modulados, as saídas E1 e F1 dos multiplexadores são amplificadas e injetadas no primeiro modulador óptico para a formação do sinal QPSK, de maneira semelhante ao proposto no embasamento teórico. É importante observar a ausência do pré-codificador necessário para atribuir a característica de fase diferencial para a modulação QPSK através do processo de

realimentação dos sinais de controle do modulador. Entretanto, nesse momento o objetivo consistia na análise de diagramas de olho e da constelação do sinal, não havendo grande impacto da modulação diferencial em seu desempenho. A implementação do circuito completo para análises baseadas na taxa de erro de bit prevê a instalação do pré-codificador, possibilitando dessa maneira que o sinal DQPSK seja gerado. Por sua vez, as saídas G1 e H1 são atenuadas de maneira coerente com a formação dos 4 níveis do sinal de controle no domínio elétrico para a modulação 16QAM, permitindo que alimentem os braços do segundo modulador em quadratura, novamente de acordo com uma das topologias propostas dentro do capítulo de fundamentação. O terceiro e quarto moduladores presentes no sistema são do tipo Mach-Zehnder e se comportam como *pulse carvers*, sendo responsáveis por tornar o sinal NRZ gerado até então em um sinal RZ. Para tanto, são alimentados com um sinal senoidal disponibilizado pelo gerador de micro-ondas e amplificado para que seja adequado ao controle dos braços do modulador.

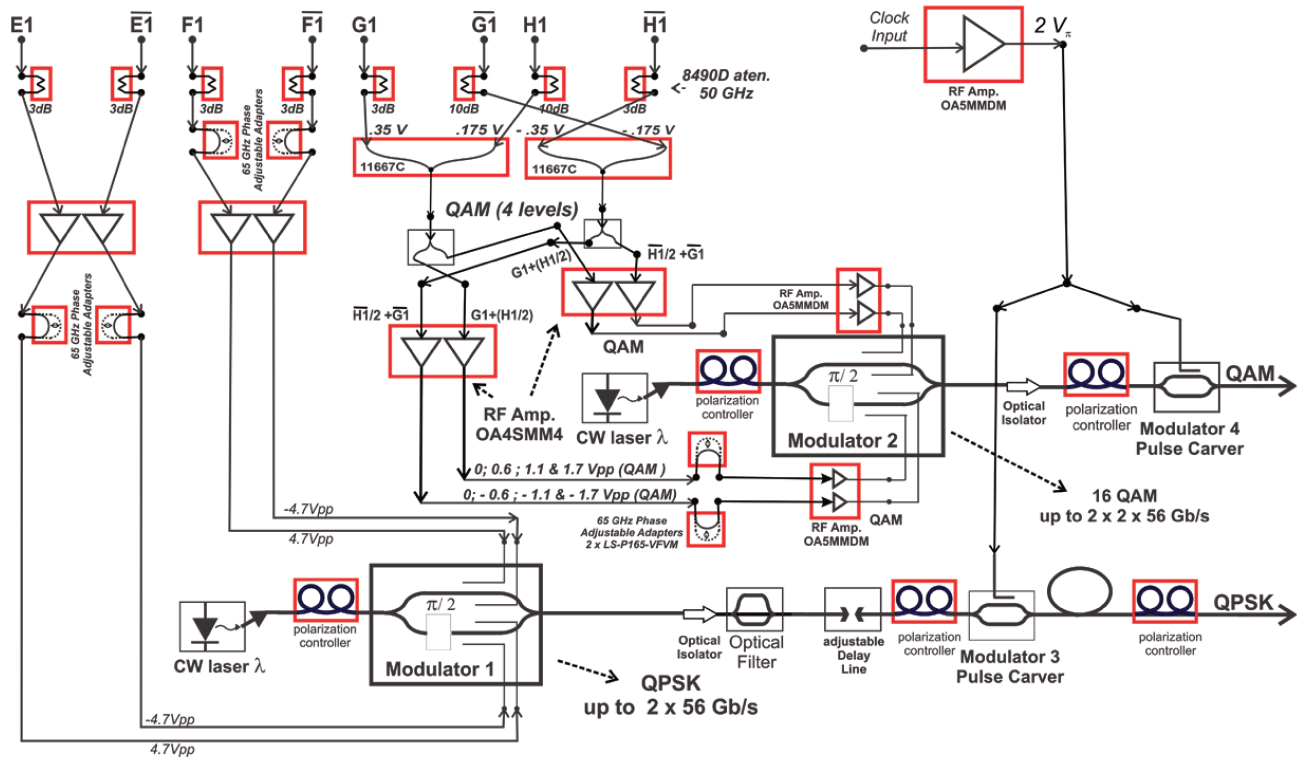


Figura 3.3: Geração dos sinais modulados em QPSK e 16QAM.

A etapa seguinte compreende a transmissão e recepção dos sinais anteriormente gerados e está representada na Figura 3.4. Um anel de recirculação permite que o sinal se propague por uma grande extensão de fibra, simulando os diversos efeitos degradantes resultantes desse processo. A inclusão de amplificadores ópticos nessa etapa garante que o sinal tenha potência suficiente para que a recepção seja realizada de maneira adequada, além de possibilitar o estudo de diversos efeitos degradantes resultantes do processo de amplificação, tais como a modulação cruzada de fase e a mistura de quatro ondas. Por fim, a recepção é feita de maneira coerente, com o uso de um LASER oscilador local e de híbridas de 90° de acordo com o processo descrito na fundamentação. É importante salientar que, uma vez que o sinal gerado pelo primeiro modulador não possui fase diferencial, se faz necessário o uso de uma híbrida de 90° também para este sinal. Quando for realizada a implementação da modulação diferencial possibilitando a geração de um sinal DQPSK, a sua recepção poderá ser implementada de maneira diferencial através de um interferômetro de atraso em substituição da híbrida, como apresentado na fundamentação teórica. Ainda, destaca-se a presença de vários estágios de controle de polarização, de linhas de atraso e de ajustadores de fase, fundamentais para garantir a sincronia de todo o sistema e o bom funcionamento de todas as etapas sensíveis à polarização.

O esquema anteriormente discutido também pode ser alterado de maneira a possibilitar a criação de um sinal modulado em 64QAM, como pode ser visualizado na Figura 3.5. A geração dos bits com taxa de até 56 Gb/s ocorre de maneira idêntica ao apresentado na Figura 3.2. O passo seguinte envolve a geração do sinal óptico modulado, para tanto, como apresentado no embasamento teórico, existem diversas topologias sugeridas pela literatura. A questão que permanece crítica em todas as propostas é a relação entre a complexidade da parcela elétrica e da parcela óptica do sistema, fato que se torna ainda mais crucial para constelações maiores, como é o caso dos 64 níveis pretendidos. Tendo em mente que um incremento na complexidade da parcela elétrica envolveria a necessidade de inclusão de novos componentes não disponíveis

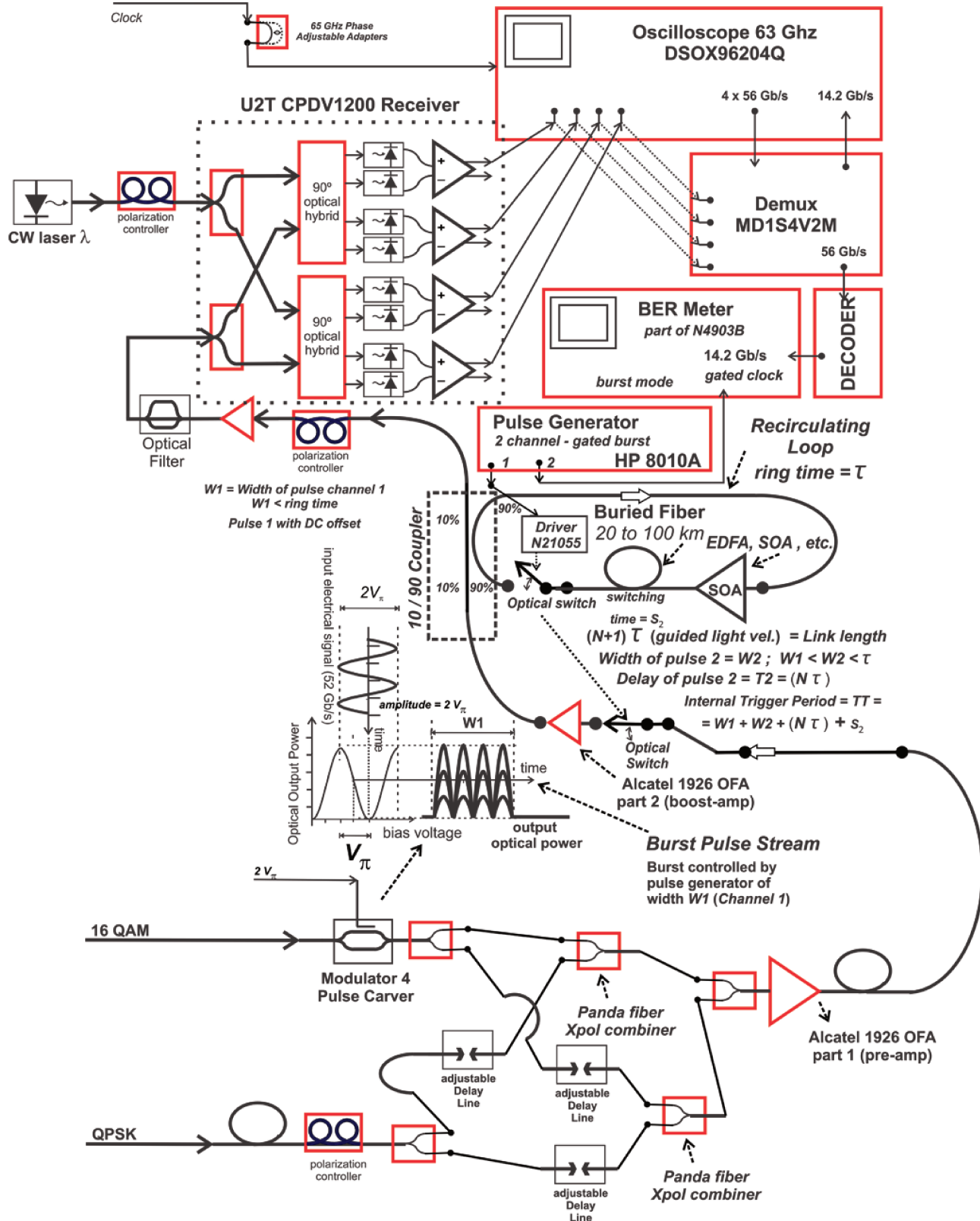


Figura 3.4: Recepção dos sinais modulados em QPSK e 16QAM.

no momento, e de que há a possibilidade de modificar a montagem do sistema óptico para incrementar sua capacidade através da junção dos dois moduladores IQ em cascata, optou-se por essa abordagem. Dessa forma, o modulador anteriormente responsável pela geração do sinal QPSK agora recebe em sua entrada o sinal modulado em 16QAM. Dadas as tensões de controle adequadas, ele é capaz de abrir a modulação de 16 níveis através da introdução de um novo estágio de modulação de fase, de maneira que os 16 níveis iniciais se tornem restritos a um quadrante de uma modulação 64QAM. Novamente, é essencial que as tensões de controle dos braços do modulador sejam ajustadas de maneira adequada a criar a modulação de fase desejada, e que haja um controle da polarização e das defasagens para que o sistema opere satisfatoriamente. O sinal então se propaga por um anel de recirculação, podendo enfim ser realizada a recepção de maneira coerente de acordo com um sistema semelhante ao proposto na Figura 3.4.

Em relação ao modulador de amplitude em 16QAM, o sistema já montado no laboratório pelo professor Evandro Conforti pode ser visualizado na Figura 3.6. Os testes iniciais nele realizados apresentaram alguns problemas. Inicialmente, saliente-se a necessidade de instalar amplificadores para aumentar a potência do sinal de entrada nos multiplexadores, para se obter adequada amplitude de RF para excitar o modulador eletro-óptico. Os amplificadores de RF utilizados apresentam banda limitada em 45 GHz, o que prejudicou a qualidade de sinais em taxas com componentes de frequência acima desse valor, como poderá ser visualizado nos resultados a seguir. Entretanto, o maior empecilho, neste caso, foi a queima de dois multiplexadores durante os testes, impedindo o correto funcionamento do sistema, devendo ser substituídos por componentes em processo de importação, o que acarretou atrasos na caracterização completa do modulador.

Em relação ao modulador DQPSK, ele também já foi montado e está em funcionamento no laboratório, podendo ser visualizado nas Figuras 3.7 e 3.8. Os testes iniciais efetuados

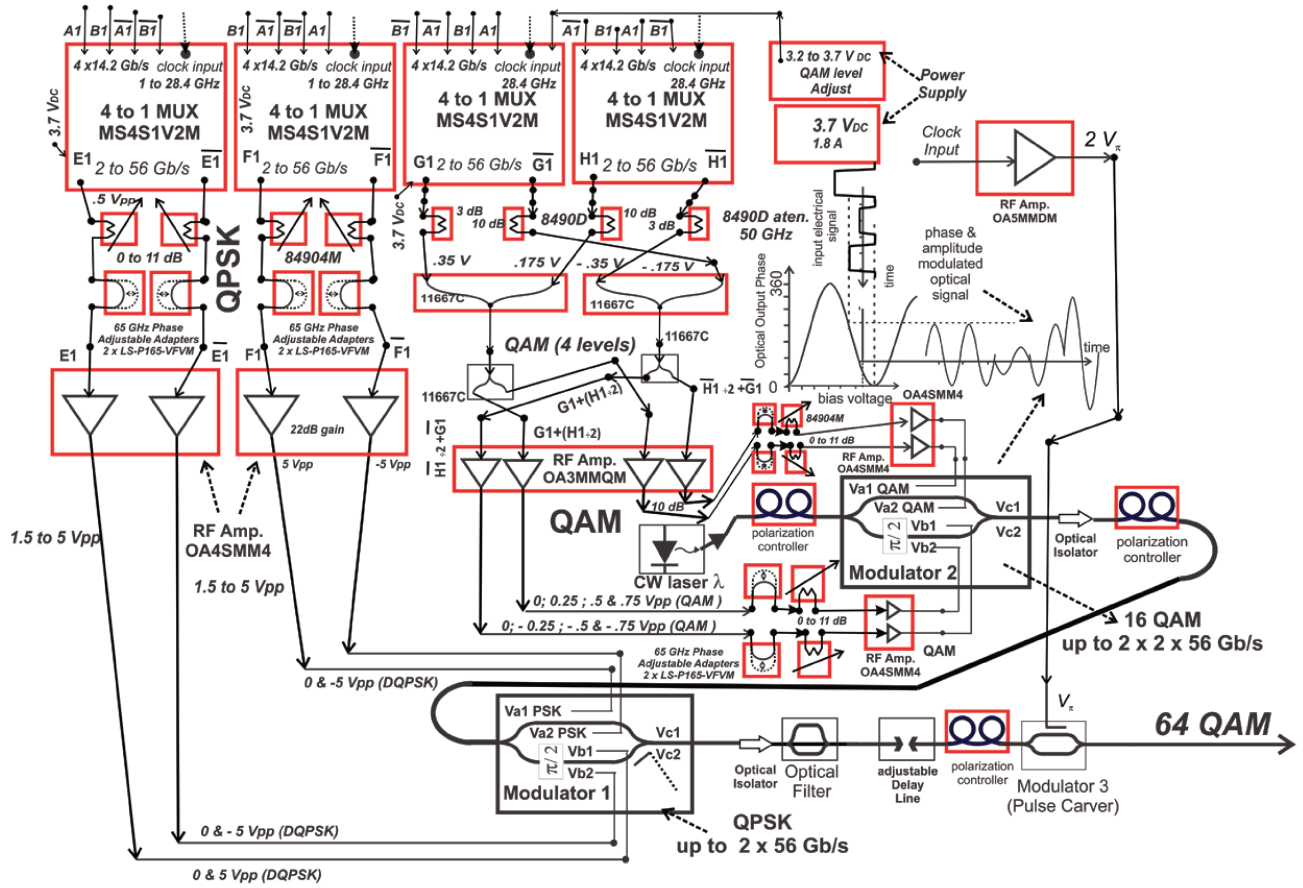


Figura 3.5: Geração do sinal modulado em 64QAM.

pelos orientadores deste trabalho evidenciaram pequenos problemas em relação ao controle da fonte de tensão responsável por polarizar os braços piezo-elétricos do modulador Mach-Zehnder. Os componentes que necessitam de substituição já foram adquiridos. Por outro lado, além disso, as fontes precisaram ser implementadas em um gabinete separado para evitar vibrações nos componentes ópticos mais sensíveis. A Figura 3.8 mostra a frente do instrumento, com a incorporação de dois Variadores de Fase, sendo que para o correto funcionamento seriam necessários 8 componentes como este, a serem adquiridos.

Os orientadores deste trabalho já realizaram testes nos dois moduladores, varrendo taxas desde 2 até 56 Gb/s. Como, em taxas maiores, os problemas apresentados pelo sistema ficam mais evidentes, eles serão aqui abordados com maiores detalhes. Na Figura 3.9 são apresentados

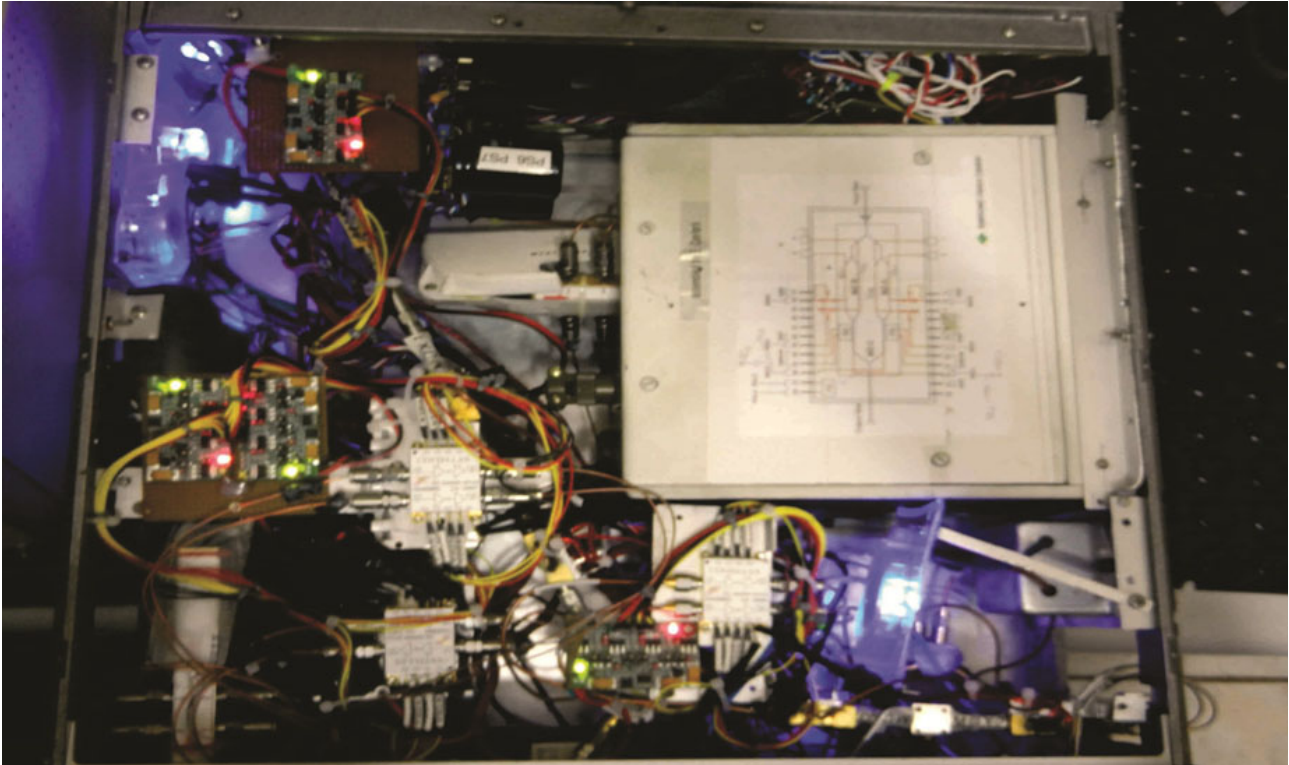


Figura 3.6: Moduladores implementados no laboratório.

os sinais nas saídas dos multiplexadores, podendo-se notar que o tempo de bit é de 17,8 ps (correspondente à taxa de 56 Gb/s), o tempo de subida (de 10% até 90% da amplitude do sinal) ficou em torno de 14 ps, o que corresponde a uma banda de 66 GHz para os multiplexadores. Os níveis de tensão encontrados estão de acordo com o esperado e é possível perceber claramente a sequência de bits gerada pelo gerador PRBS, comprovando o funcionamento adequado desta etapa.

Após este sinal ser amplificado pelos amplificadores duais de RF, verificou-se uma perda significativa de qualidade. Como pode ser visualizado na Figura 3.10, os níveis relativos a bits 0 ou 1 não são mais evidentes como anteriormente (apesar de ainda serem identificados). A maior causa deste problema é a banda limitada dos amplificadores em 45 GHz, o que é insuficiente para amplificar especialmente a terceira harmônica do sinal original, o que ocasiona a sua distorção e perda de qualidade.

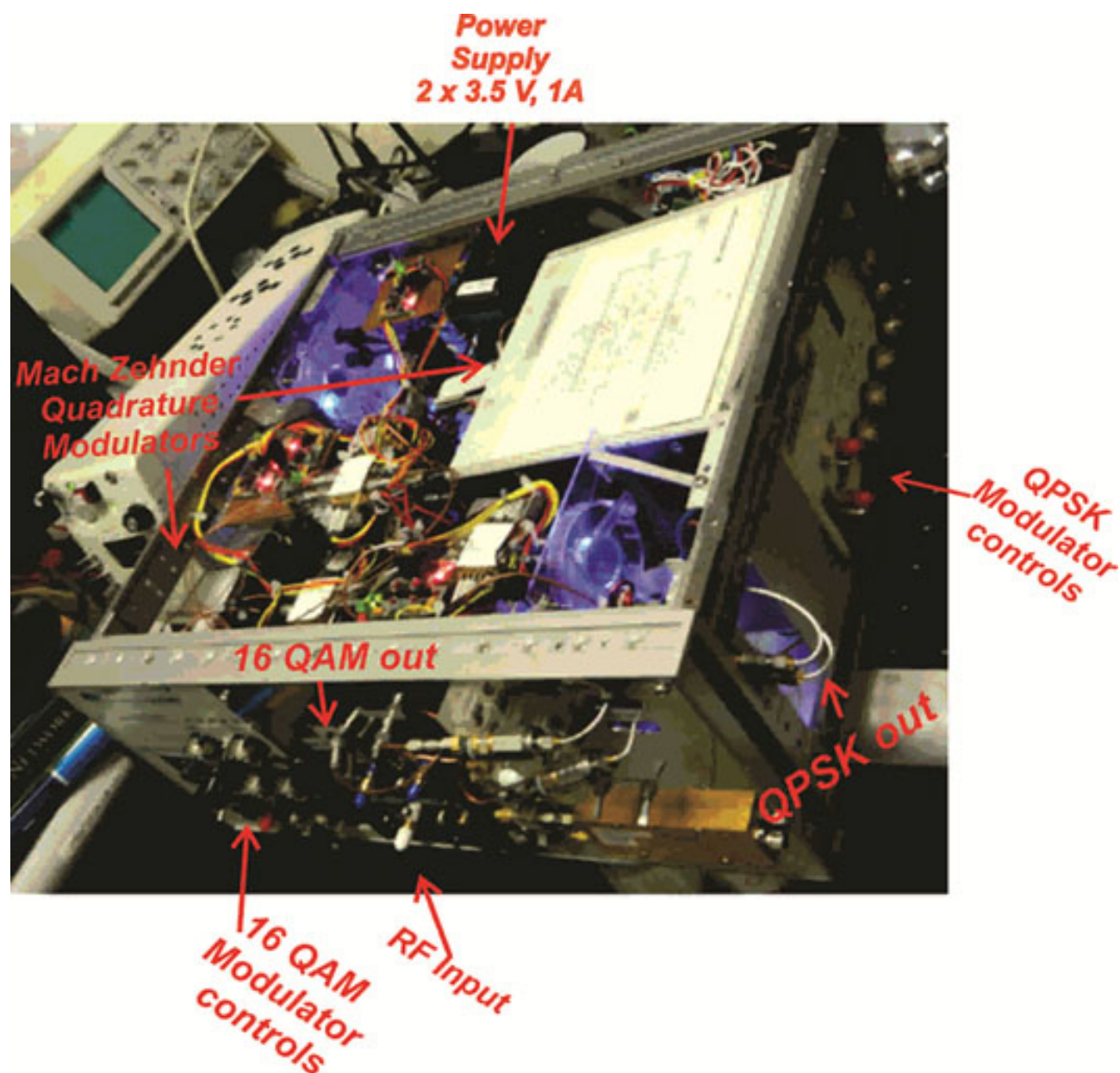


Figura 3.7: Moduladores implementados no laboratório.

Após a passagem do sinal pelo modulador DQPSK, outros problemas ficam evidentes, como pode ser visualizado na Figura 3.11. Neste caso, o sinal óptico DQPSK apresenta os 3 níveis esperados (“0” quando a transição de fase corta a origem, “1” entre transições de fases adjacentes e “2” quando não há transição de fase), e o tempo de subida também é compatível com a faixa até acima de 45 GHz, sendo igual a 14 ps. Entretanto, em alguns pontos não

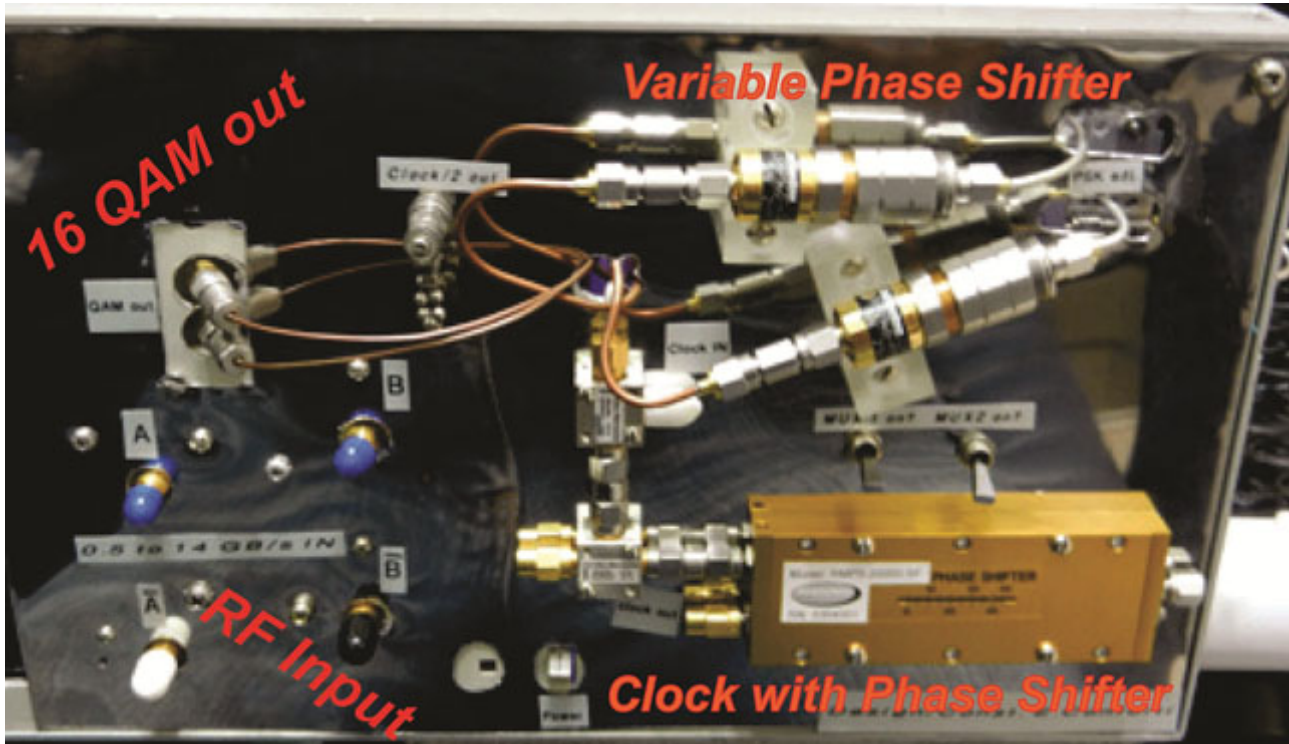


Figura 3.8: Painel frontal dos moduladores com variadores de fase ajustáveis.

é possível identificar com clareza o nível do sinal, como exemplificado pelos pontos “A”, “B” e “C” na Figura 3.11. Ainda não há uma explicação convincente para isto mas, nestas altas taxas, a amplitude de pico a pico do sinal de RF aplicada ao modulador óptico está abaixo do valor de V_π , e provavelmente não está sendo suficiente para formar a constelação DQPSK. A consequência seria uma constelação distorcida, com prováveis distorções de níveis mostradas na Figura 3.11. Uma análise mais completa, com variação das taxas, deverá ser elaborada para esclarecer este ponto. As dificuldades encontradas em relação à faixa de resposta em frequência de alguns componentes estão sendo sanadas como, por exemplo, através da futura importação de uma híbrida óptica integrada com banda de 40 GHz para o receptor coerente.

A mudança das taxas faz com que a atenuação dos cabos e a própria resposta do modulador variem, sendo necessário ajustar novamente o nível de tensão do sistema. Para isso, como salientado anteriormente, será necessário implementar uma tabela com um conjunto de

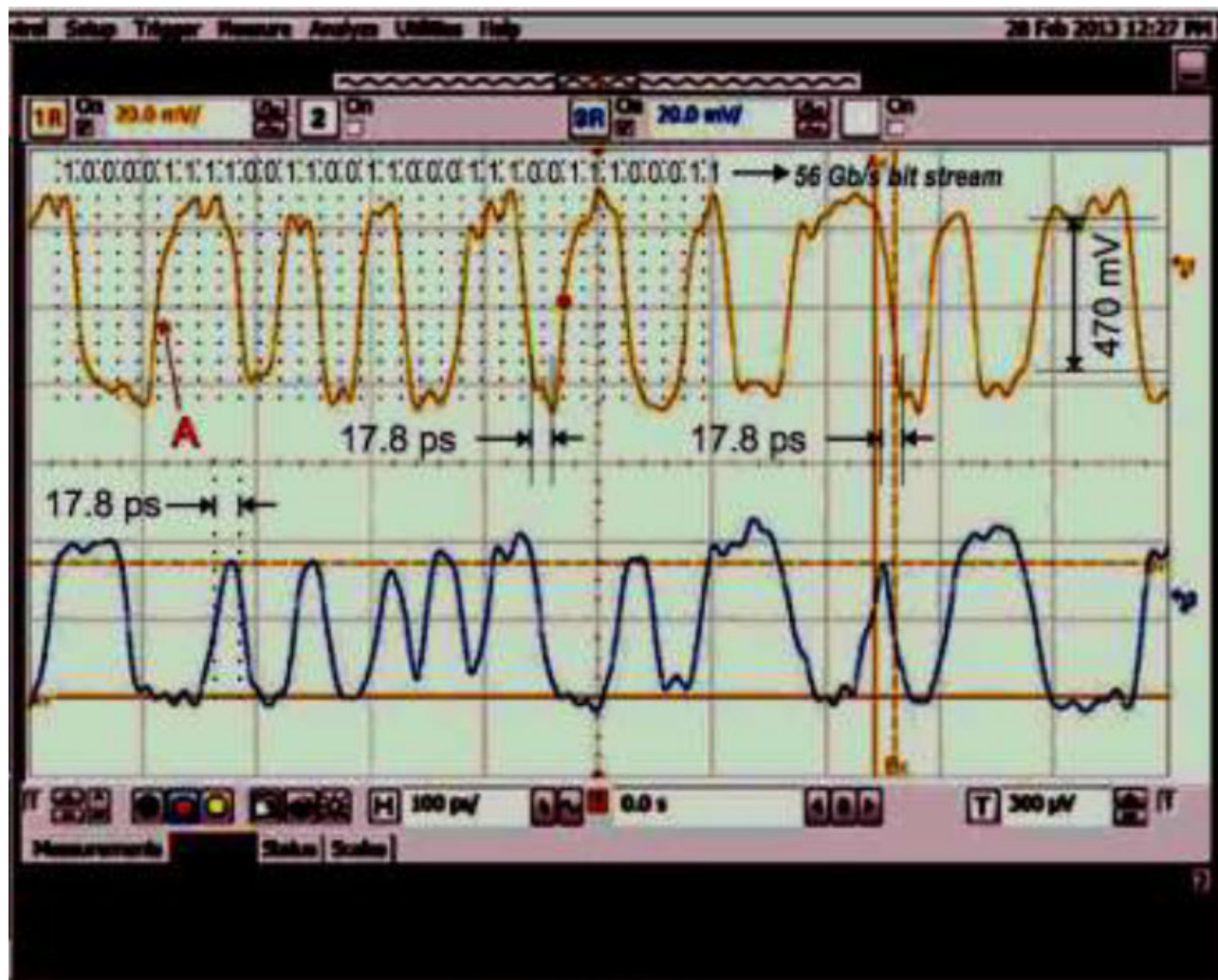


Figura 3.9: Sinal de saída dos multiplexadores.

atenuadores onde o usuário da bancada deverá efetuar a colocação dos atenuadores adequados para cada taxa de bits utilizada nos testes.

3.1.1 Caracterização de V_π

Como anteriormente analisado no embasamento teórico, o modulador IQ é o componente fundamental para a geração dos sinais modulados em QAM e DQPSK, sendo que uma de suas características fundamentais a serem analisadas é o valor de V_π . Desta forma, o comportamento deste componente foi avaliado através das tensões de controle de cada um dos

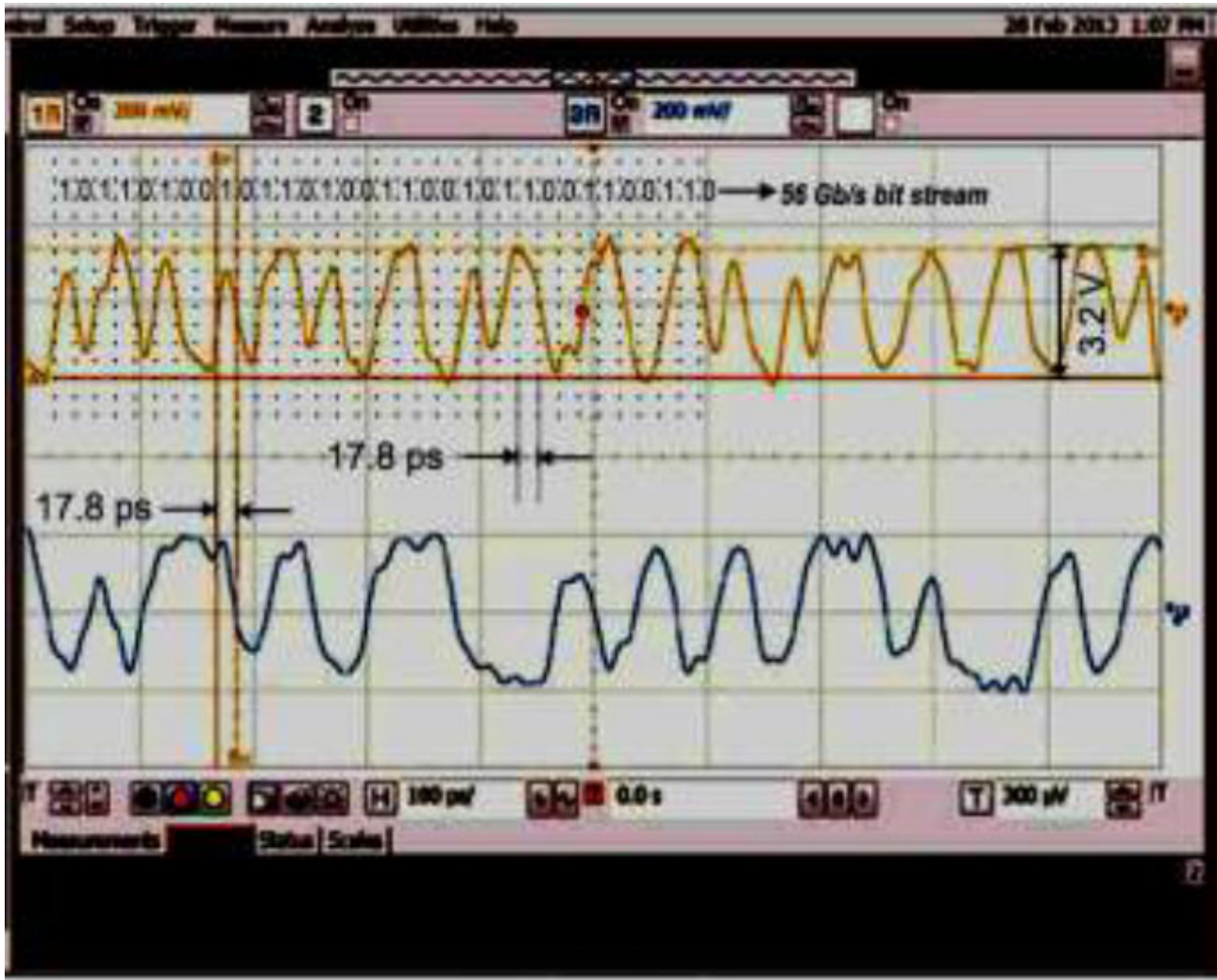


Figura 3.10: Sinal elétrico após os amplificadores duais de RF.

moduladores MZM que formam seus braços de propagação e permitem a variação da fase do sinal e a criação de padrões de interferência. O esquema do modulador utilizado nos testes realizados pode ser visualizado com maiores detalhes na Figura 3.12. No esquema apresentado, pode-se notar as fontes de polarização em tensão contínua (*DC bias*) na entrada de cada um dos braços a serem controlados. A fixação de um determinado valor nestas tensões em corrente contínua proporciona um alongamento no guia de onda óptico correspondente proporcional à tensão aplicada. Este alongamento permite o aumento no tempo de propagação do sinal dentro deste caminho óptico, ocasionando o aparecimento de uma defasagem relativa em relação ao

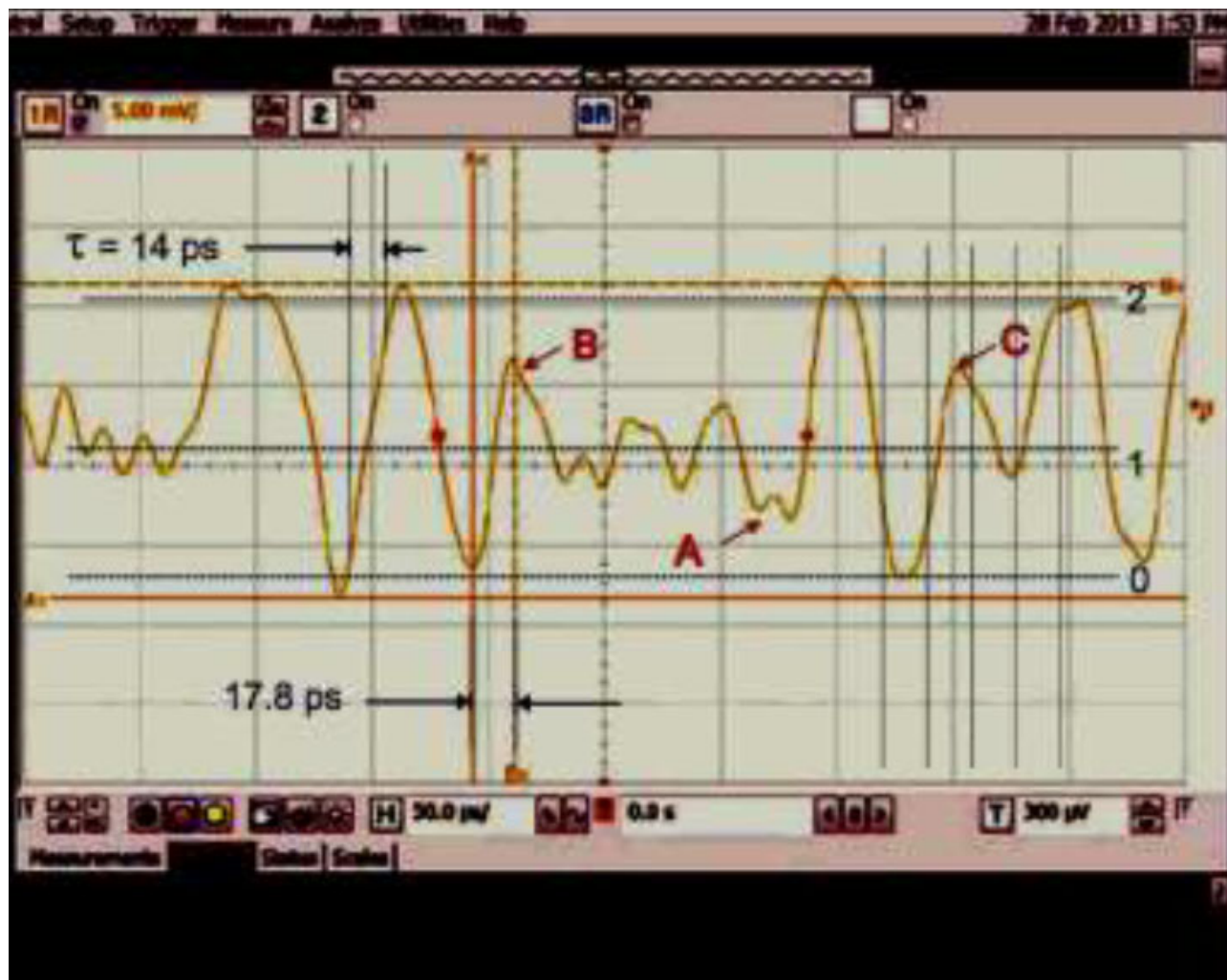


Figura 3.11: Sinal DQPSK após o fotodetector e sem demodulação.

sinal propagante no outro braço do modulador MZM análogo à ele.

Desta forma, o ajuste de uma tensão adequada no braço 6 do modulador, nominalmente "MZM c2", poderá gerar um atraso de fase relativo igual à 90° em relação ao sinal propagante no braço 5, gerando a modulação em quadratura anteriormente analisada no embasamento teórico. Já tendo os dois sinais em quadratura, basta que os braços menores dos moduladores MZM sejam polarizados e alimentados com as tensões adequadas para gerar os sinais modulados em DQPSK ou QAM como o analisado no embasamento teórico.

Para o caso específico no qual somente uma tensão de polarização *DC bias* (em corrente

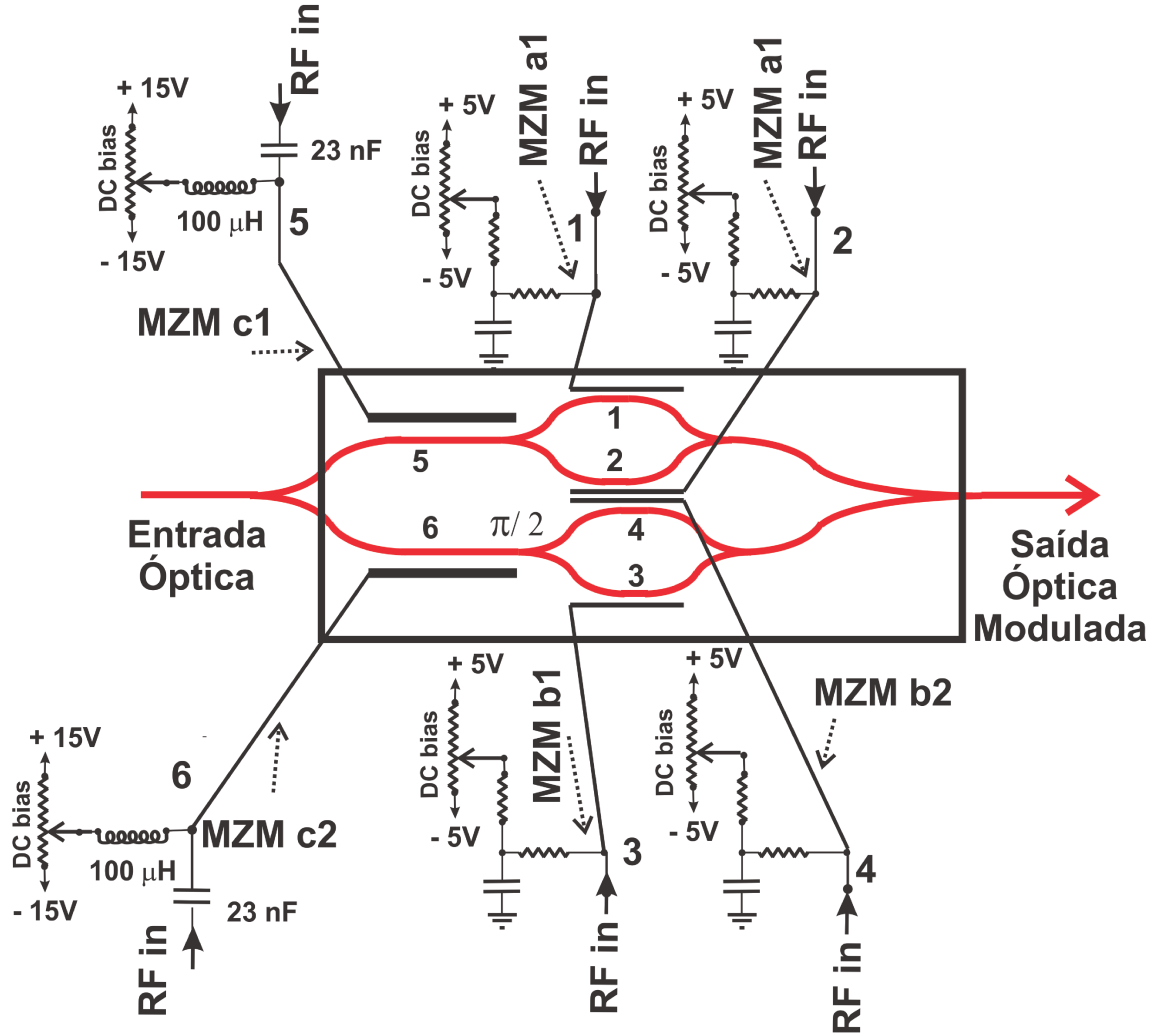


Figura 3.12: Esquema do modulador DQPSK.

contínua) for injetada nas portas de controle V_a , V_b , ou V_c , é possível observar a variação da saída do sinal óptico de acordo com as condições de interferência ocasionadas pelos atrasos gerados em cada braço do modulador MZM, permitindo a inferência de informações relativas ao atraso de fase do sinal propagante em cada um dos braços do modulador. Desta forma, observando-se a potência do sinal óptico de saída, é possível determinarem-se os pontos de interferência totalmente construtiva e destrutiva, e dessa forma o valor de V_π do modulador em questão.

Para uma determinação mais precisa, cada braço foi caracterizado individualmente.

Para isso, os outros braços foram polarizados de forma a gerarem interferência destrutiva, cessando a saída de luz, de modo que a saída do modulador era resultante somente do braço sob análise. Assim, variando-se a tensão de polarização deste braço e monitorando a potência do sinal óptico de saída, foram gerados gráficos semelhantes ao apresentado na Figura 3.13, o qual é específico para a caracterização de V_c no braço 6. A partir destes gráficos, é possível determinar o valor de V_π através da diferença de tensão entre o ponto de máxima potência de saída (interferência construtiva) e de mínima potência de saída (interferência destrutiva). Para o caso do modulador MZM maior controlado por V_c , o resultado encontrado foi de 8 V para o conjunto dos braços 5 e 6, como é possível perceber para o caso específico da Figura 3.13. Já para os braços menores (braços 1, 2, 3 e 4), controlados por V_a e V_b , o valor DC encontrado foi próximo a 2,4 V.

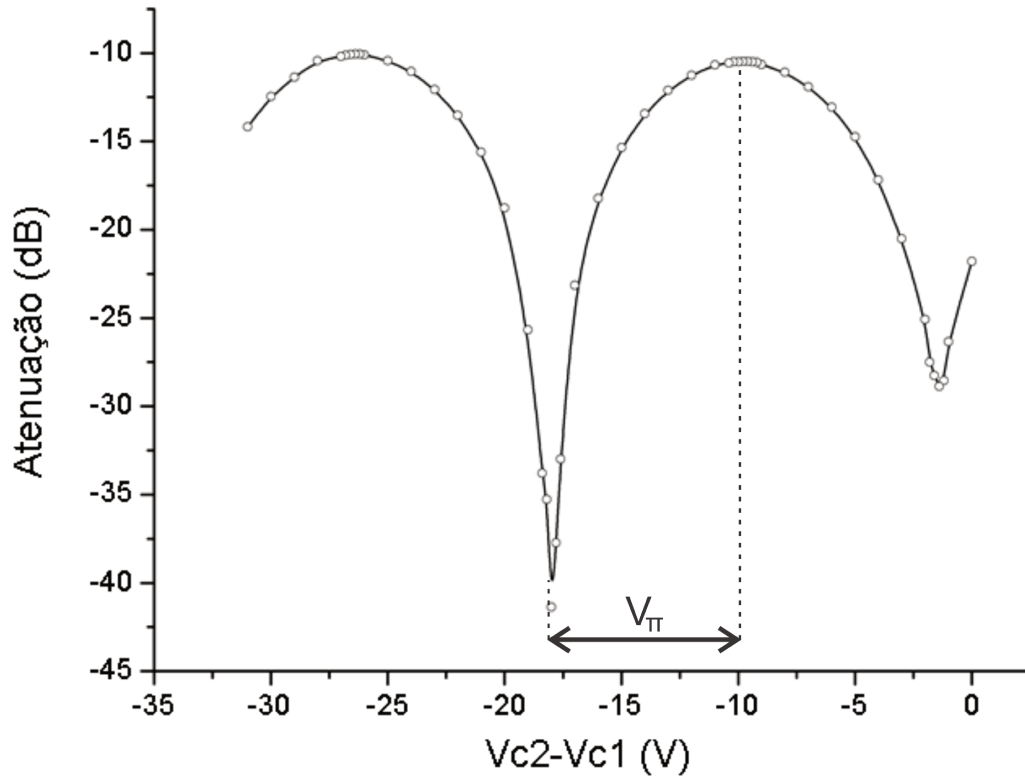


Figura 3.13: Relação entre a tensão V_c (nos braços longos) e a atenuação no modulador DQPSK.

Entretanto, além das tensões de polarização em corrente contínua, os braços dos mo-

duladores MZM também devem receber tensões em RF relativas à modulação a ser empregada. O valor de V_π é dependente com a frequência do sinal, portanto faz sentido que o seu comportamento também seja observado nas condições em que o modulador irá operar na prática. Para tanto, foi desenvolvida uma técnica de medição através da qual é possível caracterizar este valor na frequência fundamental de operação do sistema. O seu comportamento neste caso pode ser mais bem compreendido através do esquema presente na Figura 3.14. Supondo que a amplitude de pico a pico da tensão de entrada em um dos braços de um modulador MZM seja igual a V_π , neste caso o padrão de interferência gerado após o acoplamento com a luz provinda do outro braço (sem nenhum tipo de sinal de modulação sendo aplicado) será construtiva em metade do período e destrutiva na outra metade, já que haverá uma variação entre os sinais em fase e contra-fase. Desta forma, caso não haja a presença de nenhuma modulação nos outros braços do modulador IQ, a saída de todo sistema deverá se aproximar de uma senóide, podendo haver pequenas distorções devido à falta de linearidade do alongamento do braço óptico em relação à variação da tensão de RF. Entretanto, caso a tensão de pico a pico do sinal de RF seja maior do que V_π , haverá a distorção e saturação na senóide de saída, fato que pode ser interpretado como uma forma de sobremodulação de amplitude, como demonstrado na Figura 3.14. O uso desse fator permitiu que fosse desenvolvido um método para a determinação de V_π , em função de uma tensão de RF em qualquer frequência, através do uso de um fotodetector e de um osciloscópio, permitindo o monitoramento da sobremodulação, como poderá ser verificado nos resultados seguintes.

Neste caso específico, foram analisadas frequências até 23 GHz (justificando taxas de até 46 Gbit/s para esquemas de modulação de 4 níveis), onde a montagem utilizada pode ser visualizada esquematicamente na Figura 3.15. Fez-se uso de um gerador de sinais senoidais de até 40 GHz, sendo que sinal por ele gerado foi dividido e injetado no modulador através da entrada de RF de cada ramo, como é possível visualizar na Figura 3.12. Como comentado

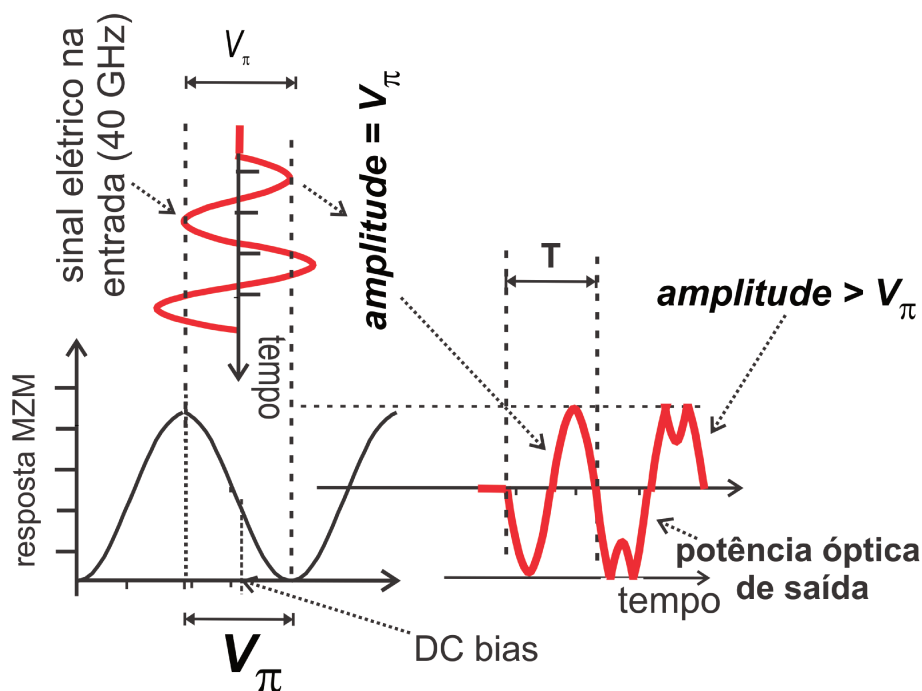


Figura 3.14: Comportamento do modulador MZM para tensões de entrada em RF.

anteriormente, os dois ramos principais do modulador, controlados por Vc , se dividem em ramos menores controlados por Va e Vb . Neste primeiro momento, sinais de RF foram injetados somente no ramo controlado por Vb , de forma que o esquema apresentado na Figura 3.15 pode ser simplificado pela ausência de sinal na entrada do ramo superior controlado por Va . Esta medida é justificada, pois somente desejava-se medir o valor de V_π neste caminho. A caracterização do segundo caminho, controlado por Va , foi realizada de maneira independente seguindo os mesmos procedimentos aqui apresentados.

Um LASER de cavidade externa, sintonizado em 1550 nm, foi utilizado como fonte do sinal óptico a ser modulado, sendo injetado no modulador como é possível verificar-se na Figura 3.15. Neste momento, a caracterização realizada era referente ao caminho controlado por Vb , portanto as tensões de Va foram ajustadas de modo que este ramo entrasse em contra fase, ocasionando a extinção completa da luz proveniente do LASER acoplado ao sistema naquela direção. Assim o sinal óptico de saída era exclusivamente produzido por Vb e, alterando o

seu ponto de operação através das tensões de controle, foi possível ajustar o sistema para que este operasse sem nenhuma modulação de fase, de modo que o sinal óptico visualizado na saída do sistema apresentava modulação de amplitude de acordo com o sinal de RF injetado no modulador. Este sinal óptico passou então por um fotodetector e foi visualizado através do osciloscópio com banda de 63 GHz, que recebeu simultaneamente em sua outra entrada o sinal de RF original criado pelo gerador de sinais senoidais, para a comparação do comportamento de ambos, gerando as imagens apresentadas nas Figuras 3.16 e 3.17.

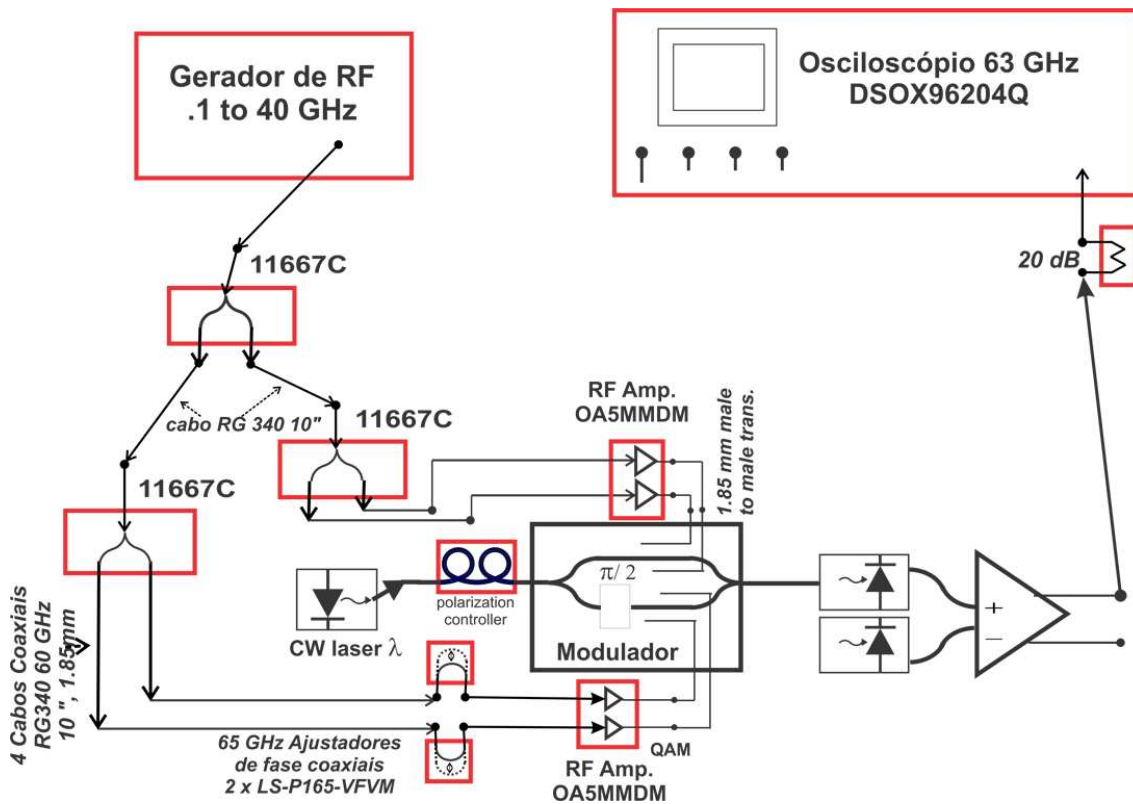


Figura 3.15: Montagem para testes com sinal de RF injetado no modulador.

Na Figura 3.16 é possível observar-se a resposta do modulador para sinais de RF de 15 GHz. A curva amarela, na parte superior do gráfico, representa uma amostra dos sinais de RF utilizados para induzir a modulação de RF, sendo que sua escala está reduzida em relação a curva inferior azul pois aqui o objetivo é só efetuar a comparação do comportamento dos dois sinais e não necessariamente suas amplitudes. A curva azul representa a resposta óptica do

modulador após a fotodetecção adequada. Percebe-se que o sinal apresentou uma modulação de amplitude coerente com os sinais de RF injetados nos caminhos controlados por V_b no modulador. Há uma pequena distorção na parte superior do sinal modulado, provavelmente resultado de não linearidades na variação do comprimento do guia óptico em relação à tensão de controle. Entretanto, ajustes mais cuidadosos nos elementos de controle do sistema foram capazes de diminuir essa anomalia. Testes foram realizados até 23 GHz (o que garante que o sistema está operando de maneira correta até 46 Gb/s). Frequências maiores não foram testadas, pois o fotodetector utilizado não era adequado para a operação acima dessa faixa.

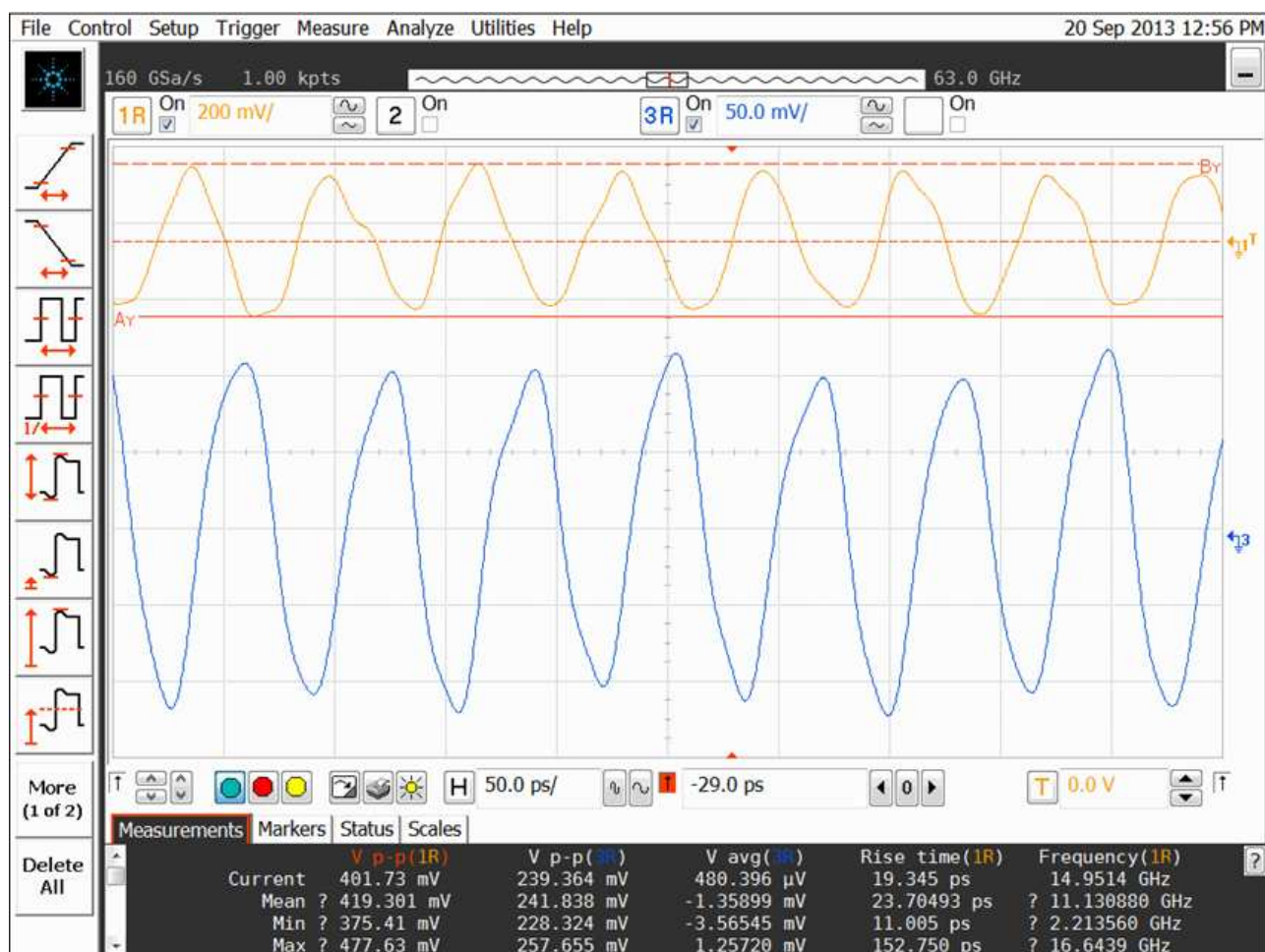


Figura 3.16: Sinal óptico modulado em AM (azul) em 15 GHz.

Observou-se que era possível induzir o modulador a um estado de sobremodulação de

amplitude, através de uma tensão de RF suficientemente grande, como é possível visualizar na resposta do modulador representada pela curva azul na Figura 3.17. Neste caso a figura representa a resposta do modulador a um sinal de RF de 1 GHz, não podendo ser realizada a comparação direta dos valores de amplitude dos sinais envolvidos em relação à figura anterior. Através do ajuste da amplitude do sinal de RF, foi possível achar o ponto limite onde a sobre-modulação se iniciava, e, através da compensação das atenuações e ganhos presentes no sistema, encontrar o valor de V_{π} para cada situação testada.

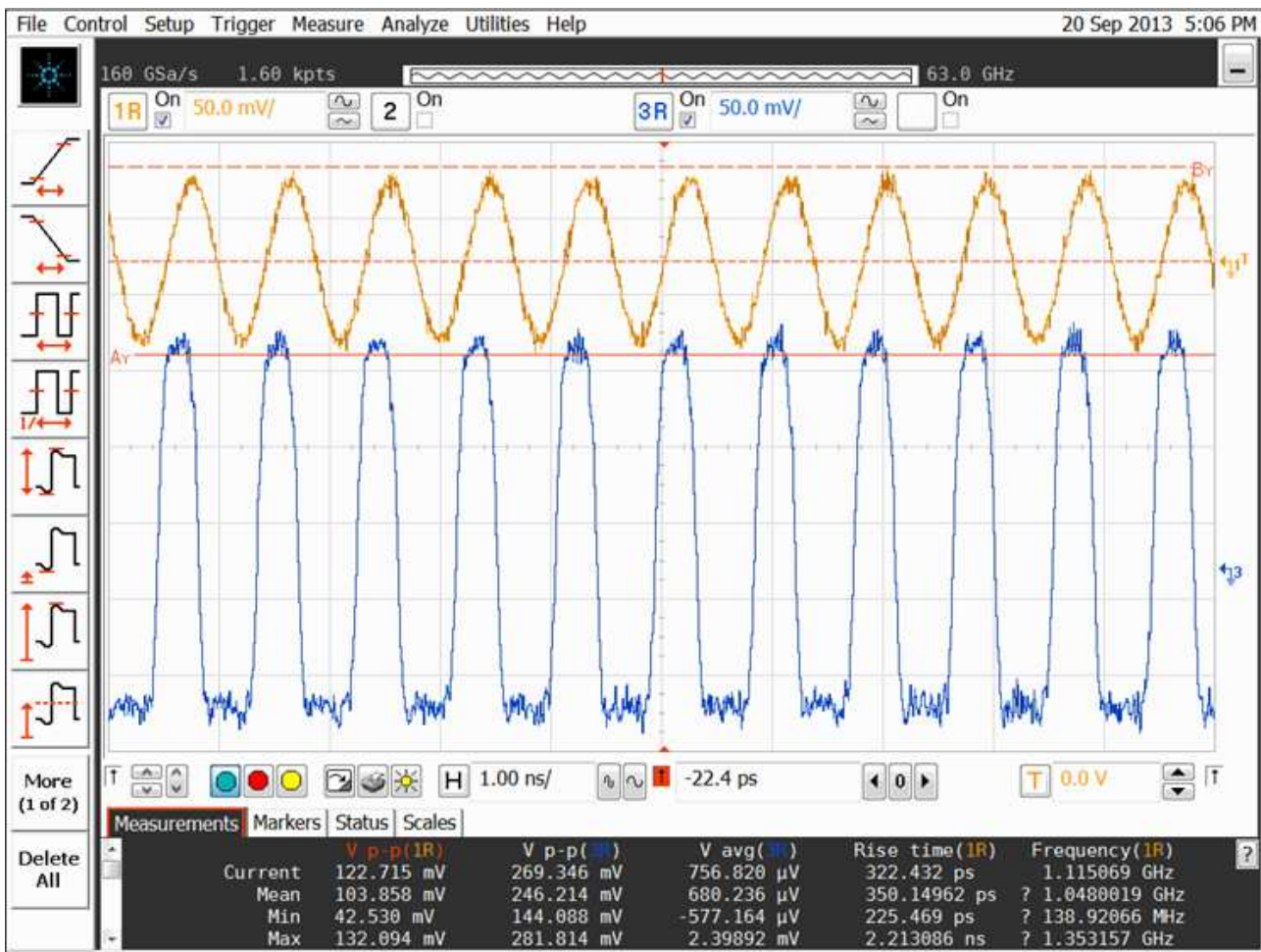


Figura 3.17: Sobremodulação (sinal em azul) para sinal de 1 GHz.

Para frequências inferiores a 1 GHz, somente um dos braços de V_b foi submetido à injeção do sinal de RF, já que a montagem era suficiente para gerar a sobremodulação de

amplitude. Já para frequências acima desse valor e até 10 GHz dois sinais de RF em contra fase foram inseridos simultaneamente nos dois braços controlados por V_b , aumentando a tensão de RF e permitindo atingir a sobremodulação nessa faixa de frequências. Os sinais senoidais em oposição de fase foram gerados utilizando um acoplador direcional de 4 portas com banda de 23 GHz. Na porta de entrada foi injetado o sinal senoidal após um atenuador de 6 dB, destinado à proteger o gerador. A porta de acoplamento direto gerou o sinal em fase. Na porta de saída do acoplador foi posicionado um curto circuito ajustável, provocando a rotação de 180° na fase do sinal refletido, e permitindo um ajuste adicional de fase. O sinal na porta de acoplamento reverso possuía, portanto, uma diferença de fase de 180° em relação ao da porta direta, havendo a possibilidade de efetuar ajustes visando a compensação de eventuais deslocamentos de fase provocados pelos componentes presentes no sistema. Assim, para cada caso testado, ajustes eram realizados para garantir a contra fase dos sinais injetados nas portas b1 e b2 de V_b , condição que era garantida através da verificação dos sinais no osciloscópio. Posteriormente a amplitude dos sinais em contra-fase era ajustada por atenuadores, de modo que fossem de mesmo valor. Dadas tais condições, o efeito produzido pelos dois sinais em contra-fase injetados nas duas portas de V_b deveria ser idêntico a um sinal com o dobro de amplitude injetado somente em um das suas portas. Entretanto, devido a não linearidades no alongamento do braço em função da tensão de RF, isto não acontece necessariamente. Para frequências superiores a 10 GHz, a tensão necessária para que a tensão de V_π fosse alcançada era maior do que o limite de entrada do amplificador de RF presente no sistema. Portanto, para evitar danificar este componente, estas tensões não foram verificadas. Entretanto, é possível (observando-se a tendência da curva experimental média obtida) prever o comportamento da curva até frequências próximas ao ponto de operação do sistema para modulações de mais alta taxa de transmissão.

Os valores determinados para V_π através dessa técnica podem ser visualizados no grá-

fico da Figura 3.18. Pode-se perceber uma tendência de aumento no valor de V_π conforme a frequência do sinal aumenta. Entretanto verificou-se uma discrepância entre os resultados encontrados para os testes realizados com a injeção de somente um sinal de RF, em um único braço de Vb , e de dois sinais de RF com mesma amplitude e em contra fase, nas duas portas de Vb . Esta discrepância provavelmente está ligada a não linearidade dos braços do modulador em relação à tensão de V_π assim como a descasamentos de impedância e atenuação diferentes para as portas do modulador. Desta forma, estas medições parecem evidenciar que aplicar uma tensão de RF de 8 V pico a pico, em um único braço, é menos eficiente do que aplicar duas tensões de 4 V, em contra-fase, nos braços complementares. Pelo exposto, provavelmente as tensões em contra-fase mostram-se mais eficientes devido à saturação do alongamento do guia para tensões muito elevadas.

3.2 LASERs

Como justificado dentro do embasamento teórico, é fundamental, ao se fazer uso de modulações avançadas em altas taxas de transmissão, que os LASERs utilizados tenham a menor largura de linha possível, tornando o sistema mais robusto e melhorando significativamente a sua performance. A técnica auto-homódina, tradicionalmente utilizada para a determinação desse parâmetro, consiste no batimento de duas parcelas de sinal provenientes do mesmo LASER, havendo o cuidado para que ambas estejam descorrelacionadas. A descorrelação dos sinais pode ser alcançada através de uma linha de atraso suficientemente grande, como o carretel de fibra proposto na Figura 3.19, ou através de um atraso de fase fazendo-se uso de um esquema constituído por moduladores de fase. A presença do isolador óptico evita que o sinal seja refletido e seja reinserido dentro da cavidade do LASER, prejudicando a pureza do seu espectro. Por fim tem-se o controle de polarização, o qual é fundamental para que o batimento entre as duas

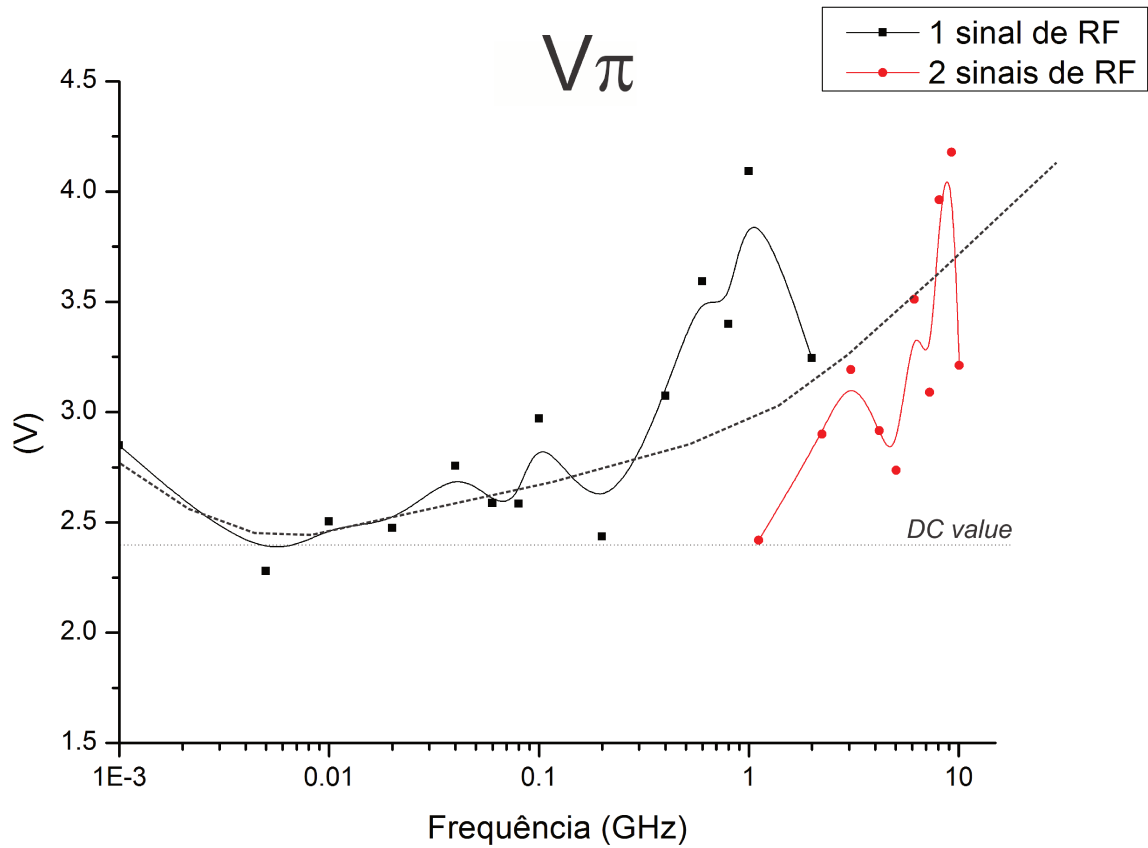


Figura 3.18: Determinação de V_π para diferentes frequências.

parcelas do sinal ocorra de maneira eficiente.

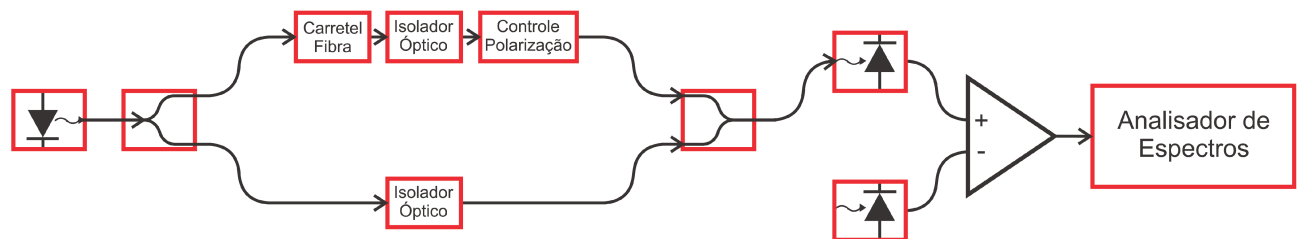


Figura 3.19: Método auto-homódino para determinação da largura de linha.

É importante destacar que quanto menor a largura de linha do LASER, maior será seu tempo de coerência e, portanto, maior deverá ser o atraso para atingir a decorrelação, dificultando dessa maneira a obtenção de medidas confiáveis. Esse fator limitante fez com que somente a largura de linha de uma das fontes ópticas a serem utilizadas na montagem final fosse

determinada, no caso um LASER da Agilent modelo 83403c, cujo espectro resultante da técnica proposta na Figura 3.19 pode ser visualizado na Figura 3.20. Destaca-se o valor da largura de linha igual à 2,73 MHz, determinado no ponto de queda de 3 dB (desconsiderando-se o pico inicial produzido pelo oscilador interno do próprio analisador de espectros) condizente com o valor fornecido pelo fabricante.

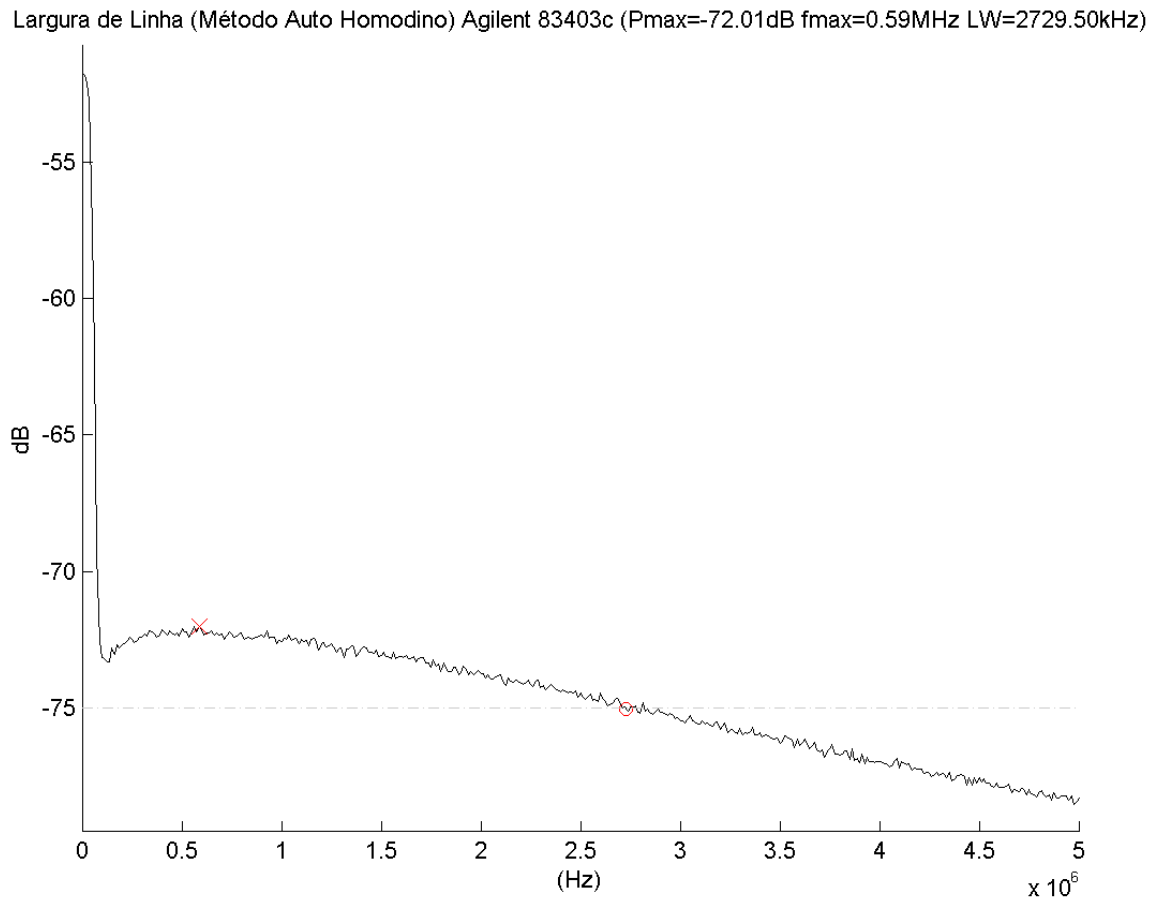


Figura 3.20: Determinação da largura de linha para o LASER Agilent 83403c.

3.3 Interferômetro Kyla

Outro componente fundamental para a recepção no caso específico do sinal DQPSK é o interferômetro que deverá prover o atraso preciso de um símbolo, permitindo a verificação

da fase diferencial. O interferômetro disponível para esse trabalho é de fabricação da empresa francesa Kyla e atende pelo código de fabricação WTMINT-00033, tendo sido caracterizado em relação ao seu FSR (*free spectral range*) controlado por micrômetro e pelo atraso de fase do sinal, este controlado por tensão.

O interferômetro utilizado permite que o controle seja efetuado de duas maneiras. A primeira é através de um micrômetro que permite o deslocamento dos seus espelhos localizados internamente em uma faixa de 0 mm até 24,9 mm. Já o segundo controle é realizado por uma tensão, na faixa de 0 V até 4 V, e permite a variação da fase do sinal. A operação destas propriedades pode ser visualizada através do diagrama de blocos interno do dispositivo, fornecido pelo fabricante, e disponibilizado na Figura 3.21.

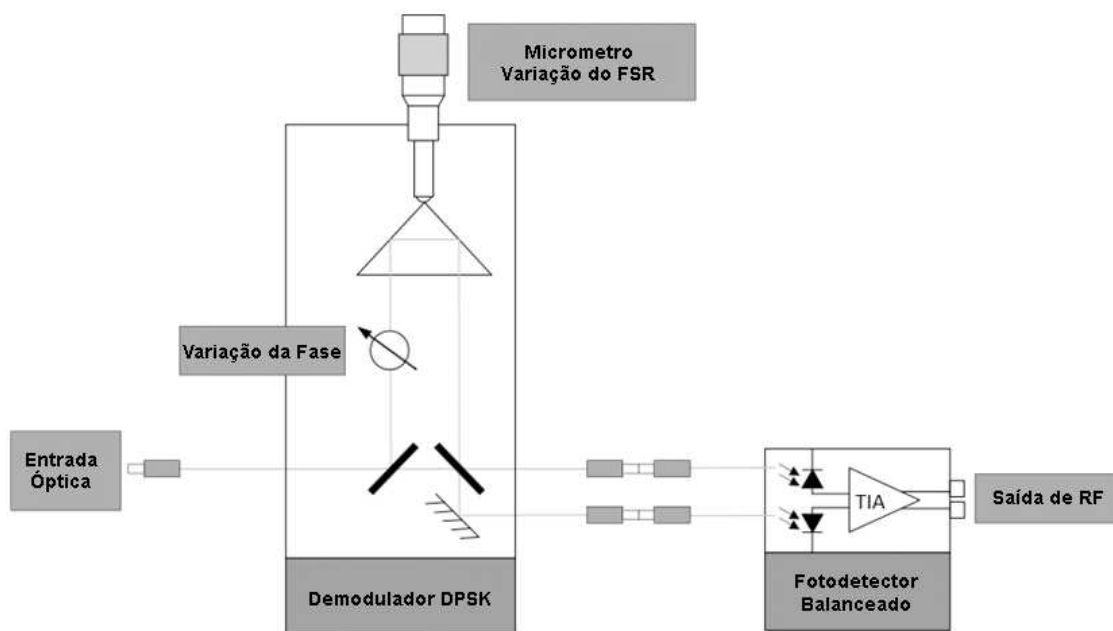


Figura 3.21: Diagrama de blocos interno do interferômetro.

O funcionamento do interferômetro também pode ser inferido através da visualização do seu interior através da Figura 3.22. Nela é possível perceber a entrada do sinal óptico através de uma fibra, na sequência ele é dividido em duas parcelas, sendo que uma delas se propaga pelo espaço livre até ser refletida por um conjunto de micro-espelhos localizados perto do micrômetro,

que também é responsável pelo seu controle. Em seguida o sinal luminoso realiza o seu percurso de retorno, sendo novamente acoplado em uma fibra e criando padrões de interferência com o sinal original.

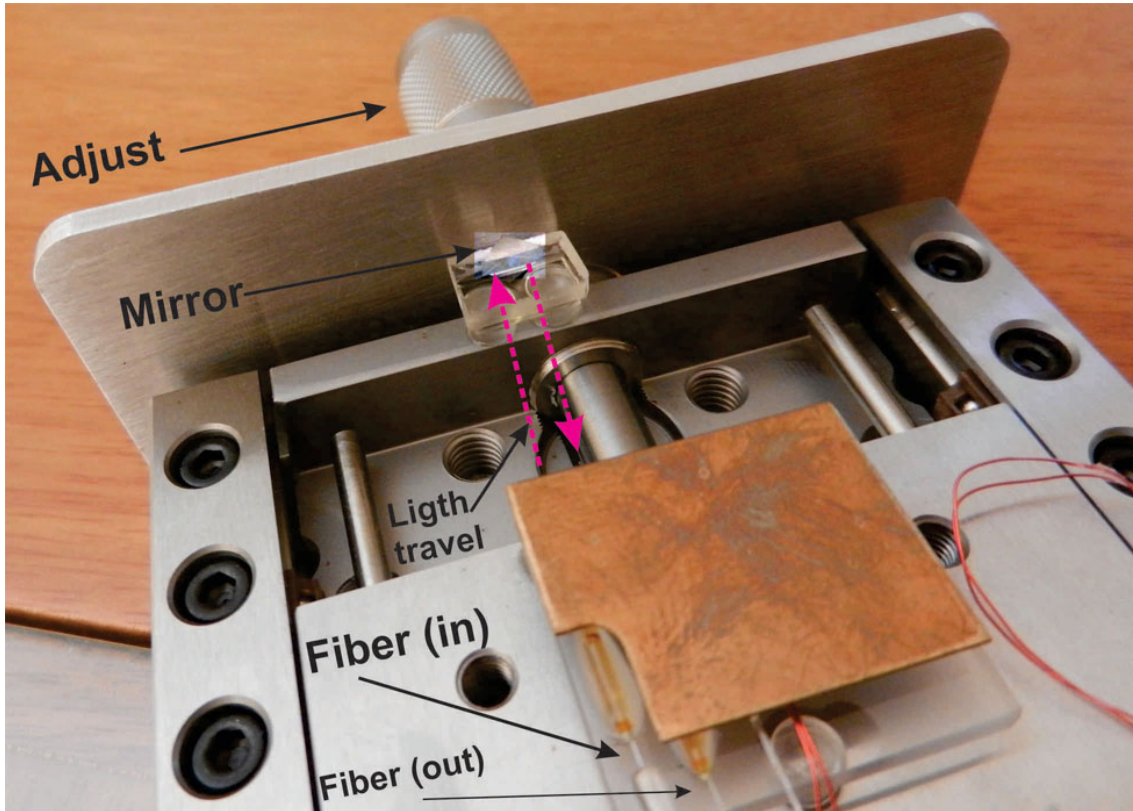


Figura 3.22: Interior do interferômetro de atraso.

Na Figura 3.23 está apresentada a relação da posição do micrômetro e do FSR do sinal, o que posteriormente terá relação com a taxa de símbolos do sinal DQPSK, como demonstrado na Figura 3.24. Observando esta figura, fica claro que os resultados obtidos e marcados como os pontos práticos do gráfico foram muito próximos dos estimados pela equação fornecida pelo fabricante, e representada pela curva teórica presente no mesmo. Isso evidencia que o componente analisado tem um comportamento estável e adequado para este tipo de aplicação. O gráfico com a relação da posição do micrômetro e da taxa de bits (*bitrate*) também garante o funcionamento do equipamento para dentro da faixa de valores estimada para o projeto em desenvolvimento.

Os resultados obtidos foram satisfatórios, e permitem concluir que o equipamento será adequado para a demodulação do sinal desejado.

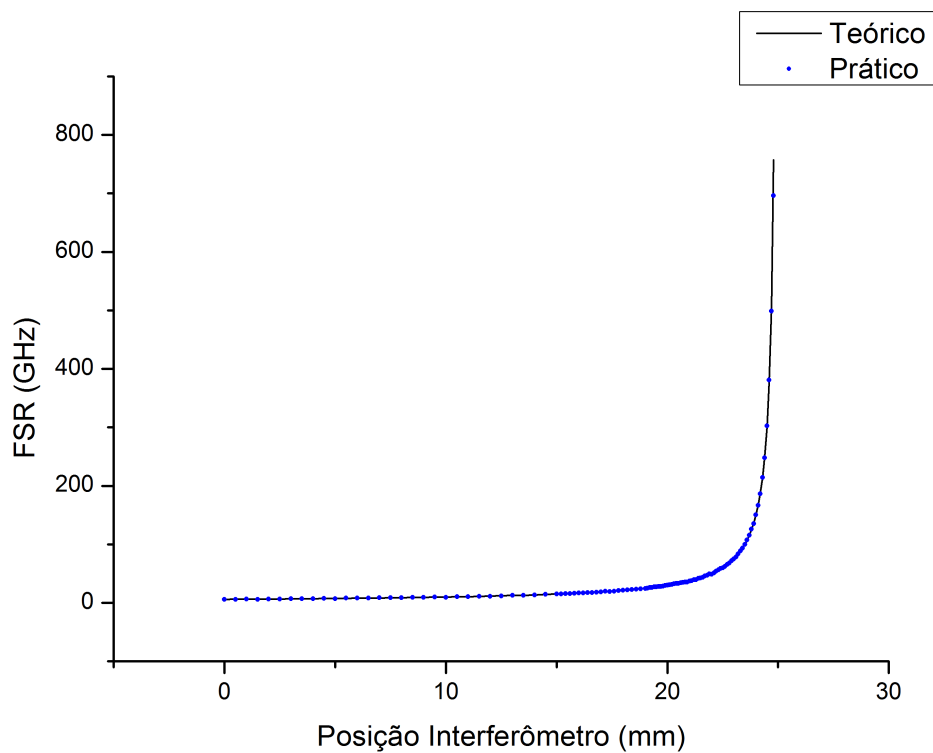


Figura 3.23: Relação entre o FSR e o controle por micrômetro.

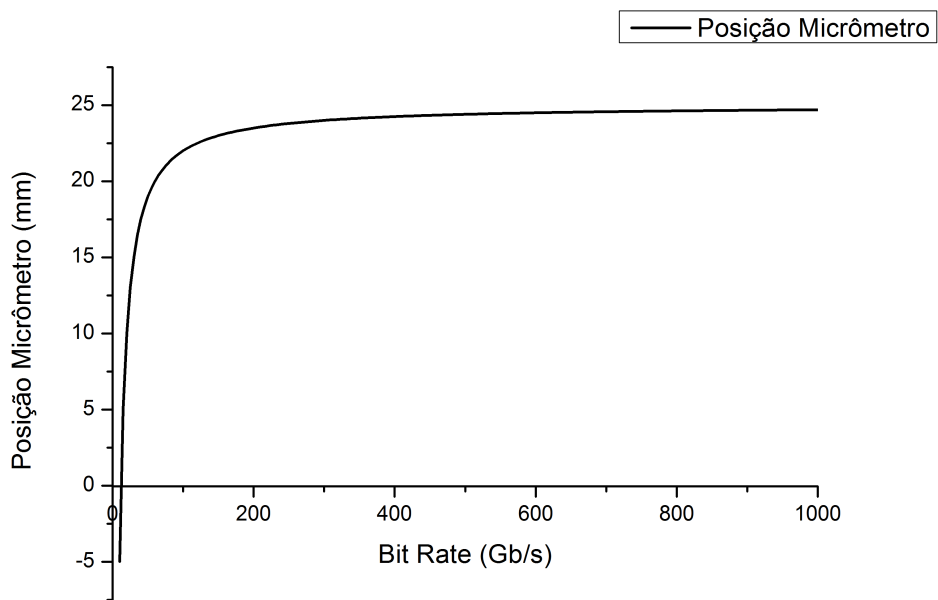


Figura 3.24: Bitrate em relação à posição do micrômetro.

3.4 Filtros

Por fim, também foram obtidos os espectros dos filtros que deverão ser utilizados para a separação dos canais propagantes dentro do sistema. Como o planejamento envolve a realização de testes para canais a diferentes distâncias ópticas é fundamental que, na ausência de filtros com frequência central variável, um conjunto de filtros com bandas de passagem próximas esteja disponível. Para isso um conjunto de filtros baseados na difração do sinal luminoso em uma grade de Bragg foi caracterizado permitindo a seleção dos quatro filtros apresentados na Figura 3.25.

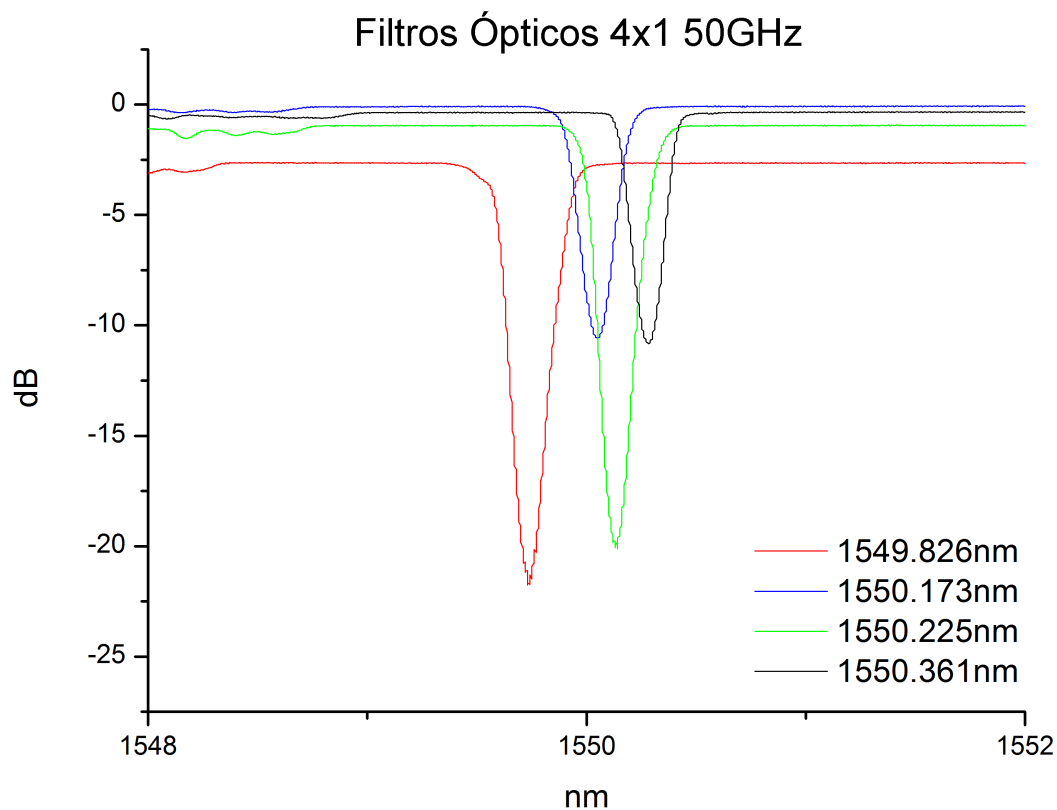


Figura 3.25: Espectro dos quatro filtros selecionados.

A seleção de um dos filtros juntamente com a sintonização do LASER responsável pela

geração do sinal óptico de cada canal irá permitir que a distância óptica seja variada e que a interferência entre os canais seja verificada para cada situação. A compra de filtros com espectro programável, permitindo a sintonização da banda de passagem e a modelagem da sua resposta, está sendo analisada, e é possível que a montagem final inclua um componente dessa natureza.

Capítulo 4

Conclusão

O projeto inicialmente proposto foi claramente prejudicado pelo mal funcionamento de componentes fundamentais e por atrasos no processo de importação de substitutos e outros equipamentos essenciais para a implementação do sistema em sua plenitude. Apesar desses fatores prejudiciais que fugiram da competência dos diretamente envolvidos no trabalho prático realizado, pode-se avaliar que o resultado geral foi positivo. Mesmo não tendo sido possível realizar todos os testes planejados, foi obtida uma compreensão mais ampla do funcionamento do sistema completo, além de ter sido possível caracterizar individualmente muitos dos componentes vitais para a sua operação, permitindo identificar falhas e características.

Em específico, a análise realizada sobre os dois moduladores IQ, responsáveis pela geração dos sinais modulados em QAM e DQPSK, permitiu que uma visão mais clara dos métodos de controle a serem utilizados fosse definida e que alguns problemas em relação as suas tensões de controle fossem identificadas e reparadas. Adicionalmente, a técnica utilizada para a determinação do valor de V_{π} não só para sinais em corrente contínua, mas também para sinais com frequência na região das micro-ondas, gerou uma caracterização mais completa do componente. A importância do método fica evidenciada no trabalho enviado para o 16°

Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica a ser realizado em Curitiba.

A continuidade do trabalho se deu com a caracterização de outros componentes, como interferômetros, filtros e LASERs. Nessa etapa, deve-se destacar o trabalho realizado em relação à análise do espectro dos LASERs a serem utilizados no sistema completo, em especial a sua largura de linha. O conjunto de testes realizados permitiu que todas as características do sistema fossem determinadas e ajustadas para que o mesmo entre em funcionamento assim que o processo de importação for concluído, permitindo que os componentes defeituosos sejam substituídos.

Deve-se destacar que o projeto proposto é de alta complexidade, e envolve componentes e processos ainda em desenvolvimento, portanto sujeito ao tipo de problemas encontrados. Apesar de não ter sido possível apresentar resultados concretos em relação à interferência dos canais como inicialmente proposto, o simples processo de verificação dos erros encontrados e da superação de algumas das dificuldades encontradas justificou o trabalho realizado.

4.1 Trabalhos Futuros

Os trabalhos a serem realizados futuramente passam obrigatoriamente pela implementação do sistema completo e pelos ajustes necessários até que o mesmo passe a operar em sua plenitude. Para isso, deverá ser possível modular dois canais ópticos em QAM e DQPSK, variando a distância óptica entre os mesmos, e permitindo a avaliação do seu desempenho após a fotodetecção adequada. Posteriormente, o projeto proposto pode ser ampliado através da avaliação de demais fatores, como os efeitos não-lineares envolvidos, o uso de anéis de recirculação e amplificação óptica para a verificação do seu comportamento em enlaces de maior distância e de técnicas de processamento digital de sinais para a melhora em sua performance.

Adicionalmente, deve-se salientar a recente aprovação da importação do software de análise vetorial de sinais ópticos modulados (N4391AU da Agilent/Keysight) que, operando em

conjunto com o osciloscópio de tempo real com banda de 63 GHz da Agilent, permitirá durante o trabalho de doutorado a análise completa e caracterização dos sinais estudados e apresentados durante essa dissertação de mestrado. As possibilidades abertas por essa nova ferramenta são enormes, e permitirão que uma série de testes e análises sejam efetuadas. Em conjunto com o processamento digital dos sinais capturados pelos osciloscópio, será possível efetuar a correção de diversos efeitos não-lineares e distorções do sistema.

Referências Bibliográficas

Agrawal, G. P. (2010). *Fiber-Optic Communication Systems*, 4 edn, Wiley, New Jersey.

Bordonalli, A. C. (2013). Tópicos em Comunicações VI IE309R - Transmissores e Receptores Ópticos.

Bosco, G. & Poggiolini, P. (2006). On the Joint Effect of Receiver Impairments on Direct-Detection DQPSK System, *Journal of Lightwave Technology* **24**(3): 1323–1333.

Costa, N. & Cartaxo, A. (2010). *Optical DQPSK Modulation Performance Evaluation*, number April, 1 edn, Intech, Croatia.

Garcia, F. A. d. C. (2009). *Caracterização Espectral e Avaliação de Desempenho para Formatos Avançados de Modulação Digital Óptica em 40 Gb/s*, Master's thesis, UNICAMP.

Ho, K. P. (2005). *Phase-Modulated Optical Communication Systems*, 1 edn, Springer, New York.

Okoshi, T. (1988). *Coherent Optical Fiber Communications*, 1 edn, KTK Scientific Publishers, Tokyo.

Ramaswami, R., Sivarajan, K. N. & Sasaki, G. H. (2010). *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3 edn, Morgan Kaufmann, Boston.

- Ribeiro, V. B. (2012). *Filtros Digitais para Recepção Coerente em 112 Gb/s de Sinais Ópticos com Modulação QPSK e Multiplexação por Divisão em Polarização*, PhD thesis, UNICAMP.
- Rocha, P. (2012). *Degradação de Sinais com Modulação NRZ-DQPSK e 16-QAM em Enlaces Ponto a Ponto com Amplificadores Ópticos a Semicondutor*, Master's thesis, UNICAMP.
- Seimetz, M. (2009). *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, 1 edn, Springer, New York.
- Winzer, P. J. & Essiambre, R. J. (2006a). Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks, *Journal of Lightwave Technology* **24**(12): 4711–4728.
- Winzer, P. J. & Essiambre, R. J. (2006b). Advanced Optical Modulation Formats, *Proceedings of the IEEE* **94**(5): 952–985.
- Winzer, P. J. & Kim, H. (2003). Degradations in Balanced DPSK Receivers, *IEEE Photonics Technology Letters* **15**(9): 1282–1284.
- Xu, C., Liu, X. & Wei, X. (2004). Differential Phase-Shift Keying for High Spectral Efficiency Optical Transmissions, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* **10**(2): 281–293.