
Análise de Sistemas de Multiplexação por Subportadora - SCM

Arnaldo Paterline Togneri

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica – Automação.

Aprovada em ____/____/2005 por:

Prof.: Marcelo Eduardo Vieira Segatto - UFES

Prof.: Moisés Renato Nunes Ribeiro - UFES

Prof.: Alexandre de Almeida Prado Pohl - CEFET/PR

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
Vitória, _____ de 2005

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

T645a Togneri, Arnaldo Paterline, 1969-
Análise de sistemas de multiplexação por subportadora, SCM /
Arnaldo Paterline Togneri. – 2005.
85 f. : il.

Orientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo,
Centro Tecnológico.

1. Comunicações óticas. 2. Fibras óticas. 3. Multiplexação. 4.
Sistemas de transmissão de dados. 5. Telecomunicações. I. Segatto,
Marcelo Eduardo Vieira. II. Universidade Federal do Espírito Santo.
Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

DEDICATÓRIA

*À minha esposa Rosangela e aos
meus filhos Rodrigo e Amanda.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a minha família que me apoio e me incentivou para eu atingir mais essa meta da minha vida.

Agradeço ao professor Marcelo Eduardo Vieira Segatto pelas orientações e principalmente pelo apoio para realizar este trabalho.

Agradeço a todos os professores ligados ao LABTEL que direta ou indiretamente me ajudaram adquirir os conhecimentos necessários para realizar este trabalho.

A todos os amigos e colegas da UFES, muito obrigado pelo apoio e pela amizade.

ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS.....	v
SUMÁRIO	1
RESUMO	3
1. Introdução.....	4
2. Sistema SCM	7
2.1 Introdução.....	7
3. Modulação Digital por Banda Passante.....	12
3.1 Introdução.....	12
3.2 Modulação Digital.....	13
3.3 Modulação ASK.....	16
3.4 Modulação PSK.....	17
3.5 Demodulação.....	19
3.5.1 <i>Detecção Não Coerente:</i>	19
3.5.2 <i>Detecção Coerente</i>	20
3.5.3 <i>Recuperação de Relógio na Detecção Coerente</i>	21
4. Sistemas de Comunicações Ópticas.....	22
4.1 Introdução.....	22
4.2 Modulação Óptica	23
4.2.1 <i>Modulação Direta</i>	23
4.2.2 <i>Modulação Externa</i>	24
4.3 Filtro Notch	28
4.4 Fibra Óptica.....	28
4.4.1 <i>Perda por Atenuação</i>	29
4.4.2 <i>Dispersão Cromática</i>	30
4.4.3 <i>Equação da Onda em Fibras-Ópticas</i>	33
4.5 Fotodetector PIN	35
5. Efeitos Relevantes do Sistema.....	36
5.1 Introdução.....	36
5.2 Limitações de transmissão por PMD.....	37
5.3 Efeitos Não Lineares do Modulador Mach Zehnder	37
5.4 Desvanecimento de Potência de RF em Sistemas SCM ODSB	39
5.4.1 <i>Compensação do Desvanecimento de Potência de RF</i>	40
5.4.2 <i>Supressão do efeito de Desvanecimento de Potência de RF e geração do Sinal SSB Óptico</i>	42
5.5 Desbalanceamento das Componentes I e Q.....	44
6. Análise do Sistema SCM Digital.....	46
6.1 Introdução.....	46
6.2 Breve descrição do Sistema.....	47
6.3 Comportamento de um sistema SCM ODSB em função da frequência da subportadora.	57
6.4 Comportamento de um Sistema SCM OSSB em Função da Frequência da Subportadora.....	60
6.5 Análise Multi-Canal	62

6.5.1	<i>Estudo do Espaçamento entre Canais</i>	62
6.5.2	<i>Estudo do Fechamento do Diagrama de Olho em um Sistema SCM OSSB</i>	64
7.	Conclusões	68
7.1	Contribuições e Discussões	68
7.2	Trabalhos Futuros	69
	Bibliografia	70
	Apêndice A	72
	Apêndice B	73
	Apêndice C	75

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Espectro do Sistema de Multiplexação por Subportadora.....	8
Figura 2.2: Sistema SCM Analógico.....	10
Figura 2.3: Sistema SCM Digital.....	11
Figura 3.1: Diagramas de constelação. (a) Sinal OOK (ASK); (b) Sinal BPSK (PSK); Sinal QPSK (PSK).	13
Figura 3.2: Modulação Digital Banda Passante.....	14
Figura 3.3: Espectro de potência de sinais modulados em banda passante com número de bits por símbolo (N) igual a 1, 2 e 3.....	15
Figura 3.4: Modulação ASK.....	16
Figura 3.5: Modulação Digital ASK; (a) OOK (b) BASK (c) MASK.....	17
Figura 3.6: Modulação Digital PSK; (a) BPSK (b) 4PSK (QPSK) (c) 8PSK.....	18
Figura 3.7: Modulador QPSK.....	18
Figura 3.8: Demodulador ASK – Detector de Envoltória.....	19
Figura 3.9: Formato do sinal ASK após passar no Detector de Envoltória. (a) Sinal ASK x Sinal Retificado (b) Sinal Digital Original x Sinal Retificado (c) Sinal Digital Original x Sinal Detectado após passar por um filtro Gaussiano de ordem 1.	20
Figura 3.10: Demodulador coerente ASK e PSK.....	21
Figura 4.1: Sistema de Comunicação Óptica.....	23
Figura 4.2: Modulação Óptica utilizando Laser – I_b é a corrente de polarização e P_b é a potência óptica emitida no ponto I_b	24
Figura 4.3: Modulador Mach-Zehnder.....	25
Figura 4.4: Função de transferência do Modulador Mach-Zehnder.....	27
Figura 4.5: Atenuação e dispersão versus comprimento de onda em uma fibra óptica padrão.....	29
Figura 4.6: Variação do índice de refração.....	31
Figura 4.7: Parâmetro de dispersão.....	32
Figura 5.1: Espectro de frequência de um sinal SCM OSSB com uma subportadora de 10 GHz e $IMO=0.5$. Neste caso os valores de CSO e CTB estão 40 dB e 77.37 dB respectivamente abaixo do sinal da portadora.....	38
Figura 5.2: Espectro de frequência de um sinal SCM OSSB com uma subportadora de 10 GHz e $IMO=0.1$. Neste caso os valores de CSO e CTB estão 46.9 dB e 91.37 dB respectivamente abaixo do sinal da portadora... ..	38
Figura 5.3: Sinal DSB Óptico.....	40
Figura 6.1: Sistema SCM Digital.....	48
Figura 6.2: Sinal Digital de Entrada.....	49
Figura 6.3: Sinal Digital de Entrada Filtrado.....	50
Figura 6.4: Sinal Elétrico de 1 canal Modulado em BPSK. Em (a) observa-se o sinal elétrico no tempo e em (b) o espectro do sinal.....	50
Figura 6.5: 4 canais elétricos modulados em BPSK nas portadoras 10, 15, 20 e 25 GHz respectivamente (canais 1, 2, 3 e 4). No lado (a) são mostrados os sinais no tempo e no lado (b) seus respectivos espectros.....	51
Figura 6.6: 4 canais elétricos modulados em BPSK multiplexados em frequência. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.	51
Figura 6.7: Sinal de óptico de 4 canais modulados em BPSK e multiplexados pelo modulador Mach Zehnder com supressão da banda lateral superior (SCM OSSB). Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.	52
Figura 6.8: Sinal óptico SCM OSSB-SC BPSK com supressão da portadora pelo filtro Notch. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.....	53
Figura 6.9: Sinal óptico SCM OSSB-SC BPSK após 50 km de fibra óptica. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.....	54
Figura 6.10: Sinal Elétrico detectado na saída do fotodiodo PIN. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).....	54
Figura 6.11: Sinal elétrico após filtro passa alta. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).....	55
Figura 6.12: Sinal Elétrico Demultiplexado. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).....	56
Figura 6.13: Sinal Digital de Saída. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).....	56
Figura 6.14: Resposta em frequência sinal ODSB em uma fibra SMF padrão com $D=18.4$ ps/km.nm e comprimento igual a 50 km.....	57

Figura 6.15: <i>Banda de Transmissão Disponível</i> versus <i>Dispersão Cromática</i> do sinal ODSB em uma fibra monomodo com comprimento igual a 50 km.....	58
Figura 6.16: Diagrama de constelação de um sinal de saída de um sistema SCM ODSB que utiliza modulação QPSK, com uma subportadora de 10 GHz, $D=17$ ps/km.nm, $\alpha = 0$ e $\gamma = 0$	59
Figura 6.17: <i>Banda de Transmissão Disponível</i> versus <i>Potência Óptica</i> , para valores de dispersão de 16, 18 e 20 ps/km.nm, $\alpha = 0$ em 50 km de fibra de um sistema SCM ODSB.....	60
Figura 6.18: Função de transferência da fibra para um sinal ODSB em uma fibra SMF padrão com $D=17$ ps/km.nm, e comprimento igual a 75 km e utilizando modulação com $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$, $A_{\text{eff}} = 70 \mu\text{m}^2$ e $\alpha = 0.2 \text{ dB} / \text{km}$	61
Figura 6.19: Diagrama de constelação de um sinal de saída de um sistema SCM OSSB que utiliza modulação QPSK, com uma subportadora de 10 GHz, $D=17$ ps/km.nm, $\alpha = 0$ e $\gamma = 0$	61
Figura 6.20: <i>Abertura de olho</i> versus <i>afastamento entre canais</i> para 2 canais com potências ópticas de -10 dBm, 7 dBm e 10 dBm para as modulações (a) OOK, (b) BPSK e (c) QSPK.....	63
Figura 6.21: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal ASK.	65
Figura 6.22: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal BPSK.	66
Figura 6.23: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal QPSK	67
Figura C.1: Relação entre o comprimento do enlace e a largura de banda de frequência utilizada para transportar sinais digitais com desgarramento menor ou igual ao tempo de duração do bit.....	76
Figura C.2: Relação entre o comprimento da fibra e a taxa de transmissão do sinal digital utilizada para transportar sinais digitais com <i>desgarramento</i> menor ou igual ao tempo de duração do bit para sinais com <i>1 bit por símbolo</i> e banda de transmissão por canal igual a “2 x <i>Taxa de Transmissão</i> ”	77
Figura C.3: Relação entre o comprimento da fibra e a taxa de transmissão do sinal digital utilizada para transportar sinais digitais com desgarramento menor ou igual ao tempo de duração do bit para sinais com 2 bits por símbolo ($M=2$) e banda de transmissão por canal igual a “1 x <i>Taxa de Transmissão</i> ” (1B).....	78

SUMÁRIO

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BASK	<i>Binary Amplitude Shift Modulation</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Amplitude Shift Phase</i>
CATV	<i>Cable Television</i>
CNR	<i>Carrier Noise Ratio</i>
CSO	<i>Composite Second Order</i>
CTB	<i>Composite Triple Beat</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
DD	<i>Direct Detection</i>
DGD	<i>Diferencial Group Delay</i>
DSB	<i>Double Side Band</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>
HDTV	<i>High Definition TV.</i>
IEC	<i>Interferência entre canais.</i>
IM	<i>Intensity Modulation</i>
IMD	<i>Inter-Modulation Distortion</i>
IMO	<i>Índice de Modulação Óptica.</i>
InGaAs	<i>Arseneto de Gálio Índio.</i>
InP	<i>Fosfeto de Índio.</i>
LiNbO3	<i>Niobato de Lítio.</i>
MASK	<i>Multilevel Amplitude Modulation</i>
MZI	<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
ODSB	<i>Optical Double Side Band</i>
OOK	<i>On-off Keying</i>
OSSB	<i>Optical Single Side Band</i>
OSSB-SC	<i>Optical Single Side Band Supressed Carrier</i>

PIN	<i>Positive Intrinsic Negative</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature phase shift keying</i>
RF	<i>Rádio Frequência</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCM	<i>Subcarrier Multiplexing</i>
SDTV	<i>Standard Definition Television</i>
SMF	<i>Standard Single-Mode Fiber</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i>
SSB	<i>Single Side Band</i>
VSF	<i>Vestigial Side Band</i>
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i>
xDSL	<i>x Digital Subscriber Line</i>
XPM	<i>Cross Phase Modulation</i>

RESUMO

Os sistemas de multiplexação por subportadora óptica, ou SubCarrier Multiplexing - SCM, estão surgindo como uma excelente alternativa para viabilizar a utilização de altas taxas de transmissão e melhor explorar a banda de transmissão das fibras ópticas. Com utilização de tecnologias elétricas e ópticas combinadas este sistema também pode diminuir o custo da transmissão de sinais digitais em alta velocidade.

Uma das vantagens de sistemas SCM é a sua alta tolerância aos efeitos da dispersão cromática da fibra óptica devido principalmente ao espaçamento entre as subportadoras quando comparado aos sistemas de multiplexação por comprimento de onda.

Este trabalho propõe um estudo sistêmico desta nova técnica de multiplexação através da análise da abertura do diagrama de olho. São analisadas a influência da dispersão e da não linearidade dos componentes do sistema e sua eficiência espectral.

Capítulo 1

Introdução

Atualmente, com o advento de novas tecnologias digitais como Televisão Digital (SDTV e HDTV) e xDSL (Digital Subscriber Line), existe um grande aumento da demanda por largura de banda de transmissão em sistemas de comunicações de sinais digitais. O aumento desta demanda tem motivado o desenvolvimento de várias pesquisas [1] no sentido de aumentar ou simplesmente melhor aproveitar a largura de banda disponível para a transmissão e sinais digitais.

A fibra óptica vem sendo largamente utilizada como meio de transmissão para comunicação digital. Sua banda de transmissão, de largura quase inexplorada, cria perspectivas de desenvolvimento de novas técnicas para tirar proveito deste promissor meio de transmissão de sinais.

Hoje a principal limitação que impede um melhor aproveitamento da banda de frequência das fibras ópticas é a velocidade de chaveamento do modulador óptico e no sentido de aproveitar os moduladores ópticos existentes, algumas técnicas tais como o WDM (Multiplexação por Divisão por Comprimento de Onda) promovem novas perspectivas para melhor aproveitar essa enorme banda de transmissão [2].

Com o objetivo de pôr sob análise mais uma técnica para aproveitar a banda da fibra óptica, este trabalho propõe estudos sobre sistemas que utilizam Multiplexação por Subportadora, também chamados de sistemas SCM (Subcarrier Multiplexing). Neste sistema, as técnicas empregadas neste mecanismo de transmissão permitem estudos no sentido de melhor aproveitar a banda de transmissão lançando mão de técnicas de aumento da eficiência espectral já conhecidas com é o caso das técnicas empregadas na “Modulação por Banda Passante” [3].

Os sistemas SCM baseiam-se no mesmo princípio da tecnologia de comunicação em enlaces analógicos sobre meios metálicos ou espaço livre para se transmitir vários canais modulados sobre várias portadoras elétricas, também chamadas de *subportadoras*. Porém no caso do SCM, interessa-se por utilizar a fibra óptica como meio de transmissão e aproveitar melhor sua banda de transmissão. Neste sistema, o sinal digital será multiplexado eletricamente e injetado na fibra conforme mostrará o Capítulo 2.

A grande tendência do uso de fibras ópticas como meio de comunicação não está apenas ligada a sua banda de transmissão, outros fatores contribuem para sua utilização, tais como:

As baixas perdas por atenuação – Um enlace de fibra monomodo padrão de uso comercial tem perda de aproximadamente 0.2 dB/km na janela de 1500 nm. Neste caso, menores perdas podem proporcionar enlaces mais longos e maior espaçamento entre repetidores;

A imunidade à interferência eletromagnética – Uma das maiores vantagens da fibra é sua imunidade a sinais de Rádio Freqüência, principalmente em enlaces que operam na faixa de microondas. Esta característica também permite com que as fibras sejam altamente seguras e proporcione privacidade ao usuário do sistema;

O baixo consumo de energia – Esta é uma grande vantagem do uso de fibras em relação aos rádios de microondas, pois para se transmitir a grandes distâncias utilizando o espaço livre demandam-se grandes potências;

O baixo peso e espessura – A utilização de fibras ópticas em substituição aos cabos coaxiais também oferece vantagens de permitir mais cabos em menor espaço, além do que seu baixo peso pode facilitar sua utilização em sistemas embarcados;

Porém, algumas *desvantagens* desafiam projetistas e pesquisadores na hora de escolher a fibra como meio de transmissão, tais como:

O alto nível de complexidade de junções e emendas – Isso provoca dificuldade de interconexões e emendas;

Os indesejáveis efeitos de dispersão e não linearidades;

As altas perdas devido a curvaturas além do raio permitido pelo fabricante – Esta é uma limitação mecânica devido aos aspectos construtivos da fibra. As curvaturas podem aumentar as perdas e chegar a interromper a comunicação se os raios máximos de curvaturas previstos pelos fabricantes não forem respeitados.

O restante deste trabalho está organizado da seguinte forma: O capítulo 2 apresenta as características, configurações e topologias do *Sistema SCM*. No capítulo 3 será feita uma breve

explicação sobre as modulações por banda passante utilizadas em sistemas SCM. No capítulo 4 serão descritas as características de um sistema de comunicação óptica, onde serão mostrados os moduladores, demoduladores e a fibra óptica monomodo. No capítulo 5 serão descritos os efeitos relevantes observados neste sistema durante a elaboração das análises aqui expostas. No capítulo 6 serão exibidos resultados teóricos e simulações obtidas com o sistema SCM Digital. No capítulo 7 serão expostas às conclusões sobre a utilização dos Sistemas SCM Digital, bem como as propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Sistema SCM

Alguns sistemas SCM vêm sendo utilizados comercialmente em sistemas de televisão a cabo (CATV – Cable Television) desde 1992 [1] e sua aplicação tradicional é voltada a redução de custos de transmissão de sinais analógicos de Rádio Freqüência (RF), com freqüência da ordem de centenas de MHz, substituindo os tradicionais enlaces de rádio em espaço livre por enlaces de fibra-óptica. Nesta faixa de freqüência e em baixas potências, a atenuação da fibra é o efeito dominante na transmissão e acaba sendo o fator limitante na determinação do comprimento do enlace óptico.

Nesta seção será apresentado o sistema SCM utilizado para transportar sinais elétricos modulados analogicamente. Esse sistema tem como uma das suas aplicações, fazer comunicação de sistemas de TV a cabo (CATV) e HDTV/SDTV.

2.1 Introdução

A técnica SCM tem uma concepção bastante simples, ela consiste basicamente de duas etapas, a primeira é a *etapa elétrica* e a segunda é a *etapa óptica*. Na primeira etapa, utilizando eletrônica convencional, os canais de dados são modulados eletricamente através de modulação por portadoras elétricas analógicas. Na segunda etapa, aplica-se o sinal gerado na etapa anterior a um dispositivo foto-emissor óptico e é obtido um sinal óptico.

A relação entre a potência da subportadora e a potência da portadora óptica aplicada na fibra é chamada de *Índice de Modulação Óptica (IMO ou OMI)*.

$$\frac{\text{Potência da Subportadora}}{\text{Potência da Portadora Óptica}} = IMO \quad (2.1)$$

Chama-se Sistema SCM óptico exatamente porque se utilizam várias subportadoras multiplexadas e moduladas em apenas um comprimento de onda. Quando se têm várias portadoras moduladas em vários comprimentos de onda, este sistema passa a se chamar SCM/WDM, pois se transforma num sistema misto entre SCM e WDM.

A Figura 2.1 ilustra os dois casos citados no parágrafo anterior. O primeiro caso (a) exemplifica um sistema SCM, onde modula-se várias subportadoras elétricas (f_{s_n}) em um único comprimento de onda, SCM $1-\lambda$, centrado na frequência do sinal óptico f_0 . O segundo caso (b) exemplifica um sistema SCM/WDM com múltiplas portadoras, ou SCM *Multi* $-\lambda$, onde várias portadoras são moduladas em vários comprimentos de ondas centrados em f_{0_n} .

Os sistemas SCM podem ser classificados de acordo com a modulação elétrica utilizada. Quando se modula eletricamente um sinal analógico por portadora óptica, tem-se um sistema *SCM Analógico* e quando se modula eletricamente um sinal digital por portadora óptica, tem-se um sistema *SCM Digital*.

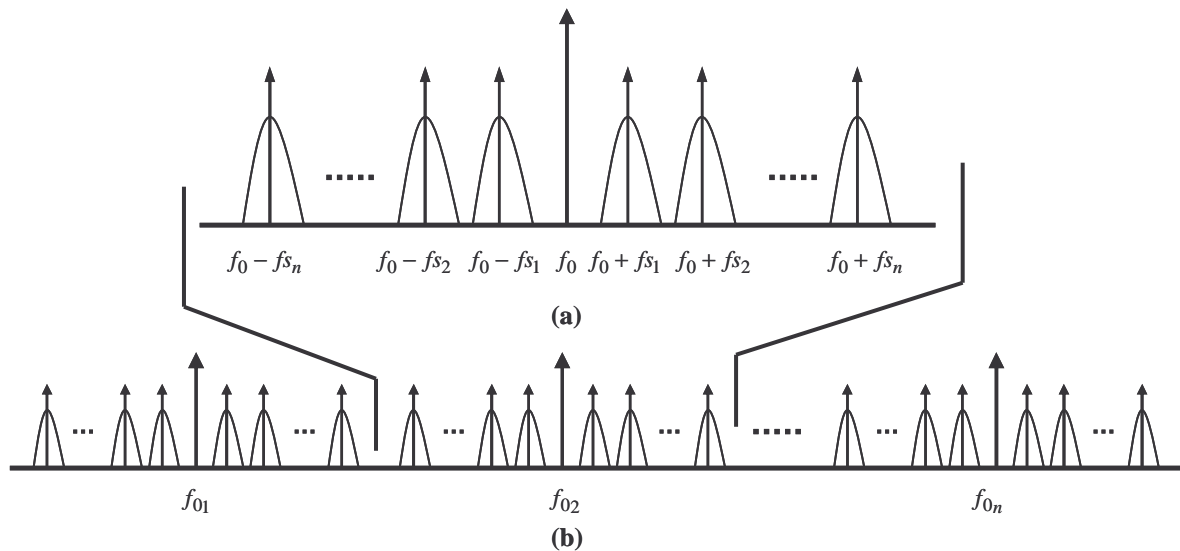


Figura 2.1: Espectro do Sistema de Multiplexação por Subportadora.

(a) SCM $1-\lambda$ (b) SCM *Multi* $-\lambda$.

Quanto à modulação óptica, pode-se ter modulação SCM-ODSB (banda dupla) ou SCM-OSSB (banda simples). A modulação SCM-ODSB pode ser facilmente implementada utilizando-se de uma modulação direta através de laser foto-emissor devidamente polarizado. Para se obter a modulação

SCM-OSSB deve-se lançar mão de recursos mais complexos, tais como a utilização de um modulador óptico externo [4] ou a utilização de redes de Bragg em fibra óptica [5].

Quando se utiliza a modulação SCM-ODSB em fibras ópticas, o efeito da dispersão age sobre as duas bandas laterais do sinal elétrico distintamente. Cada uma destas bandas é submetida a um diferente deslocamento de fase devido à dispersão cromática e as duas bandas irão periodicamente interferir uma na outra podendo até causar a extinção total do sinal elétrico. Este efeito é chamado de *desvanecimento de potência do sinal de RF* [4] e será melhor observado no capítulo 5.

Técnicas de modulação analógica, tais como FM e AM-VSB são utilizadas em redes de transmissão a cabo, portanto, sistemas SCM analógicos podem ser utilizados para transportar estes sinais desde que não hajam alterações relevantes na sua forma de onda [1] durante a sua transmissão.

Para se obter um sinal óptico neste sistema pode-se utilizar um dispositivo semiconductor a laser, como será mostrado na seção 4.2, devidamente polarizado para se utilizar suas características foto-emissoras para se fazer a modulação óptica. A potência do sinal transmitido para N subportadoras elétricas pode ser escrita como [1]

$$P(t) = P_b \left[1 + \sum_{j=1}^N m_j a_j \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \right], \quad (2.2)$$

onde P_b é a potência de saída no nível de polarização, m_j é o *índice de modulação elétrico*, a_j , f_j , e ϕ_j são respectivamente a *amplitude*, *freqüência* e *fase* do sinal elétrico de entrada da *j-ésima* subportadora. Estes parâmetros dependem da técnica de modulação elétrica utilizada.

A Figura 2.2 ilustra um sistema *SCM analógico* típico onde os canais de 1 a N serão modulados pelas subportadoras centradas nas freqüências f_1 até f_N , depois estes sinais serão multiplexados e inseridos na fibra por um laser. Na recepção o sinal óptico será detectado por um fotodetector, e o sinal elétrico detectado irá passar por um demultiplexador, que poderá ser um filtro seletor de portadoras e um demodulador que será um detector coerente ou não coerente.

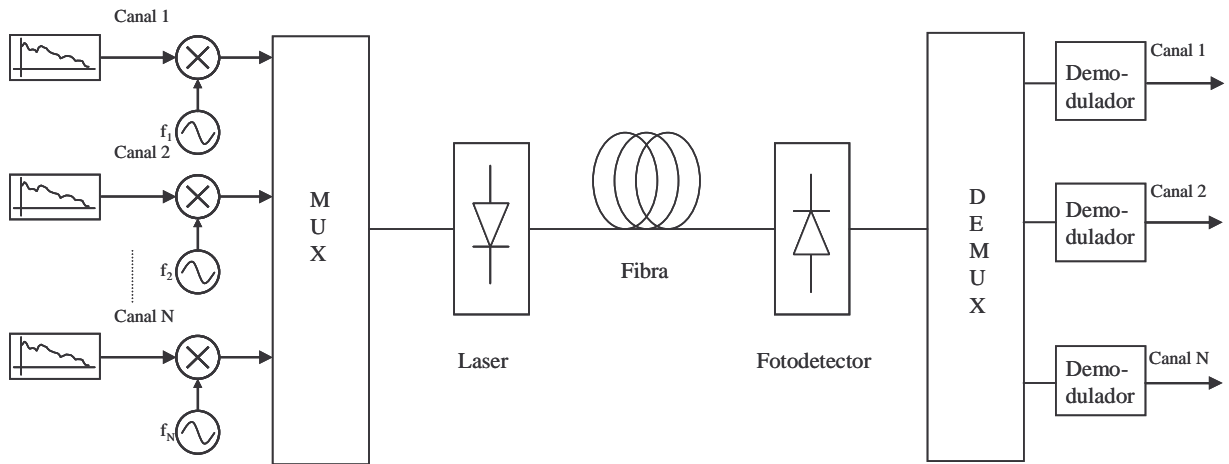


Figura 2.2: Sistema SCM Analógico

Em sistemas SCM Analógicos, a relação portadora-ruído (CNR) é mais freqüentemente utilizada do que a relação sinal-ruído (SNR) e pode ser determinada por [1]:

$$CNR = \frac{(mR\bar{P})^2 / 2}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2 + \sigma_{IMD}^2} \quad (2.3)$$

onde m é o índice de modulação elétrica do canal, R é o responsividade do detector, \bar{P} é a potência óptica média de recepção e $\sigma_s, \sigma_T, \sigma_I$ e σ_{IMD} são valores RMS de correntes de ruído associadas aos ruídos *balístico*, *térmico*, *intensidade de ruído* relativa do transmissor e *ruído induzido por IMD* (Distorção de Intermodulação), respectivamente.

Como mostrado no capítulo 1, existe uma grande demanda por transporte de sinais digitais em redes de fibras ópticas. Esta demanda induz a utilização de sistemas do tipo SCM Digital.

O sistema *SCM Digital* consiste em transmitir através de fibra óptica um sinal formado pela multiplexação de canais digitais modulados por múltiplas portadoras elétricas e neste caso, lança-se mão das modulações digitais em banda passante ASK, FSK e PSK.

Os sistemas SCM Digitais têm como benefício à possibilidade de se utilizar detecção coerente elétrica e permitir também que se explore a eficiência espectral para melhor aproveitamento de banda.

A Figura 2.3 mostra um sistema SCM digital, onde a única diferença com a Figura 2.2 são que os sinais de entrada são digitais e não analógicos como no caso de SCM Analógico.

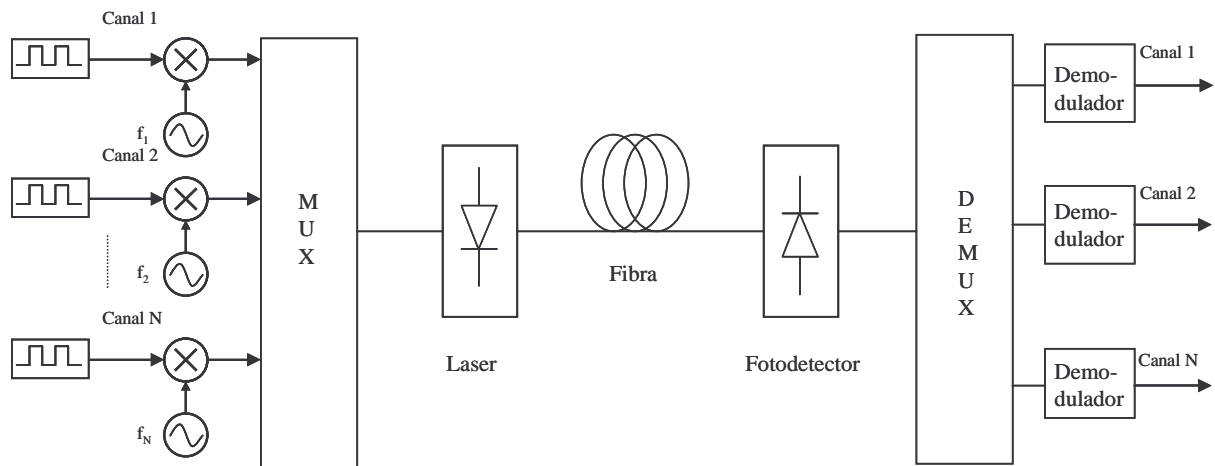


Figura 2.3: Sistema SCM Digital

A escolha por transmissão digital tem algumas vantagens sobre a transmissão dos sinais analógicos, dentre elas o fato de que sinais digitais são mais imunes a ruído, portanto uma comunicação utilizando comunicação digital é mais robusta do que utilizando comunicação analógica.

Capítulo 3

Modulação Digital por Banda Passante

Uma das principais vantagens em utilizarmos o sistema SCM é a maturidade da tecnologia utilizada para modular e multiplexar os sinais elétricos. Esta tecnologia está tão bem desenvolvida que os baixos custos para sua implementação proporcionam mais uma vantagem na sua utilização. No caso particular de sistemas SCM Digitais, o tipo de modulação utilizada é a modulação por Banda Passante e essa técnica baseia-se em modular o sinal digital elétrico sobre uma portadora elétrica senoidal.

Neste capítulo serão mostrados os princípios das técnicas de modulação por banda passante e os métodos de demodulação. Será dada ênfase nas modulações ASK e PSK, que foram objetos das pesquisas durante o desenvolvimento deste trabalho.

3.1 Introdução

Segundo [3], *modulação* é definido como “o processo pelo qual algumas características da portadora são variadas de acordo com a onda modulante”. Neste caso, a onda modulante é um sinal digital binário, a portadora trata-se de um sinal senoidal e as características tratam-se da amplitude, frequência e fase.

Entende-se então, com *modulação digital por banda passante*, a transmissão de um sinal digital sobre um canal de banda passante e como resultado deste processo obtêm-se a *Modulação por Deslocamento em Amplitude*, a *Modulação por Deslocamento em Frequência* e *Modulação por Deslocamento em Fase*.

3.2 Modulação Digital

Estes tipos de modulações podem ser representados pela soma de duas componentes, uma em fase, I , e uma em quadratura, Q , [3] conforme a equação (3.1).

$$x(t) = A_c [I \cos(\omega_c t + \theta) - Q \sin(\omega_c t + \theta)] \quad (3.1)$$

Onde A_c , ω_c e θ são constantes que representam respectivamente amplitude, frequência e fase da portadora.

Os sinais digitais I e Q transportam todas as mensagens do sinal modulado e são freqüentemente representados por um *diagrama de constelação*.

A Figura 3.1 mostra diagramas de constelação de sinais digitais modulados em banda passante. Em (a) têm-se um diagrama de modulação ASK de níveis '0' e '1', também chamada de modulação OOK. Em (b) têm-se o diagrama de modulação PSK com 2 fases, 0° e 180° , chamada de modulação BPSK. Em (c) têm-se o diagrama de modulação PSK com 4 fases, 45° , 135° , 225° , e 315° , chamado de modulação QPSK.

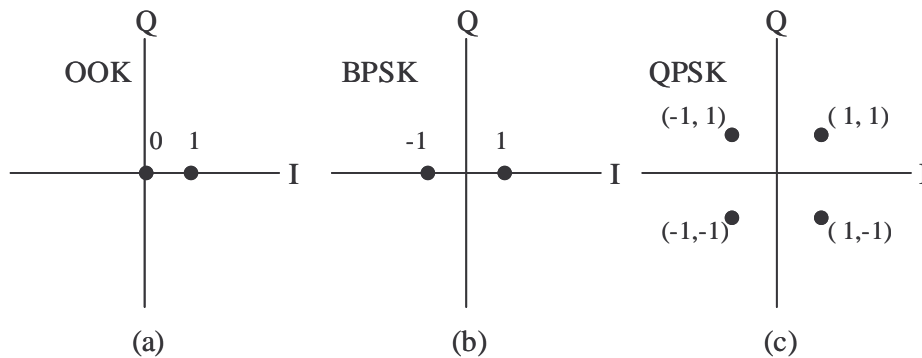


Figura 3.1: Diagramas de constelação. (a) Sinal OOK (ASK); (b) Sinal BPSK (PSK); Sinal QPSK (PSK).

A Figura 3.2 mostra, no domínio do tempo, sinais modulados digitalmente em banda passante. Utiliza-se, geralmente, sinal NRZ (a) para modular a portadora analógica. O sinal ASK do tipo OOK (b) possui ausência de portadora nas ocorrências de 0's e presença de portadora nas ocorrências de 1's enquanto o sinais PSK do tipo BPSK (c) utiliza uma fase de 0° para níveis 1 e 180° para os níveis 0 e o sinal FSK do tipo BFSK (d) utiliza uma frequência, f_1 , para os níveis 0 e uma outra frequência, f_2 , para os 1's.

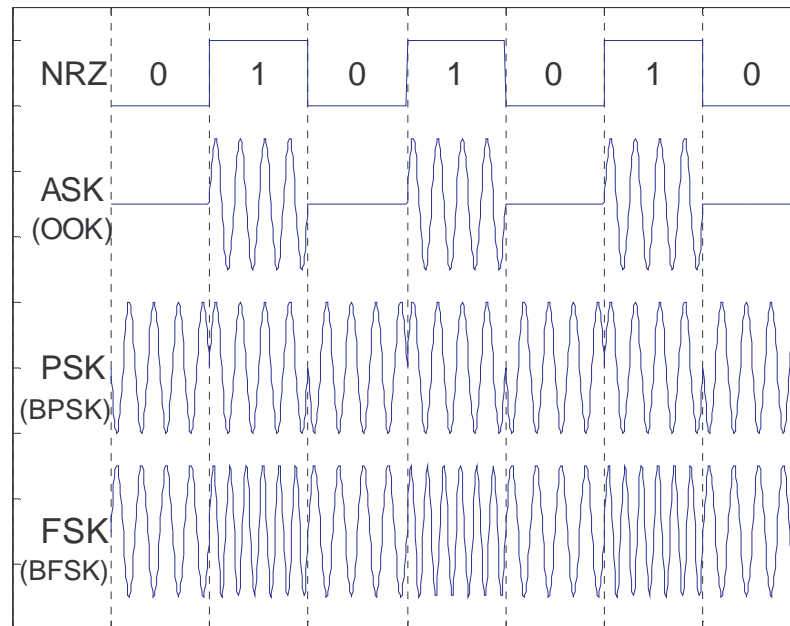


Figura 3.2: Modulação Digital Banda Passante

Na Modulação Digital por Banda Passante, as componentes em quadratura Q e I podem ser sinais multi-níveis, isto é, podem ter diferentes níveis de fase, frequência ou amplitude. Esta característica permite com que se possa transformar o sinal digital a ser transmitido em um sinal multi-nível antes da modulação propriamente dita. Esta técnica permite que se possa alcançar uma melhor “eficiência espectral”. Ou seja, pode-se transmitir mais de um bit por Hertz e assim economizar a utilização da Banda de frequência.

Define-se como *taxa de modulação* a quantidade de símbolos por segundo e essa medida é restringida pela banda de transmissão do sistema. O objetivo de qualquer sistema de transmissão digital é se ter uma maior taxa de transmissão do sinal digital, nesse caso deve-se agrupar os bits em símbolos e quanto maior o número de bits por símbolo, maior a taxa de transmissão do sistema.

A *taxa de modulação* (r), é expressa por [3]:

$$r = \frac{r_b}{N} = \frac{r_b}{\log_2(M)} \quad [\text{bauds}] \text{ ou } [\text{símbolos/s}] \quad (3.2)$$

onde r_b é a taxa de transmissão de dados dado em bits/s, M é o número de possíveis níveis de fase, amplitude ou frequência e N é o número de *bits por símbolo* para se quantificar M níveis, sendo que M é dado por

$$M = 2^N \quad (3.3)$$

Pode-se observar em (3.2) que quanto maior for o número de níveis M , menor será a taxa de modulação e sendo assim, através desse método, consegue-se transportar o sinal com uma determinada taxa de transmissão em uma banda menor de frequência.

Conforme [3], a densidade espectral de potência de $x(t)$ para um sinal digital de entrada do tipo NRZ, é dada por

$$p(f) = \frac{A_c^2}{r^2} \text{sinc}^2\left(\frac{f - f_c}{r}\right) \quad (3.4)$$

onde f_c é a frequência da portadora e para se produzir um sinal em banda passante é necessário que $f_c \gg r$ e A_c é a potência média de $x(t)$.

A Figura 3.3 mostra o espectro de 3 sinais com diferentes valores de N . Na figura pode-se observar que a eficiência aumenta com o aumento do número de bits por símbolo.

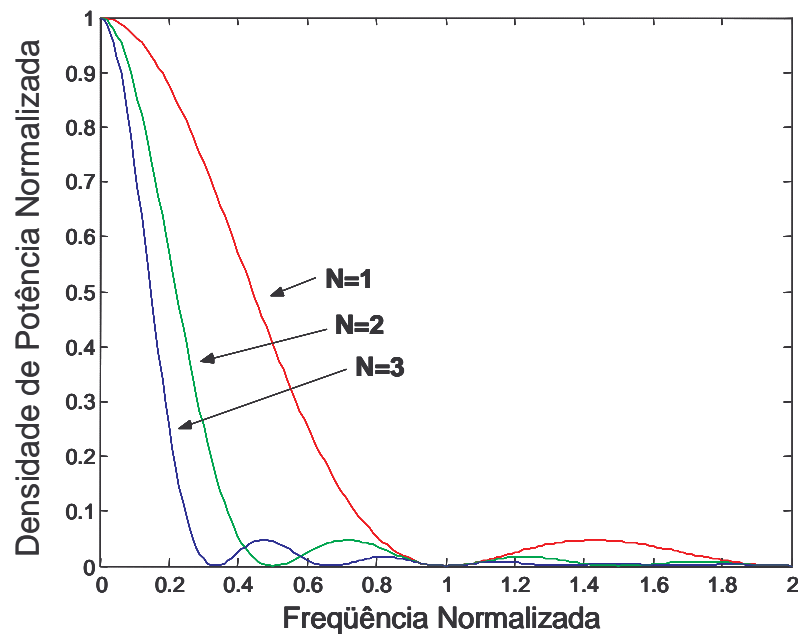


Figura 3.3: Espectro de potência de sinais modulados em banda passante com número de bits por símbolo (N) igual a 1, 2 e 3

3.3 Modulação ASK

A modulação ASK é a *Modulação por Deslocamento em Amplitude*. Esta modulação sempre utiliza uma portadora de frequência constante para modular um sinal de dois ou mais níveis. Nesta técnica de modulação o sinal digital a ser modulado é transformado em um sinal multinível que é multiplicado pelo sinal da portadora para gerar o sinal como mostrado na Figura 3.4. Como na modulação ASK se utiliza apenas variações de sinal em níveis do sinal modulador, sua componente em quadratura (Q) será sempre zero, como mostrado na equação (3.5)

$$x(t) = A_c e(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.5)$$

onde A_c , ω_c e θ são respectivamente a amplitude, frequência e fase da portadora elétrica, e $e(t)$ é o sinal multinível a ser modulado.

Se o sinal digital possuir M níveis de amplitude ele será chamado de MASK (ou ASK M -ário) como pode ser visto na Figura 3.5.

A Figura 3.4 mostra que o simples produto entre a portadora e um sinal digital unipolar de M níveis de entrada é suficiente para criar o sinal ASK modulado. Neste caso $e(t)$ é o sinal digital de entrada de M níveis

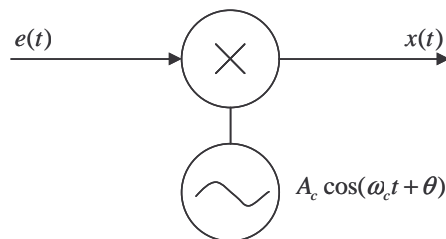


Figura 3.4: Modulação ASK.

Para sinais binários, pode-se utilizar a modulação ASK na configuração ON-OFF Keying, chamada de modulação OOK. Nesta modulação utiliza-se como sinal de entrada, um sinal digital NRZ Unipolar.

Na Figura 3.5 pode-se ver os sinais de 2 níveis OOK e BASK e o sinal multinível MASK. O sinal OOK é o mais simples de ser constituído, pois pode ser criado diretamente pelo sinal NRZ original. Sendo que o sinal multinível MASK exige conversão serial-paralela antes da modulação.

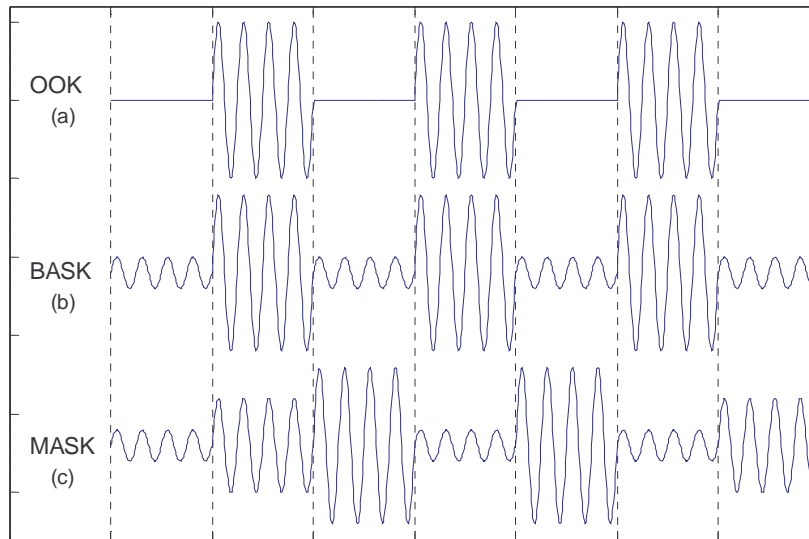


Figura 3.5: Modulação Digital ASK; (a) OOK (b) BASK (c) MASK

3.4 Modulação PSK

A modulação PSK é a *Modulação por Deslocamento em Fase*. Esta modulação utiliza uma portadora de frequência constante para modular sinais NRZ bipolar de M níveis de fase. Estes sinais são divididos em duas componentes em quadratura e o número de níveis irá determinar o número de deslocamentos de fases que o sinal modulado irá receber.

Para o caso particular do sinal BPSK, pode-se utilizar o mesmo esquema de modulação da Figura 3.4, porém, deve-se substituir o sinal digital de entrada *NRZ-unipolar* por um sinal *NRZ-bipolar*.

O sinal PSK [7] também pode ser escrito como

$$x(t) = A_c e(t) \cos \left[\omega_c t + \frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \quad (3.6)$$

onde M é o número de níveis e N o número de bits por símbolo e A_c e ω_c são respectivamente a amplitude e a frequência da portadora ..

A Figura 3.6 mostra diagramas de constelação de sinais modulados por deslocamento de fase, sendo que em (a) tem-se um diagrama com modulação de 2 fases, a BPSK, em (b) tem-se uma modulação com 4 fases, a 4PSK e finalmente, em (c) uma modulação utilizando 8 fases que é a 8PSK.

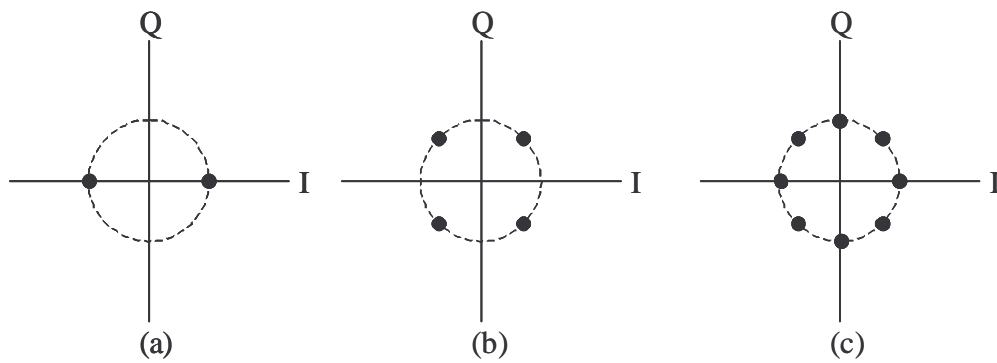


Figura 3.6: Modulação Digital PSK; (a) BPSK (b) 4PSK (QPSK) (c) 8PSK

Para se gerar sinais PSK com $N > 1$, deve-se converter o sinal digital de entrada de serial para paralelo. A quantidade de bits paralelos será a mesma do valor de N . Um exemplo é o sinal QPSK (4PSK) que tem $M=4$ e $N=2$, logo, para se efetuar uma modulação QPSK, será necessário converter o sinal digital NRZ-bipolar de entrada em 2 sinais paralelos NRZ-bipolar.

A Figura 3.7 mostra uma representação esquemática de um circuito modulador QPSK onde o sinal digital serial de entrada $e(t)$ é dividido em 2 sinais. Os bits ímpares são modulados em fase e geram o sinal $x_i(t)$ e os pares são modulados em quadratura, e geram o sinal $x_q(t)$ e o sinal de saída $x(t)$ é a soma dos sinais $x_i(t)$ e $x_q(t)$.

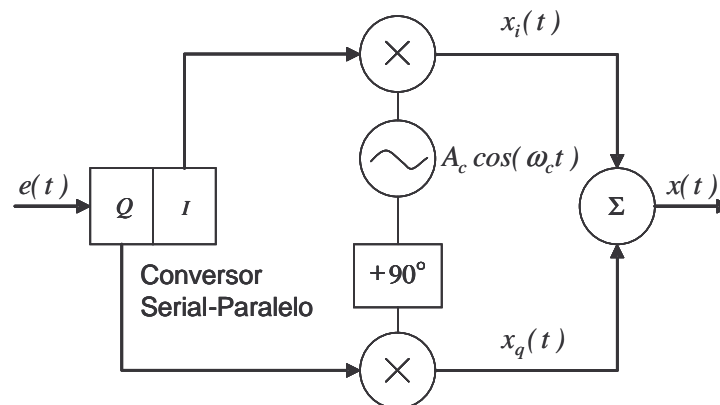


Figura 3.7: Modulador QPSK

Como na modulação PSK tem-se amplitude constante, utiliza a detecção coerente para se recuperar o sinal original.

3.5 Demodulação

Esta sessão irá mostrar os métodos de demodulação utilizados para recuperar o sinal elétrico modulado em banda passante. Esse estágio irá detectar e recuperar o sinal elétrico modulado.

Os processos de demodulação consistem em remover a portadora do sinal modulado e recuperar assim o sinal modulador original. Esse processo também é chamado de *detecção*.

Os processos de detecção utilizados na Modulação digital por Banda Passante são a *detecção coerente* e a *detecção não-coerente*, sendo que a detecção não coerente aplica-se apenas a modulação ASK, pois este sinal mantém em sua envoltória o sinal modulador original.

3.5.1 Detecção Não Coerente:

Utilizado na detecção do sinal ASK, este tipo de detecção é extremamente simples e permite com que se extraia a envoltória do sinal retirando a portadora para se obter o sinal original. Como se pode observar na Figura 3.8, o sinal MASK modulado assume o formato idêntico do sinal multi-nível que o gerou, por isso a simples utilização de um detector de envoltória pode recuperar o sinal original.

A Figura 3.8 mostra um detector de envoltória formado por um circuito retificador de onda completa através da colocação de um diodo em série com um resistor em paralelo com um capacitor.

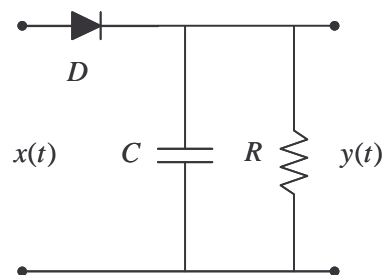


Figura 3.8: Demodulador ASK – Detector de Envoltória

A Figura 3.9 mostra as etapas da detecção não coerente onde em (a), um sinal modulado OOK, desenhado com linha fina, é retificado pelo circuito da Figura 3.8 e o resultado é o sinal de linha mais grossa. Em (b) têm-se o sinal retificado, com linha grossa, comparada com o sinal digital original, com linha mais fina, e em (c) através do capacitor, utilizado como filtro passa-baixas, o “ripple” é praticamente removido e o sinal de saída detectado, em linha grossa, pode ser visto comparado com o sinal digital original de entrada.

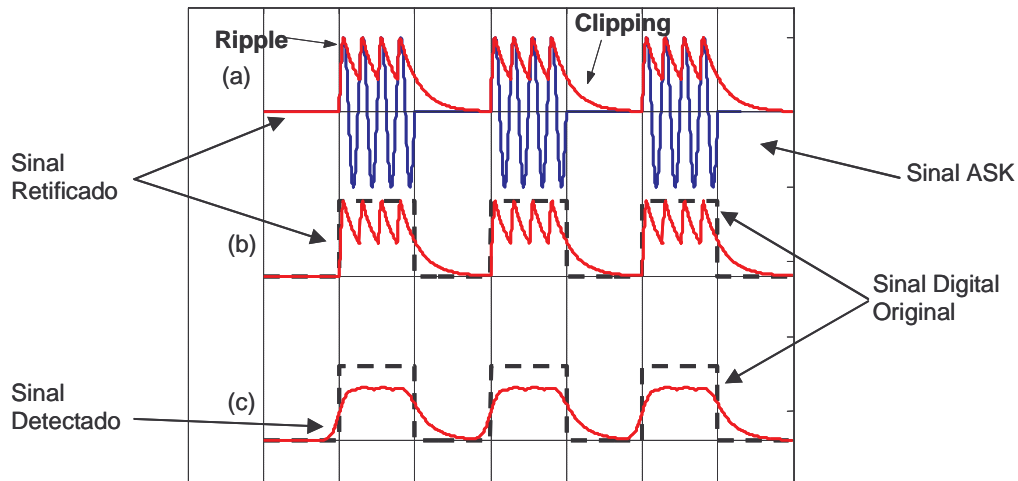


Figura 3.9: Formato do sinal ASK após passar no Detector de Envoltória. (a) Sinal ASK x Sinal Retificado (b) Sinal Digital Original x Sinal Retificado (c) Sinal Digital Original x Sinal Detectado após passar por um filtro Gaussiano de ordem 1.

O sinal de saída do detector de envoltória, representado por $y(t)$ na Figura 3.8, possui o formato bastante irregular devido ao “fator de Ripple” e ao efeito de “Clipping” que ocorrem pelo efeito de descarga do capacitor que é inerente aos circuitos RC.

O tempo de descarga do capacitor da Figura 3.8 é dado pela constante:

$$\tau = RC \quad (3.7)$$

sendo: R e C os valores do resistor e capacitor do circuito da Figura 3.8, respectivamente.

Então, a tensão sobre o capacitor em situação de descarga será dada por

$$v(t) = V_0 e^{(-t/\tau)} \quad (3.8)$$

Onde V_0 é o valor inicial da tensão do capacitor no momento que se iniciou a descarga.

3.5.2 Detecção Coerente

Este tipo de detecção pode ser utilizado tanto em sinais ASK quanto em PSK. Esta técnica consiste em se fazer o batimento do sinal modulado recebido com um oscilador local que tem a mesma frequência da portadora utilizada para modular este sinal.

A Figura 3.10 mostra um desenho esquemático de um detector coerente utilizado para recuperar sinais ASK e PSK tais como os sinais OOK, BASK, BPSK e QPSK. O sinal PSK modulado $x(t)$ é dividido em 2 partes de 3dB de potência e uma parte deste sinal é multiplicada pelo sinal $\cos(\omega_c t)$, fornecido por um oscilador local, gerando o sinal composto $y_i(t)$ e a segunda parte é multiplicada

por $-\text{sen}(\omega_c t)$ formando o sinal $y_q(t)$. Esses sinais, $y_i(t)$ e $y_q(t)$ são compostos pelos sinais I e Q originais e outras componentes de frequência $2\omega_c$, então estes sinais são passados por filtros passa-baixas e depois transformados em sinais seriais novamente.

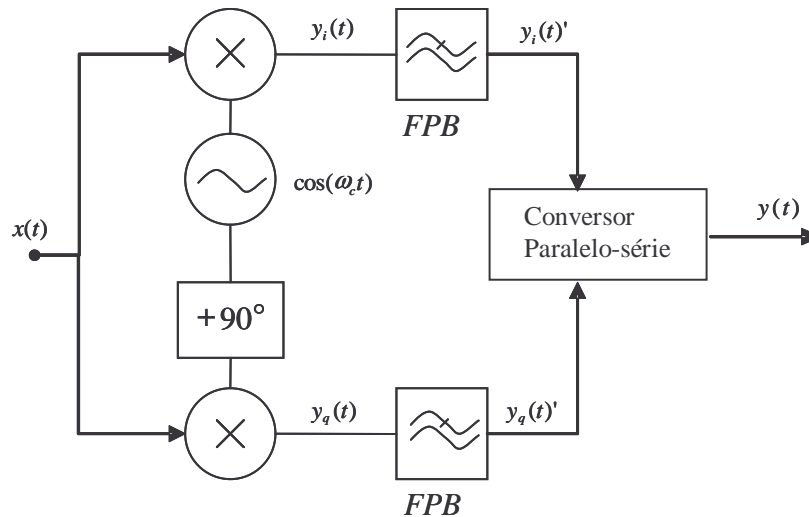


Figura 3.10: Demodulador coerente ASK e PSK

3.5.3 Recuperação de Relógio na Detecção Coerente

O sinal recebido pelos circuitos demoduladores pode não ter a mesma fase e frequência do sinal gerado pelos osciladores locais dos circuitos dos detectores coerentes. No caso de sinais modulados em banda passante, se o sinal recebido não estiver em fase com o oscilador local, ocorre uma alteração no diagrama de constelação do sinal demodulado, chamada de “desbalanceamento de fase” e se não tiver a mesma frequência, a alteração neste diagrama é chamada de “desbalanceamento de frequência”. Por este motivo, é necessário que a fase e a frequência do sinal recebido sejam sincronizados com a fase e a frequência do oscilador local e para extrair essas informações do sinal recebido deve-se recuperar o relógio do mesmo através de um circuito de recuperação de relógio.

O circuito de recuperação do relógio pode ser construído de 2 formas [7]: A primeira através da utilização de um “loop quadrático”; e a segunda através da utilização de um circuito do tipo “loop de Costas”.

Capítulo 4

Sistemas de Comunicações Ópticas

Os sistemas SCM transportam sinais de radio frequência sobre fibras ópticas e por isso é necessário um estudo mais aprofundado sobre os sistemas de comunicações ópticas.

Este capítulo irá abordar os estudos sobre os sistemas ópticos, bem como os moduladores, demoduladores e a fibra-óptica.

A seção 4.2 irá mostrar os moduladores ópticos utilizados em sistemas SCM, a seção 4.4 irá abordar detalhes sobre as características lineares e não-lineares das fibras-ópticas e a seção 4.5 discorrerá sobre os demoduladores ópticos.

4.1 Introdução

Os Sistemas de Comunicações utilizando fibras ópticas são caracterizados pela transmissão da informação através da modulação da intensidade de campo elétrico para propagação pela fibra óptica, comumente chamada de IM (“Intensity Modulation”) e pela detecção direta através de um fotodetector, chamado de DD (“Direct Detection”). Este tipo de transmissão é chamado de IM/DD.

Assim como os demais sistemas de telecomunicações os sistemas de comunicações ópticas também são formados por *transmissor-meio-receptor*, portanto a Figura 4.1 mostra um sistema tipo IM/DD, onde pode-se ver o transmissor, que é um conversor eletro-óptico (E/O), a fibra óptica, que é o meio de transmissão, e o receptor que é um foto-detector com função de conversor óptico-elétrico (O/E).

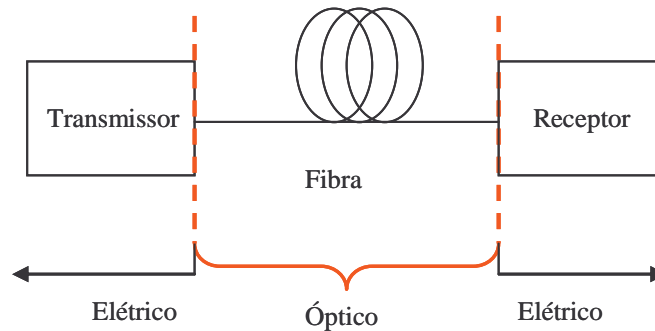


Figura 4.1: Sistema de Comunicação Óptica.

Na *transmissão* é necessário transformar o sinal elétrico recebido em um sinal óptico e este processo é chamado de “modulação óptica”. Para se atingir tal objetivo, lança-se mão da utilização de dispositivos que têm características especiais de emitir luz. Estes dispositivos serão descritos na seção 4.2.

Nos sistemas SCM, o *meio* de transmissão utilizado é a fibra óptica [1] que é um guia de onda óptico com características lineares e não lineares, como será mostrado na seção 4.4.

Na *recepção* utilizam-se dispositivos com características foto-receptoras como os fotodetectores PIN e APD [1]. As características do foto-receptor PIN poderão ser vistas na seção 4.5.

4.2 Modulação Óptica

O processo de modulação óptica é a propriedade de converter o sinal elétrico em sinal óptico. Os moduladores utilizados para tanto são os *moduladores diretos* e os *moduladores externos*. Os moduladores diretos são construídos por laser foto-emissores devidamente polarizados e têm velocidade de chaveamento bastante limitada enquanto os moduladores externos, geralmente construídos por moduladores eletrópticos e moduladores de eletroabsorção têm uma grande velocidade de chaveamento permitindo que se atinja altas taxas de transmissão.

4.2.1 Modulação Direta

Na modulação direta utilizam-se dispositivos semicondutores LED ou laser [1], comumente chamados de dispositivos foto-emissores, que convertem diretamente o sinal elétrico nele aplicado em sinal óptico de saída como mostra a Figura 4.2. Os LEDs são geralmente utilizados em fibras multimodo, enquanto para fibras monomodo se utilizam os lasers. Os lasers são dispositivos que são polarizados por uma corrente I_b , conforme Figura 4.2, e qualquer variação de corrente elétrica é correspondida por uma variação de potência óptica proporcional fazendo com que o sinal elétrico seja espelhado em sinal óptico [1].

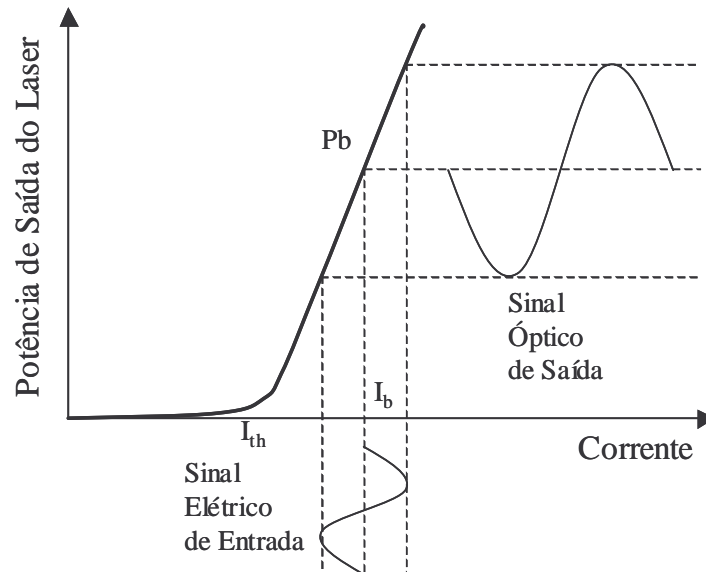


Figura 4.2: Modulação Óptica utilizando Laser – I_b é a corrente de polarização e P_b é a potência óptica emitida no ponto I_b .

4.2.2 Modulação Externa

Na modulação externa utilizam-se dispositivos que não emitem luz, então, para se usar estes dispositivos para modular sinais ópticos, precisa-se de lasers para se gerar o sinal luminoso. O sinal óptico, também chamado de CW (“Continuous Wave” – Onda Contínua), é emitido por um fotomissor laser que é aplicado na entrada do modulador externo. Este, através de características que produzem variação de intensidade óptica proporcional à tensão aplicada à entrada elétrica, passa a ser o modulador do sinal óptico. Estes dispositivos externos podem ser de eletro-absorção [8] ou eletro-ópticos [9]. Esquemas de modulação utilizando moduladores externos podem atingir largura de banda da ordem de 60GHz. Nesta seção, apenas será abordada a utilização do modulador eletro-óptico do tipo Mach-Zehnder.

Baseado no princípio do Interferômetro de Mach-Zehnder (MZI), este modulador vem sendo largamente utilizado em sistemas de comunicações ópticas. Este dispositivo utiliza os princípios de interferências construtivas e destrutivas entre as fases dos sinais que trafegam em cada braço que o compõe. Suas características eletro-ópticas permitem que se controle a fase do sinal óptico através da variação da tensão do sinal elétrico modulante em cada eletrodo.

O MZM é constituído por dois guias de ondas paralelos, também chamados de “braços”, e é geralmente fabricado por uma liga de Niobato de Lítio (LiNbO_3), que apresenta propriedades eletro-ópticas que provocam a variação do índice de refração em função do campo elétrico. Cada um destes seus braços fica inserido dentro de um par de eletrodos que permitem a aplicação de um campo elétrico sobre o mesmo.

A tensão aplicada ao eletrodo induz um campo elétrico proporcional ao sinal aplicado e o dispositivo de Niobato de Lítio altera suas características ópticas provocando uma variação no índice de refração e conseqüentemente na fase do sinal. Portanto, se uma tensão V_1 é aplicada ao eletrodo 1, isso irá provocar um defasamento ϕ_1 do sinal óptico que transita pelo braço 1 do modulador, enquanto uma tensão V_2 irá provocar um defasamento ϕ_2 do sinal que transita pelo braço 2, conforme Figura 4.3.

Um sinal óptico E_i aplicado à entrada deste dispositivo irá se dividir em duas partes praticamente iguais. Ou seja: $E_1 \cong E_2 \cong E_i / 2$.

As duas partes deste sinal óptico irão receber um defasamento proporcional a tensão aplicada ao seu respectivo eletrodo e posteriormente serão somadas na saída deste dispositivo.

A Figura 4.3 mostra um modulador Mach-Zehnder onde l é o comprimento de cada “braço” do modulador, d é a distância entre os dois braços, E_i e E_o são os valores do campo óptico de entrada e saída, respectivamente.

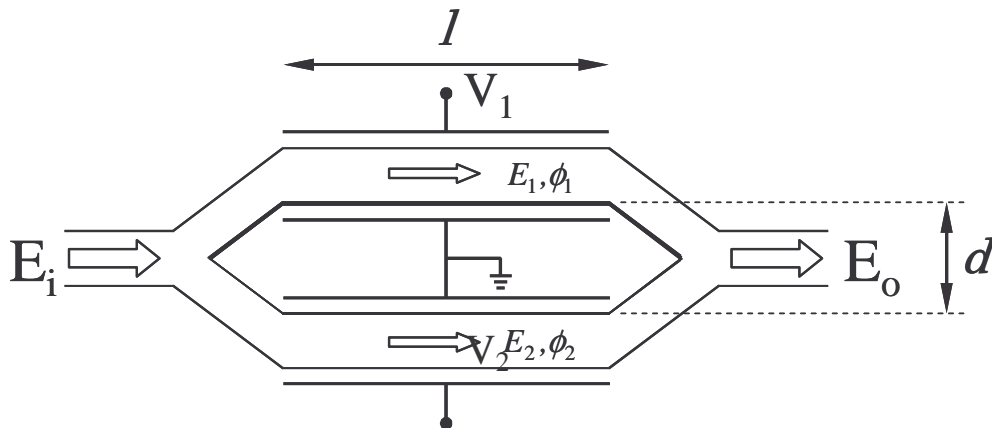


Figura 4.3: Modulador Mach-Zehnder

O sinal de saída E_o será o resultado da interferência entre os sinais E_1 e E_2 na saída do modulador.

O sinal óptico, do tipo CW, na entrada no modulador pode ser expresso por

$$E_i(t) = A e^{-j\omega_c t} \quad (4.1)$$

onde A e ω_c representam, respectivamente, a amplitude e frequência do sinal CW.

O sinal $E_o(t)$ resultante da diferença dos dois feixes luminosos de saída será então representado pela equação

$$E_0(t) = L \times \frac{A}{2} \times (e^{-j(\omega_c t + \phi_1)} + e^{-j(\omega_c t + \phi_2)}) \quad (4.2)$$

onde L contabiliza as perdas por inserção do guia de onda óptico.

Desenvolvendo a equação (4.2):

$$\begin{aligned} E_0(t) &= L \times \frac{A}{2} \times (e^{-j\omega_c t} e^{-j\phi_1} + e^{-j\omega_c t} e^{-j\phi_2}) \\ &= L \times \frac{A}{2} \times e^{-j\omega_c t} (e^{-j\phi_1} + e^{-j\phi_2}) \\ &= L \times \frac{A}{2} \times e^{-j\omega_c t} \times e^{-j\phi_0} (e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} + e^{j\frac{\Delta\phi}{2}}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Onde

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad (4.4)$$

é a diferença de fase entre os braços do modulador e

$$\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} \quad (4.5)$$

é o atraso médio de fase dos dois braços do modulador.

Então:

$$E_0(t) = L \times \frac{A}{2} \times e^{-j\omega_c t} \times e^{-j\phi_0} \times \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (4.6)$$

E como, o campo de entrada é dado por

$$E_i(t) = A e^{-j\omega_c t} \quad (4.7)$$

Logo (4.6) fica:

$$E_0(t) = L \times E_i(t) \times \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \times e^{-j\phi_0} \quad (4.8)$$

Fazendo as substituições de (4.4) e (4.5) em (4.8), tem-se:

$$\begin{aligned} E_o(t) &= L \times E_i(t) \times \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \times e^{j\left(\frac{\phi_2 + \phi_1}{2}\right)} \\ E_0(t) &= L \times E_i(t) \times \cos\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) \times e^{-j\left(\frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right)} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Analisando a equação (4.9) pode-se concluir que o sinal óptico $E_o(t)$ depende diretamente da diferença de fase dos sinais ópticos que trafegam entre os dois braços do modulador.

Da equação (4.9) pode-se extrair o valor da potência óptica como:

$$P_o(t) = |E_o(t)|^2 = L^2 \times |E_i(t)|^2 \times \cos^2\left(\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right) = L^2 \times P_i(t) \times \cos^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (4.10)$$

A Figura 4.4 ilustra a variação da potência óptica normalizada em função da diferença de fase entre os sinais dos dois eletrodos do modulador Mach-Zehnder conforme mostrado na equação (4.10).

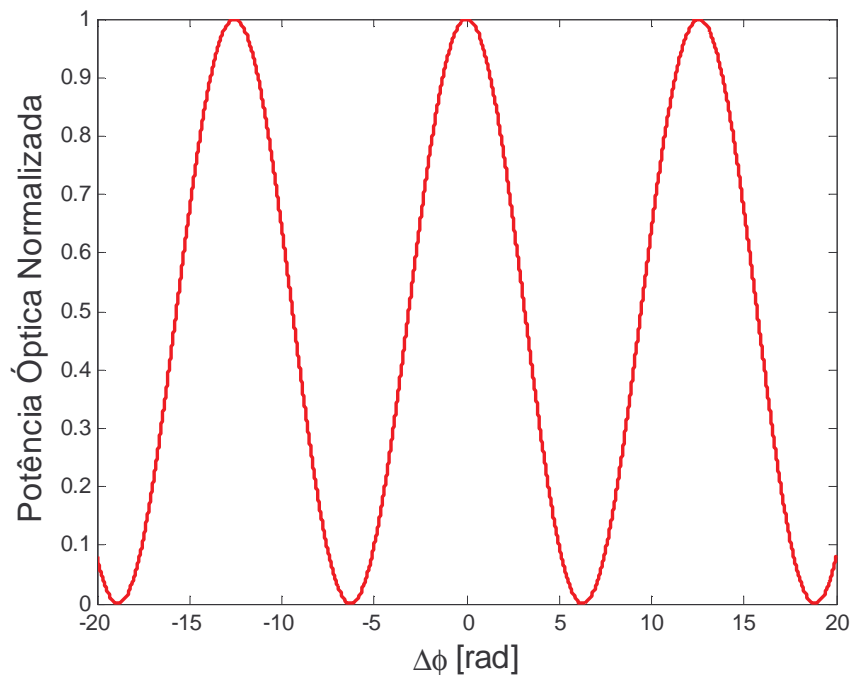


Figura 4.4: Função de transferência do Modulador Mach-Zehnder.

Os ângulos $\phi_{1,2}$ vistos na equação (4.10) variam de acordo com as tensões $V_{1,2}$ aplicadas aos dois eletrodos do modulador e podem ser vistos como [14] **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**]

$$\phi_{1,2}(V, \lambda) = \frac{\pi}{V_{\pi 1, \pi 2}} \times V_{1,2} + \phi_{o1, o2} \quad (4.11)$$

onde $\phi_{o1, o2}$ são os ângulos de defasamento natural provocados apenas pelas características ópticas do cristal Ti:LiNbO₃ e

$$V_{\pi 1, \pi 2} = \frac{\lambda \times d}{n_{o1, o2}^3(\lambda) \times l_{1,2} \times r_{33}(\lambda)} \quad (4.12)$$

é a tensão aplicada aos eletrodos individualmente e que provoca um defasamento de π no sinal óptico na saída do eletrodo, r_{33} é o coeficiente eletro-óptico relevante [pm/V]; $l_{1,2}$ são os comprimentos dos eletrodos [cm]; $n_{o1,o2}$ é o índice de refração extraordinário do guia de onda de cada eletrodo Ti:LiNbO₃, d é a distância entre os eletrodos [um], λ é o comprimento de onda do sinal óptico

4.3 Filtro Notch

Quando o índice de modulação óptica é muito pequeno, a portadora óptica é muito grande em comparação com a subportadora. Neste caso o sinal da subportadora irá sofrer grande influência dos efeitos não lineares [10]. Para minimizar esses efeitos a solução proposta é remover boa parte da portadora óptica através da utilização de um filtro óptico e transformar o sinal OSSB em um sinal OSSB-SC (OSSB sem portadora).

O filtro Notch é um filtro do tipo *Interferômetro de Fabry-Perot* que é composto por 2 espelhos e que tem a função de separar componentes espectrais do sinal óptico [11]. A função de transferência do filtro é dada por [10]

$$T(f) = \frac{(1 - A - R)^2}{1 + R^2 - 2R \cos(4\pi f t)} \quad (4.13)$$

onde R é a refletividade de cada espelho do interferômetro e A é a perda de potência por absorção da luz que passa pela cavidade.

Para analisar a influência dos efeitos de não linearidade (ver próxima seção) da fibra óptica sobre os sistemas SCM, o filtro Notch permaneceu desativado, pois quando esse filtro está em funcionamento, grande parte da potência óptica gerada pelo modulador é removida pelo filtro antes de ser inserida na fibra.

4.4 Fibra Óptica

Com o advento do laser na década de 60 [10], surgiu um grande interesse em se estudar comunicações ópticas, porém, a alta atenuação que existia nas primeiras fibras, da ordem de 1000 dB/km, impedia a utilização das fibras ópticas como meio de transmissão naquela época. A partir de 1970 descobriu-se que esta grande atenuação era causada por impurezas nas fibras e a partir daí, através de técnicas de purificação, pôde-se obter atenuações em fibras da ordem de 20 dB/km. A redução destas impurezas, tais com os íons metálicos e os íons de hidroxila, dependiam do desenvolvimento tecnológico da época, e então desde a concepção da fibra óptica até hoje três janelas

de baixa atenuação óptica foram descobertas. A *primeira* foi a de 800nm de comprimento de onda da luz incidente, a *segunda* de 1300nm e a *terceira janela*, já em meados de 1980, de 1500nm.

A Figura 4.5 mostra as curvas de atenuação e dispersão das fibras ópticas monomodo padrão e as três janelas de atenuação óptica [11].

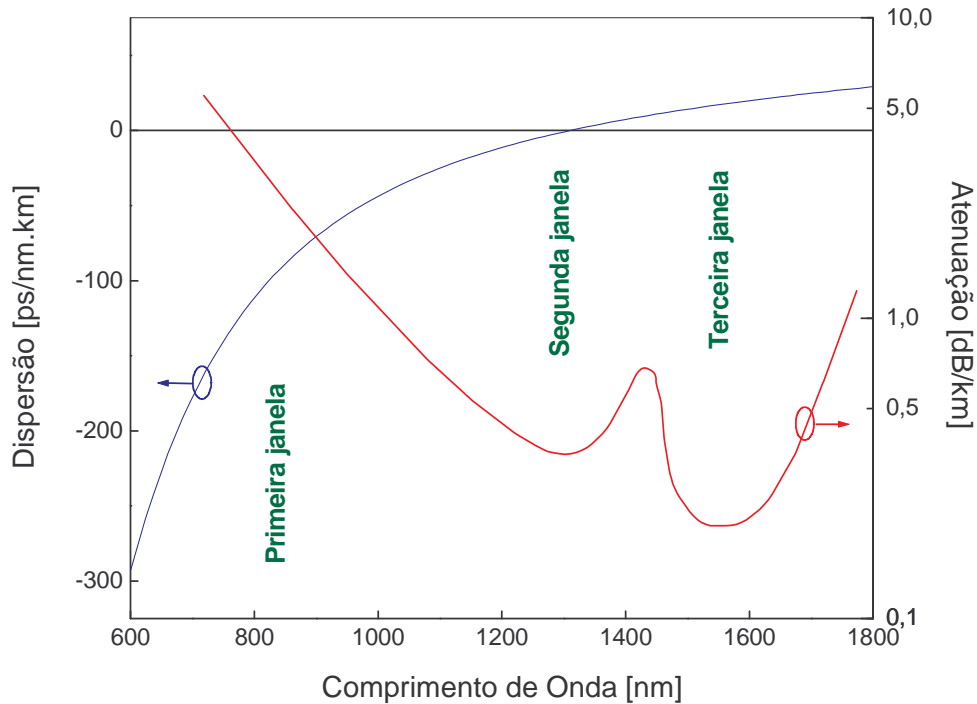


Figura 4.5: Atenuação e dispersão versus comprimento de onda em uma fibra óptica padrão.

Composta basicamente por duas camadas concêntricas de cristais, as fibras ópticas são compostas de um núcleo e de uma camada que envolve o núcleo chamada de casca [10]. A fibra óptica *monomodo* [1] foi a utilizada como base para o desenvolvimento deste trabalho. Estudos detalhados sobre os aspectos construtivos das fibras podem ser encontrados nas bibliografias citadas neste capítulo.

4.4.1 Perda por Atenuação

Durante a propagação do sinal luminoso pela fibra ocorre uma perda de potência que provoca a atenuação do sinal. Esta perda existe devido a absorção material, provocado pela existência de impurezas na fibra, espalhamento de Rayleigh [13], absorção na região de infra-vermelho, deformações e micro-curvaturas.

Seja P_{in} a potência de entrada na fibra. Após o sinal luminoso percorrer um comprimento L da fibra, a potência de saída da fibra P_{out} será dada por

$$P_{out} = P_{in} \exp(-\alpha L) \quad (4.14)$$

onde o parâmetro α é chamado de constante de atenuação que caracteriza as perdas na fibra e pode ser expressa em dB/km por (4.15):

$$\alpha_{dB/km} = -\frac{10}{L} \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 4,343\alpha \text{ [neper / km]} \quad (4.15)$$

Para fibras operando na janela de $1550nm$, o valor de α é da ordem de 0.2 dB/km .

4.4.2 Dispersão Cromática

O efeito da dispersão cromática é o fator mais relevante quando se analisam sistemas que utilizam fibras ópticas em taxas de transmissão altas e em baixas potências. As diferentes componentes espectrais de um pulso luminoso viajam em velocidades diferentes provocando alargamento do mesmo.

Para um enlace de fibra óptica do tipo monomodo de comprimento L , o tempo total (T) para que um pulso luminoso percorra toda a fibra é dado por

$$T = L / v_g \quad (4.16)$$

onde v_g é a *velocidade de grupo* do sinal luminoso que percorre a fibra monomodo e é definido por [1]

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \frac{c}{n_g} \quad (4.17)$$

e n_g é o índice de refração de grupo, β a constante de propagação da fibra em função da frequência do sinal propagante. Esta constante depende diretamente do índice de refração e é definida por

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (4.18)$$

A Figura 4.6 ilustra a variação de n_g e n em função do comprimento de onda em uma fibra monomodo padrão.

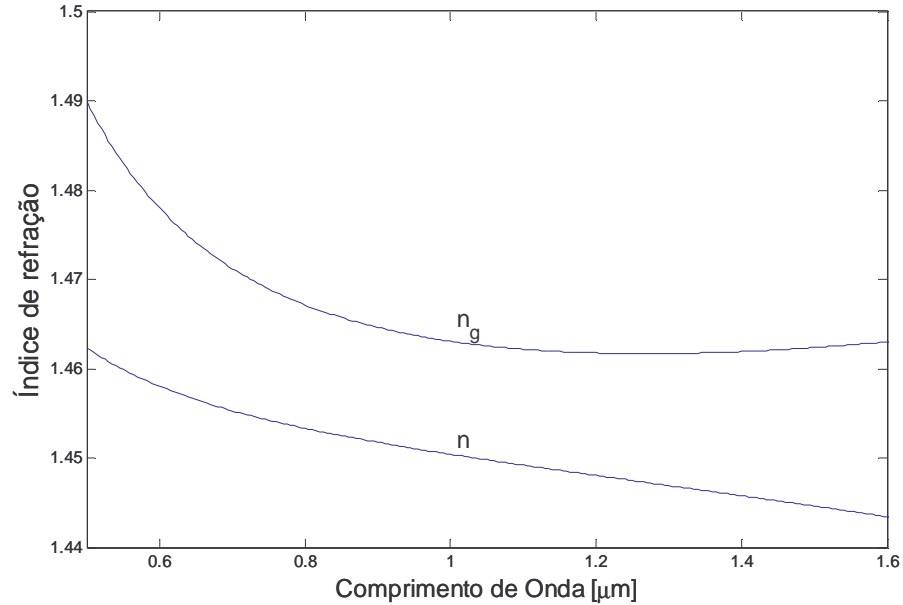


Figura 4.6: Variação do índice de refração.

O índice de refração de grupo, n_g , é dado por

$$n_g = n(\omega) + \omega \frac{dn}{d\omega} \quad (4.19)$$

O índice de refração $n(\omega)$ é caracterizado pelas frequências de ressonância que dependem da oscilação dos elétrons e é aproximado pela equação de Sellmeier [13]

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^m \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \quad (4.20)$$

Onde B_j são parâmetros que dependem da constituição e dopagem dos elementos químicos que compõem a fibra e representam a intensidade da j -ésima ressonância e ω_j representa a j -ésima frequência de ressonância.

A equação (4.18) pode ser desenvolvida em série de Taylor [1]. Substituindo (4.20) em (4.18) e aplicando em (4.17), são obtidos os parâmetros de dispersão relevantes:

$$\beta_1 = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g} \quad (4.21)$$

$$\beta_2 = \frac{\omega}{c} \frac{d^2 n}{d\omega^2} = \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (4.22)$$

O parâmetro de dispersão β_1 , mostrado em (4.21), representa a velocidade de grupo, enquanto β_2 , mostrado em (4.22), representa a dispersão cromática e é conhecido por parâmetro GVD. No caso de pulso luminoso, β_2 determina o alargamento do mesmo.

A Figura 4.7 ilustra a variação do parâmetro de dispersão β_2 em função do comprimento de onda em uma fibra monomodo padrão.

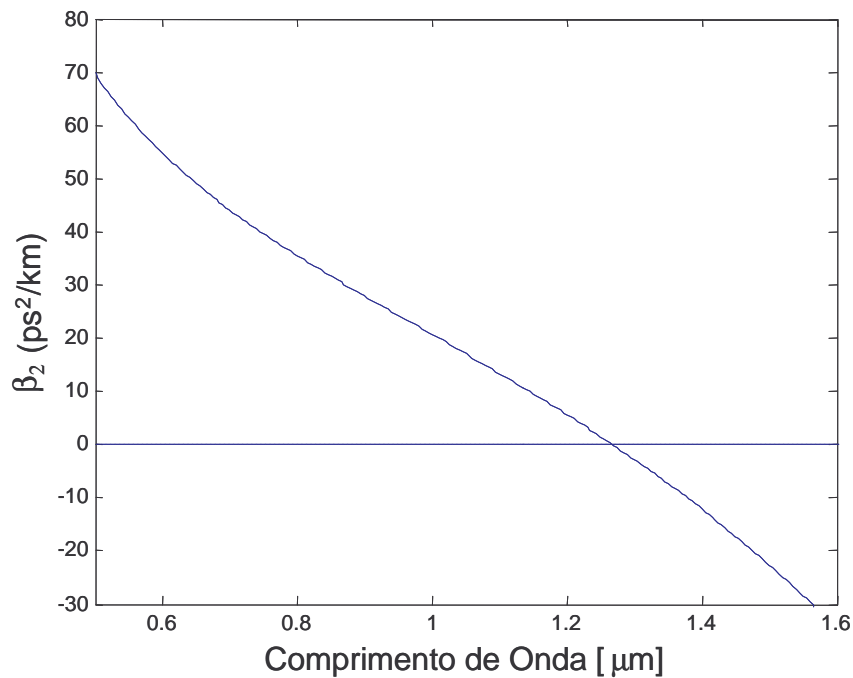


Figura 4.7: Parâmetro de dispersão

Se $\Delta\omega$ é a largura espectral de um pulso luminoso, então o alargamento do pulso em uma fibra de comprimento L é dado por

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (4.23)$$

Costuma-se representar $\Delta\omega$ em função da variação do comprimento de onda $\Delta\lambda$. Se $\omega = 2\pi c / \lambda$, então $\Delta\omega = (-2\pi c / \lambda^2) \Delta\lambda$.

Logo, tem-se:

$$\Delta T = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 L \Delta\lambda = DL\Delta\lambda \quad (4.24)$$

Sendo

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (4.25)$$

onde D é um parâmetro de dispersão freqüentemente utilizado no lugar de β_2 e é expresso em ps/(km-nm).

A limitação da taxa de transmissão, representada pelo produto BL , imposta pela dispersão na fibra é dada por

$$BL < (|D|\Delta\lambda)^{-1} \quad (4.26)$$

onde D é o parâmetro de dispersão e $\Delta\lambda$ é a largura de banda do sinal óptico emitido pela fonte.

4.4.3 Equação da Onda em Fibras-Ópticas

Efeitos, tais como o GVD (Velocidade de Dispersão de Grupo), SPM (Auto-Modulação de Fase) e XPM (Modulação Cruzada de Fase) [13], podem ser analisadas em termos da equação da onda em fibras ópticas com será mostrado nesta seção.

Seja o conjunto de equações não lineares acopladas de Schrödinger para um conjunto de N canais [13]:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial A_j}{\partial z} + \beta_{1j} \frac{\partial A_j}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial t^2} + \frac{\alpha_j}{2} A_j - \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial t^3} \\ & = i\gamma_j (|A_j|^2 + 2 \sum_{n \neq j}^N |A_n|^2) A_j \quad (j=1,2,3,\dots,N) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Onde A_j representa a variação lenta da amplitude da envoltória do sinal [13], $\alpha/2$

representa a atenuação da fibra, $\frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2}{\partial t^2}$ contabiliza dispersão de segunda ordem (GVD),

$-\frac{1}{6}\beta_{3j}\frac{\partial^3 A_j}{\partial T^2}$ representa a dispersão de alta ordem, e $i\gamma_j(|A_j|^2 + 2\sum_{n \neq j}^N |A_n|^2)A_j$ são termos referentes aos efeitos não lineares, sendo que o termo $i\gamma_j|A_j|^2 A_j$ é responsável pelos efeitos de *auto modulação de fase* (SPM) e o termo $i\gamma_j(2\sum_{n \neq j}^N |A_n|^2)A_j$ é responsável pelos efeitos de *modulação cruzada de fase* (XPM). O parâmetro $\gamma = n_2\omega_0/cA_{eff}$ é o coeficiente não linear, sendo que n_2 é o coeficiente de índice não linear, ω_0 é a frequência da portadora, c é a velocidade da luz no vácuo e A_{eff} é a área efetiva sobre a qual a potência óptica está distribuída na fibra.

O efeito do termo de XPM existe somente entre sinais de comprimentos de onda diferentes e provoca deslocamento de fase de um sinal em função da variação de amplitude dos outros sinais que se propagam na mesma fibra. Na equação (4.27), pode-se observar que a influência de XPM é 2 vezes maior que SPM [13].

Com o objetivo de se resolver a equação (4.27) será utilizado o conceito de *quadro de referência movendo-se com o pulso* [13], adotando-se o termo:

$$T = t - z/V_{g1} = t - \beta_{11}z \quad (4.28)$$

onde $V_{g1} = 1/\beta_{11}$ representa a velocidade de grupo do pulso centrado no comprimento de onda λ_1 que será adotado como referência.

Substituindo (4.28) em (4.27), se obterá:

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_j}{\partial z} + d_{j1} \frac{\partial A_j}{\partial T} + \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2 A_j}{\partial T^2} + \frac{\alpha_j}{2} A_j - \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3 A_j}{\partial T^3} \\ = i\gamma_j(|A_j|^2 + 2\sum_{n \neq j}^N |A_n|^2)A_j \quad (j = 1, 2, 3, \dots, N) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Onde $d_{j1} = (\beta_{1j} - \beta_{11})$, sendo que para $j = 1$, $d_{j1} = 0$ e para $j = 2, 3, \dots, N$, $d_{j1} \neq 0$.

A equação (4.29) não possui solução analítica, porém, poderá ser resolvida numericamente. O método mais usado para resolver esta equação é o *Split-Step Fourier* [13] e poderá ser visto no Apêndice A.

4.5 Fotodetector PIN

Fotodetector é um dispositivo que tem a função de converter sinal luminoso em sinal elétrico e esta propriedade é chamada de “Absorção Óptica” [13].

O fotodiodo *P-I-N* (“*Positive – Intrinsic – Negative*”) é um fotodetector formado por uma estrutura com camadas *P* e *N* (é um diodo polarizado reversamente) constituído por ligas, tais como o InGaAs e InP.. Entre elas existe uma camada chamada de *I*, onde há ausência de portadores de carga. Nesta camada ocorre grande parte de absorção de fótons incidentes no fotodiodo.

A *foto-corrente* I_p , gerada na foto-detecção é proporcional a *Potência Óptica Incidente* (P_{in}) e é determinada pela relação [1]:

$$I_p = R / P_{in} \quad (4.30)$$

Onde o fator R é a *responsividade* do fotodetector.

A *responsividade* (R) também pode ser expressa em função da eficiência quântica η [1]

$$R = \frac{I_p}{P_{in}} = \eta \frac{q\lambda}{hc} [A/W] \quad (4.31)$$

Onde q é a *carga do elétron*, c é a velocidade da luz no vácuo, λ é *comprimento de onda* da luz incidente, η é a *eficiência quântica* e h é a constante de Planck.

A *responsividade* também pode ser representada por

$$R = \eta \frac{\lambda}{1.24}, \quad (\text{para } \lambda \text{ em } \mu\text{m}) [A/W] \quad (4.32)$$

A *eficiência quântica* (η) representa a razão entre o número de *pares elétrons-lacunas gerados* (re) para cada fóton incidente sobre o número de *fótons incidentes* (rp), e é dada por

$$\eta = \frac{re}{rp} = \frac{I_p / q}{P_{in} / hf} \quad (4.33)$$

onde hf representa a *energia do fóton*, sendo que f é a frequência da radiação do fóton e também pode ser representada por $hf = hc / \lambda$, pois $f = c / \lambda$.

Capítulo 5

Efeitos Relevantes do Sistema

Este capítulo foi organizado para mostrar efeitos que ocorrem nos sistemas SCM e que expressam alterações consideráveis em seu desempenho.

Na seção 5.2 são mostrados os efeitos indesejáveis provocados pela característica não linear do modulador externo Mach-Zehnder. Na seção 5.4 será tratado o efeito de desvanecimento de potência de RF que ocorre apenas em sistemas SCM ODSB. Na seção 5.4.1 é feita a exposição de uma técnica para se diminuir os efeitos do desvanecimento de potência de RF em sistemas SCM ODSB. E na seção 5.4.2 foram investigados os efeitos de desbalanceamento das componentes em quadratura I e Q do sinal elétrico recebido que ocorre em sistemas SCM OSSB.

5.1 Introdução

O sistema SCM quando utilizado com subportadoras de baixa frequência, da ordem de dezenas de MHz, praticamente não sofre os efeitos da dispersão cromática quando utilizado em enlaces de aproximadamente 100 km. Porém, com subportadoras mais altas, da ordem de GHz, inúmeros efeitos começam a dificultar a viabilidade de utilizar tal sistema.

Um sistema SCM que é utilizado para modular diretamente um laser é chamado de sistema DSB óptico ou SCM ODSB. Estes sistemas têm limitações que serão comentadas nesta seção.

Se uma das duas bandas do sinal elétrico for suprimida antes de sua inserção no domínio óptico então esse sistema será chamado de SCM SSB Óptico ou SCM OSSB.

5.2 Limitações de transmissão por PMD

PMD é a Dispersão por Modo de Polarização. Este efeito ocorre devido à assimetria do núcleo da fibra provocar um efeito de birefringência. A birefringência provoca velocidades diferentes nos dois modos de polarização da fibra. Esta diferença de velocidade provoca um atraso entre estes dois modos que é chamada de DGD (“Differential Group Delay” – Diferença de Atraso de Grupo).

Para sistemas binários e pulsos gaussianos, a DGD é dada por [1]

$$B^2 L \approx \frac{0.020}{(PMD)^2} \quad (5.1)$$

onde B é a Taxa de transmissão digital e PMD é o coeficiente de Dispersão de Modo de Polarização.

Os sistemas SCM são senoidais e portanto se assemelham a pulsos gaussianos [10]. Portanto fazendo-se $B = f_{sc}$, têm-se:

$$L \approx \frac{0.020}{f_{sc}^2 (PMD)^2} \quad (5.2)$$

Em fibras novas com $PMD = 0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, $f_{sc} = 18 \text{ GHz}$ e, por exemplo, se obterá um comprimento máximo de enlace da fibra óptica de 6000 km.

5.3 Efeitos Não Lineares do Modulador Mach Zehnder

Conforme a equação (4.10) a função de transferência do modulador Mach-Zehnder tem características senoidais e assim, este modulador é um dispositivo não linear. Esta característica do modulador pode provocar distorções por intermodulação entre os canais de RF. As distorções mais relevantes são as de segunda e terceira ordem, também chamadas de CSO (“composite second order” – composição de segunda ordem) e CTB (“composite triple beat” – composição de batimento triplo) [10] **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**]. As composições CSO e CTB são efeitos resultantes do somatório das componentes harmônicas de segunda e terceira ordem, respectivamente, que são criadas pelas diversas subportadoras elétricas que compõem o sinal multiplexado

Uma forma de minimizar os efeitos do CSO e do CTB é trabalhar com um baixo índice de modulação óptica.

A Figura 5.1 mostra um espectro de frequência de um sinal SCM OSSB com apenas uma portadora e com banda lateral superior suprimida e com IMO igual a 0.5. Pode-se observar que o efeito devido a componente de segunda ordem é mais relevante que o efeito devido a componente de terceira ordem. Comparando-se a Figura 5.1 com a Figura 5.2 pode-se observar que para um IMO=0.1 os efeitos das componentes de segunda e terceira ordens são menores do que para um IMO=0.5.

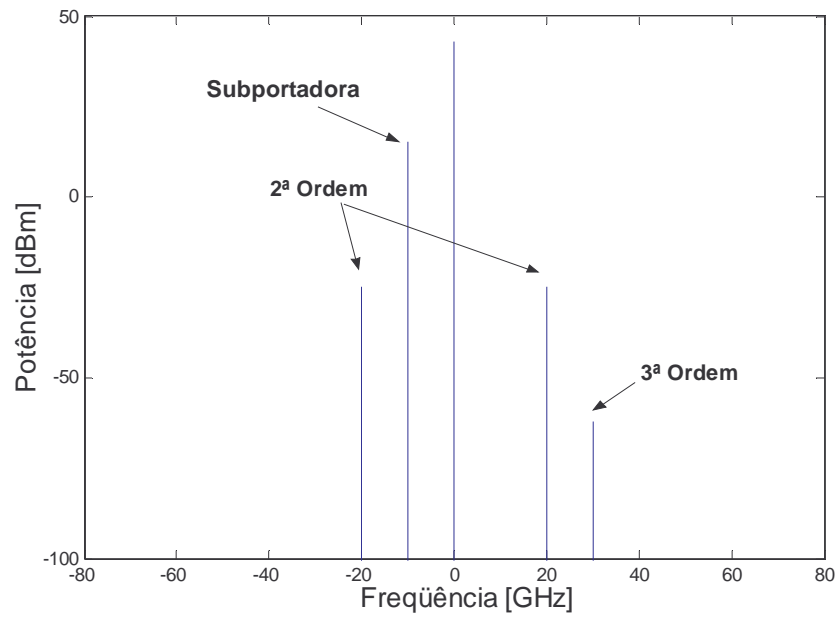


Figura 5.1: Espectro de frequência de um sinal SCM OSSB com uma subportadora de 10 GHz e $IMO=0.5$. Neste caso os valores de CSO e CTB estão 40 dB e 77.37 dB respectivamente abaixo do sinal da portadora

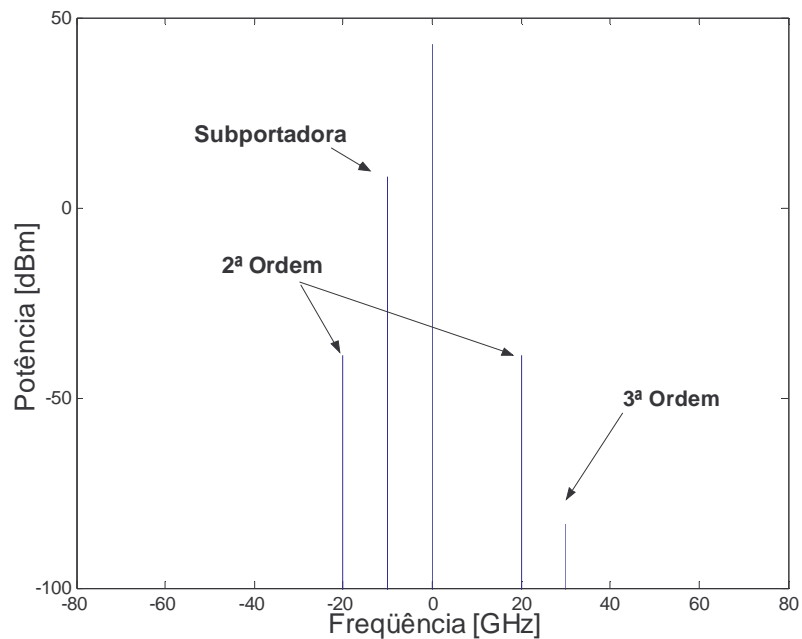


Figura 5.2: Espectro de frequência de um sinal SCM OSSB com uma subportadora de 10 GHz e $IMO=0.1$. Neste caso os valores de CSO e CTB estão 46.9 dB e 91.37 dB respectivamente abaixo do sinal da portadora

Pode-se concluir então que a utilização de um índice de modulação óptica IMO=0.1 ao invés de IMO=0.5, diminui a influência dos efeitos do CSO e CTB em 7 dB e 14 dB respectivamente.

5.4 Desvanecimento de Potência de RF em Sistemas SCM ODSB

Em sistemas ópticos onde são modulados sinais de RF, ocorre um efeito chamado de “Desvanecimento de Potência de RF” [17]. Este efeito ocorre devido ao fato de que o sinal modulado em RF DSB, ao se submeter aos efeitos da dispersão da fibra, tem em suas duas bandas espectrais, superior e inferior, efeitos diferentes de deslocamento de fase. Cada banda sofre um deslocamento de fase contrário e de mesma intensidade durante a propagação na fibra. Isso faz com que periodicamente as bandas se encontrem com sinais opostos. Então, neste caso, as bandas se anulam periodicamente, ocasionando os efeitos de desvanecimento de potência.

Este efeito de desvanecimento pode ser evitado removendo-se uma das bandas, superior ou inferior, do sinal óptico multiplexado. Entre as propostas para se efetuar esta tarefa estão a modulação utilizando um modulador externo do tipo Mach Zehnder em configuração dual [4], a supressão de uma das bandas utilizando um filtro “notch” construído através de um filtro *Fabry Perot* [15] ou através de uma rede de *Bragg* [16].

Considerando apenas os efeitos da dispersão, o sinal de RF detectado na saída da fibra será [17]:

$$P_{RF} = Ae^{\alpha L} \cos^2\left(\frac{\pi DL\lambda^2 f_{RF}^2}{c}\right) \quad (5.3)$$

Sendo

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

Este efeito de desvanecimento de potência já vem sendo utilizado para se medir o valor da dispersão da fibra [2]. Neste método, chamado de “Técnica de Modulação de RF”, utiliza-se do efeito de aparecimentos dos “nulos” de potência na fibra para se determinar, através da equação (5.4), o valor do fator de dispersão “ D ”.

Os nulos de potência ocorrerão para comprimento de fibra [4]:

$$L = \frac{Nc}{2\lambda^2 f_{RF}^2 D}, \quad N = 1,3,5,\dots \quad (5.4)$$

Para se transmitir um sinal modulado em RF em longas distâncias em fibra monomodo, o aparecimento dos “nulos” é um efeito indesejável. Uma das técnicas sugeridas para se eliminar este efeito é a utilização de um esquema montado através de um modulador tipo Mach-Zehnder. Esta técnica, conforme descrito na seção **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, consiste em suprimir-se uma das duas bandas espectrais transformando o sinal ODSB em OSSB utilizando o princípio da Transformada de Hilbert [7].

A Figura 5.3 ilustra a variação de potência do sinal elétrico detectado em função da frequência da subportadora em um sistema DSB óptico (ODSB) utilizando uma fibra padrão SMF de 50 km de comprimento e com parâmetro de dispersão $D=17$ ps/km.nm, com atenuação $\alpha=0$ e efeitos de não linearidade desprezados.

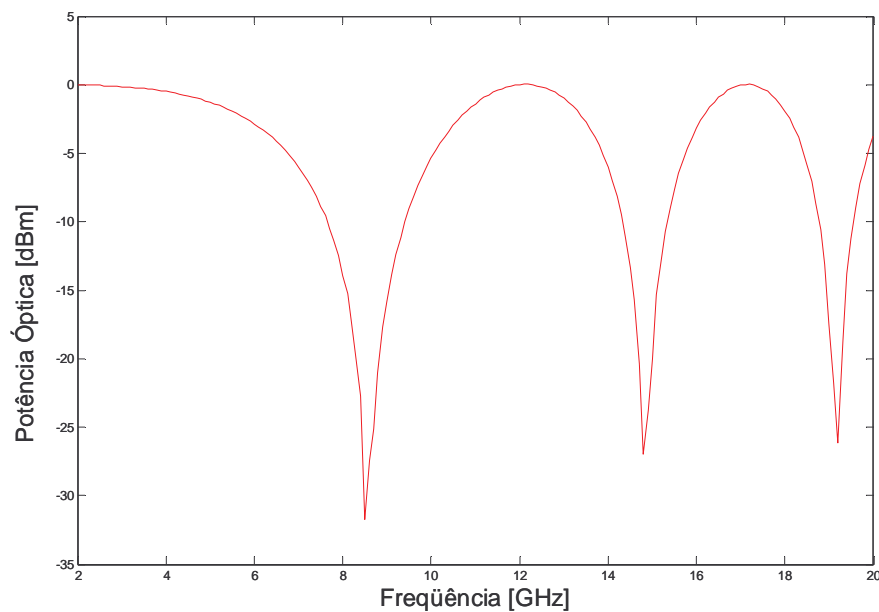


Figura 5.3: Sinal DSB Óptico

5.4.1 Compensação do Desvanecimento de Potência de RF.

Uma forma de se diminuir o efeito do desvanecimento de potência é gerar um gorjeio negativo através do modulador Mach-Zehnder. Para moduladores externos, utiliza-se o parâmetro de gorjeio ν para se representar o gorjeio fornecido pelo modulador. Este parâmetro depende diretamente do fator de variação de índice de refração $\eta_{1,2}$ que depende da tensão $V_{1,2}$ aplicada a cada um dos eletrodos [18].

$$\nu = \frac{\eta_1 + \eta_2}{\eta_1 - \eta_2} \quad (5.5)$$

A equação (5.5) poderá ser reescrita como

$$\nu = \frac{V_1 + V_2}{V_1 - V_2} \quad (5.6)$$

Porém, o parâmetro relevante utilizado para avaliar o efeito do gorjeio nos moduladores externos é o *parâmetro* α . Este parâmetro é definido pela razão entre a fase e intensidade instantâneas do sinal na saída do modulador.

$$\alpha = 2P \frac{\left(\frac{d\phi}{dt}\right)}{\left(\frac{dP}{dt}\right)} \quad (5.7)$$

onde P é a potência óptica na saída do modulador conforme (4.10) e ϕ é dado por (4.5).

Para o caso da equação anterior ser aplicada a um modulador Eletroóptico do tipo Mach-Zehnder, o parâmetro α se transforma em [19]

$$\alpha_{MZM} = \nu \times \cot\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{V(t) - V_0 - V_\pi}{V_\pi}\right) \quad (5.8)$$

onde V_0 é a tensão de “offset” que corresponde ao atraso de fase que ocorre nos dois braços do modulador Mach-Zehnder quando nenhuma tensão é aplicada aos eletrodos.

O efeito de desvanecimento de potência de RF pode ser reduzido utilizando-se moduladores configurados para gerar um sinal de gorjeio negativo. Então a equação (5.4) poderá ser reescrita a partir de [20] como:

$$L = \frac{c}{2\lambda^2 f_{sc}^2 D} \left[N - \frac{2}{\pi} \tan^{-1}(\alpha_{MZM}) \right], \quad N = 1, 3, 5, \dots \quad (5.9)$$

Onde α_{MZM} é o parâmetro α para um modulador externo do tipo Mach-Zehnder, N é o n -ésimo nulo de potência, λ é o comprimento de onda do sinal óptico, f_{sc} é a frequência da subportadora e D é o parâmetro de dispersão.

Pode-se observar pela equação (5.9) que com o aumento do parâmetro α_{MZM} (tendendo a $+\infty$), analisando o 1º nulo ($N=1$), L se aproximará de zero. Para um parâmetro α_{MZM} menor que zero

(tendendo a $-\infty$) o valor de L tenderá ao dobro do seu valor em relação quando o α_{MZM} é igual a zero.

5.4.2 Supressão do efeito de Desvanecimento de Potência de RF e geração do Sinal SSB Óptico.

Nesta seção será mostrado matematicamente como se pode transformar um sinal DSB óptico em um sinal SSB óptico. O sinal SSB é criado através da remoção de um das bandas laterais do sinal DSB. O processo para tirar uma das bandas laterais é realizado através da transformada de Hilbert [7].

Uma das técnicas para se criar um SSB óptico é utilizar o modulador Mach Zehnder polarizado em quadratura. Neste método utiliza-se um modulador trabalhando em configuração dual e neste tipo de configuração os dois eletrodos são utilizados para gerar um intenso gorjeio negativo. Este método irá provocar uma transformada de Hilbert do sinal.

A equação (4.2) pode ser reescrita como [14]

$$E_o(t) = L \times \frac{A}{2} \times [\cos(\omega_c t + \phi_1(t)) + \cos(\omega_c t + \phi_2(t))] \quad (5.10)$$

Onde:

- $\phi_1(t) = \gamma\pi + \alpha\pi \cos \omega_{rf} t$, contabiliza o defasamento provocado pela polarização do dispositivo mais o defasamento provocado pela de tensão aplicada ao eletrodo do braço 1;
- $\phi_2(t) = \alpha\pi \cos[\omega_{rf} + \theta]$, contabiliza o defasamento provocado pela tensão aplicada ao eletrodo do braço 2 mais o defasamento natural provocado pela diferença entre as características ópticas dos 2 braços do modulador;
- $\gamma = \frac{V_{dc}}{V_\pi}$, representa a influência da polarização do modulador;
- $\alpha = \frac{V_{ac}}{V_\pi}$, representa a influência do sinal AC no modulador;

Então

$$E(t) = L \times \frac{A}{2} \{ \cos(\omega_c t + \gamma\pi + \alpha\pi \cos \omega_{rf} t) + \cos(\omega_c t + \alpha\pi \cos[\omega_{rf} + \theta]) \} \quad (5.11)$$

Utilizando propriedades trigonométricas e as expansões de Bessel [7]

$$\text{sen}(z \cos x) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(z) \cos[(2k+1)x] \quad (5.12)$$

$$\text{sen}(z \text{sen} x) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \text{sen}[(2k+1)x] \quad (5.13)$$

$$\cos(z \cos x) = J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(z) \cos(2kx) \quad (5.14)$$

$$\cos(z \text{sen} x) = J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \text{sen}(2kx) \quad (5.15)$$

Têm-se a expressão do modulador Mach-Zehnder para modulação DSB

$$\begin{aligned} E(t) = & \frac{A}{2} \{ J_0(\alpha\pi) [\cos(\gamma\pi) + 1] \cos(\omega_c t) \\ & - J_0(\alpha\pi) \text{sen}(\gamma\pi) \text{sen}(\omega_c t) \\ & - J_1(\alpha\pi) \cos(\gamma\pi) [\text{sen}((\omega_c - \omega_{rf})t) + \text{sen}((\omega_c + \omega_{rf})t)] \\ & - J_1(\alpha\pi) \text{sen}(\gamma\pi) [\cos((\omega_c - \omega_{rf})t) + \cos((\omega_c + \omega_{rf})t)] \\ & - J_1(\alpha\pi) [\text{sen}((\omega_c - \omega_{rf})t - \theta) + \text{sen}((\omega_c + \omega_{rf})t + \theta)] + \dots \end{aligned} \quad (5.16)$$

Se $\gamma = \frac{1}{2}$ e $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$, então se têm:

$$\begin{aligned} E(t) = & \frac{A}{2} \{ J_0(\alpha\pi) \cos(\omega_c t) - J_0(\alpha\pi) \text{sen}(\omega_c t) \\ & \pm J_1(\alpha\pi) \cos((\omega_c \pm \omega_{rf})t) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Observa-se então, pela equação **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**) que pode-se seleccionar através da escolha do ângulo θ a banda de frequência que se quer suprimir.

Após se adotar a modulação óptica SSB, a banda superior ou inferior restante continua sofrendo o efeito de deslocamento de fase provocado pela fibra e este defasamento provoca um descasamento entre a fase do o sinal a ser detectado e a fase do oscilador local do detector coerente. Têm-se que lançar mão de um circuito seguidor de fase para casar os sinais e assim não provocar os efeitos previstos em (B.11) e (B.12).

5.5 Desbalanceamento das Componentes I e Q

Durante o processo de demodulação elétrica que utiliza detecção coerente, qualquer diferença de fase entre o sinal recebido e o sinal gerado pelo oscilador local poderá gerar um efeito chamado “desbalanceamento de fase”. Este desbalanceamento pode ser visto no diagrama de constelação do sinal elétrico demodulado como um giro no diagrama de constelação. Esse efeito é indesejável e quando da sua ocorrência indica que o sinal recebido não está sincronizado com o receptor.

Um sistema SCM que utiliza a modulação ODSB não sofre os efeitos do desbalanceamento de IQ porque o sinal óptico recebido no foto-detector transporta as duas bandas do sinal elétrico modulado. Considerando o comprimento de onda central λ_c como referência, a potência óptica da banda superior do sinal da subportadora sofre um deslocamento temporal de mesma intensidade que a banda inferior, porém com sentidos opostos [4]. O sinal resultante recebido é a soma do sinal da banda superior e inferior e sendo assim, ele apenas sofre a variação de intensidade devido ao efeito de “desvanecimento de potência de RF”.

No caso do sistema SCM OSSB só existe uma banda de frequência, a superior ou a inferior e portanto, o sinal detectado poderá estar atrasado ou adiantado da frequência central da portadora óptica e sendo assim quando o sinal elétrico é demodulado ocorre um desbalanço das componentes IQ e o diagrama de constelação “*gira*” nos sentido horário, no caso de banda superior, ou anti-horário no caso o sinal OSSB utilize apenas a banda inferior.

O apêndice B mostra as componentes $y_i(t)$ e $y_q(t)$ na saída do modulador para um defasamento θ do sinal elétrico na entrada do demodulador.

Para se determinar o atraso ou avanço sofrido pelas bandas elétricas, deve-se determinar o atraso, $\Delta\tau$, que ocorre entre as bandas superior e inferior do sinal óptico.

De [1] tem-se que, para um sinal DSB óptico

$$\Delta\tau = L\Delta\lambda D(\lambda_c) \quad (5.18)$$

onde $\Delta\tau$ é atraso para um sinal óptico de largura espectral igual a $\Delta\lambda$, L é o comprimento da fibra, $\Delta\lambda$ é a distância, em comprimentos de onda, entre as duas componentes (bandas) do sinal DSB e $D(\lambda_c)$ é o valor da dispersão para um comprimento de onda central λ_c .

A relação entre largura de comprimento de onda $\Delta\lambda$ e banda de frequência Δf é dada por

$$\Delta\lambda = -\frac{\Delta f \lambda_c^2}{c} \quad (5.19)$$

Se o sinal é banda estreita pode-se fazer:

$$\Delta f = 2f_{sc} \quad (5.20)$$

onde f_{sc} é a frequência da subportadora.

Substituindo (5.20) em (5.19), tem-se:

$$\Delta\lambda = -\frac{2f_{sc}\lambda_c^2}{c} \quad (5.21)$$

Logo,

$$\Delta\tau = \frac{2f_{sc}\lambda_c^2}{c} LD(\lambda_c) \quad (5.22)$$

Que contabiliza o atraso entre as duas bandas de frequência em um sinal ODSB.

No caso de um sinal SSB, se for considerado λ_c como referência:

$$\Delta f = \pm f_{sc} \quad (5.23)$$

Então, substituindo(5.23) em (5.19), tem-se:

$$\Delta\tau_{\pm} = \frac{f_{sc}\lambda_c^2}{c} LD(\lambda_c) \quad (5.24)$$

Irá contabilizar o atraso entre os sinais SSB+ (banda superior) e SSB- (banda inferior) em relação a referência localizada no comprimento de onda central λ_c .

Esse atraso poderá influenciar na limitação do comprimento do enlace da fibra em relação a banda de transmissão utilizável caso se queira utilizar o sistema SCM para transmissão paralela de bits conforme Apêndice C.

Capítulo 6

Análise do Sistema SCM Digital

Neste capítulo será apresentado o sistema proposto, os resultados de simulações diversas observando, na maioria dos casos, a abertura do diagrama de olho do sinal digital detectado na saída do sistema.

A seção 6.2 mostra uma descrição do sistema descrevendo cada bloco, suas funções e aplicações. A seção 6.3 mostra o comportamento do sistema SCM ODSB em função da frequência da subportadora para um sistema com apenas 1 subportadora. Na seção **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** é mostrada uma técnica para se gerar um sinal SCM OSSB. A seção 6.4 mostra o comportamento do sistema SCM OSSB em função da frequência da subportadora para um sistema com apenas 1 subportadora. E finalmente na seção 6.5 é feita a análise mostrando a abertura de olho dos canais de um sistema SCM com 4 subportadoras.

6.1 Introdução

O sistema SCM Digital será analisado através de simulações onde cada estágio do sistema foi implementado através de um bloco de software.

Nestes blocos de software foram considerados os efeitos não lineares da fibra óptica monomodo e para tanto utilizou-se um módulo que aplica o método *Split-Step-Fourier* para analisar os efeitos lineares e não lineares provocados pela fibra óptica sobre o sinal propagado. Como este método necessita da transformada e anti-transformada rápida de Fourier, chamada de FFT, o processamento destas simulações é bastante lento e portanto, não é possível utilizar grandes vetores de bits para se analisar o comportamento do sistema.

Por este motivo, não é possível analisar a qualidade do sistema através da análise da taxa de erro de bit (BER) como é comumente feito no domínio elétrico. Em simulações com sistemas SCM, para se obter uma taxa de erro de 10^{-9} [2], pode-se esperar semanas para se simular 100 km de fibra em potências ópticas da ordem de 1mW.

Comumente, utiliza-se para análise de desempenho do sistema da taxa de erro de bit e neste capítulo será utilizada, como alternativa, feita apenas à medida da abertura do diagrama de olho. Para se efetuar este cálculo, os bits do sinal recebido são todos agrupados em um mesmo quadro e em seu centro são amostrados alguns pontos de máximo e mínimo. Então, são calculados as médias e os desvios padrões dos máximos e mínimos de todo o quadro e para calcular a abertura, determina-se a diferença entre os valores médios máximos menos os valores médios mínimos, descontando seus desvios padrões e respeitando uma abertura mínima pré-programada para cada diagrama de olho calculado. Se o diagrama calculado for abaixo de um determinado valor mínimo, então ele é considerado totalmente fechado e sua abertura será zero.

Para de medir a abertura do diagrama de olho utilizou-se o cálculo da média dos valores centrais de cada bit 1 e 0. Adotou-se como a abertura do diagrama do olho a diferença da média de 1's e a média de 0's [2].

Será introduzido um filtro “notch” no sistema apenas para suprimir a portadora óptica do sinal a ser transmitido pela fibra. Porém, com a ativação deste filtro, os efeitos de não linearidade irão praticamente ser eliminados do sistema. Portanto para as simulações que pretendem observar os efeitos não lineares, o filtro óptico “notch” será desativado.

6.2 Breve descrição do Sistema

Com o objetivo de promover investigações em um sistema SCM digital, utilizou-se para analisar o comportamento deste sistema, um simulador programado em *Matlab*. O simulador foi separado em módulos que representam distintamente cada parte funcional do sistema SCM Digital.

O sistema SCM tem topologia relativamente simples. A maior parte do sistema participa da modulação, demodulação, multiplexação e demultiplexação do sinal elétrico.

O filtro utilizadosna construção do sistema foi o filtro gaussiano que possui fase constante e não poderá provocar influências sobre os sinais PSK que são, por natureza, sensíveis a variações de fase.

A Figura 6.1 ilustra um sistema SCM Digital de 4 canais. Esse sistema é composto de: (a) Um gerador de sinais digitais de entrada, (b) um filtro passa baixas, (c) moduladores elétricos, (d) multiplexadores, (e) modulador óptico externo, (f) filtro “Notch” para remoção de componente contínua, (g) fibra-óptica, (h) foto-detector, (i) filtro passa-alta, (j) demultiplexador tipo seletor de portadoras, (k) demoduladores elétricos e por último (l) que é um modulo para medir o sinal de saída.

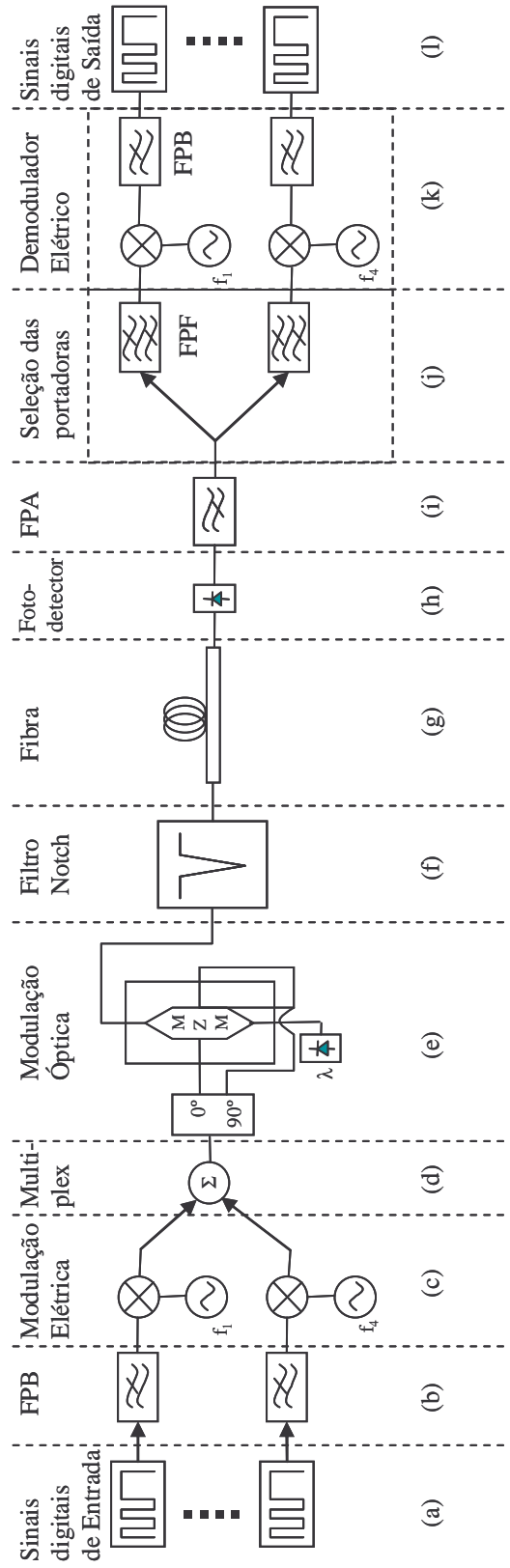


Figura 6.1: Sistema SCM Digital

O sistema SCM Digital proposto se divide em várias partes, sendo elas:

a) *Gerador de Sinais Digitais NRZ em banda base multi-canal pseudo-aleatório* – Neste bloco pode-se gerar N canais digitais binários NRZ unipolar/bipolar. Cada sinal irá compor um canal digital de entrada do sistema e será formado com quantidades iguais de 1's e 0's. A Figura 6.2 mostra um sinal digital de entrada com 128 bits e potência de 0.1mW e seu respectivo espectro de frequência.

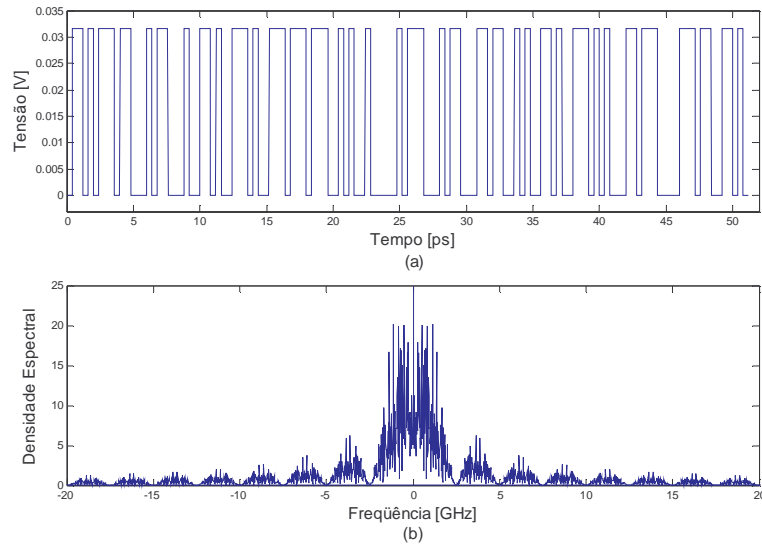


Figura 6.2: Sinal Digital de Entrada

b) *Filtro do sinal de entrada (FPB)* – O sinal NRZ digital será modulado e multiplexado eletricamente, e cada canal irá ocupar uma banda 2 vezes sua taxa de transmissão, ou seja, seu espectro estará entre $fc_i - B$ e $fc_i + B$, sendo fc_i a frequência da portadora do i -ésimo canal. Quando se trata de um sistema multicanal, preocupa-se com a proximidade entre os mesmos, pois a energia de um canal poderá ser recebida pelo canal vizinho provocando assim o efeito indesejável da *Interferência entre canais* (IEC). Pode-se utilizar então, filtros que atuem sobre o sinal de entrada, diminuindo sua largura espectral e diminuindo assim a IEC do sistema.

A escolha da largura do filtro estará ligada diretamente com a quantidade de componentes de alta frequência que se quer remover para se ter um valor mínimo de IEC.

Um filtro passa-baixas com uma *largura de banda de meia potência* igual a $1.4 * Taxa\ de\ bits$, por exemplo, poderá proporcionar uma completa remoção do segundo pico lateral do espectro do sinal digital e reduzir sensivelmente a interferência entre canais.

A Figura 6.3 mostra um sinal digital de entrada, o canal 1, onde foram retirados os sinais a partir do segundo pico lateral.

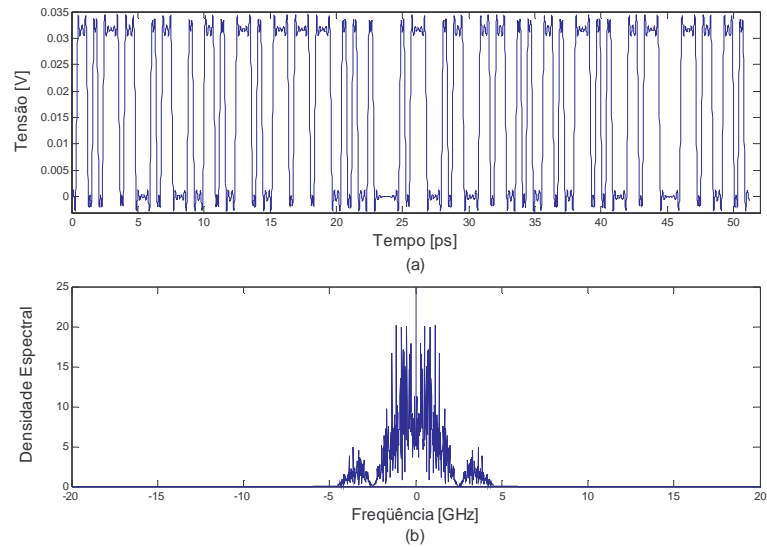


Figura 6.3: Sinal Digital de Entrada Filtrado.

c) *Modulação elétrica* – Neste estágio, será possível lançar mão de várias técnicas de modulação em banda passante, tais como, ASK, BPSK e QPSK. Cada canal digital de entrada será modulado eletricamente com frequências de no mínimo 2 vezes a taxa de transmissão do sinal digital NRZ para se atender o critério de Nyquist. Estas frequências serão denominadas como frequências de portadora elétrica ou frequência de subportadora.

A Figura 6.4 mostra um sinal digital de 2.5 Gbit/s modulado eletricamente através de modulação BPSK através de uma portadora de 10 GHz, enquanto a Figura 6.5 mostra 4 canais digitais também de 2.5 Gbits/s modulados em 10, 15, 20 e 25GHz.

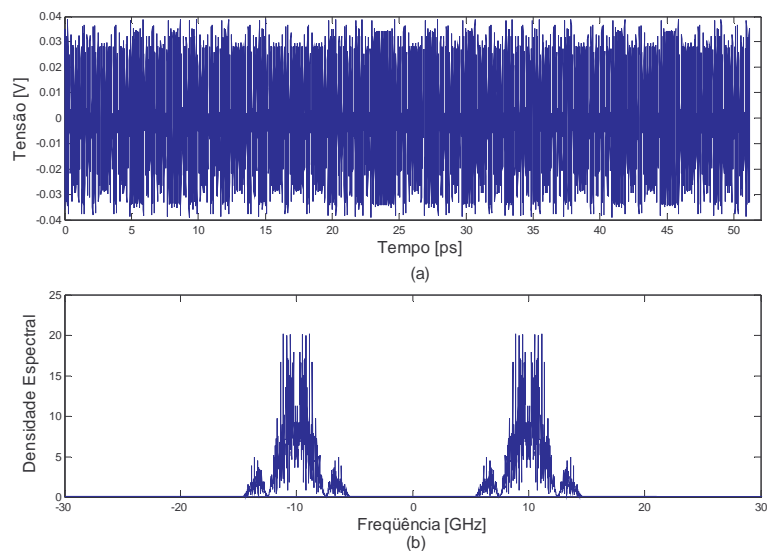


Figura 6.4: Sinal Elétrico de 1 canal Modulado em BPSK. Em (a) observa-se o sinal elétrico no tempo e em (b) o espectro do sinal.

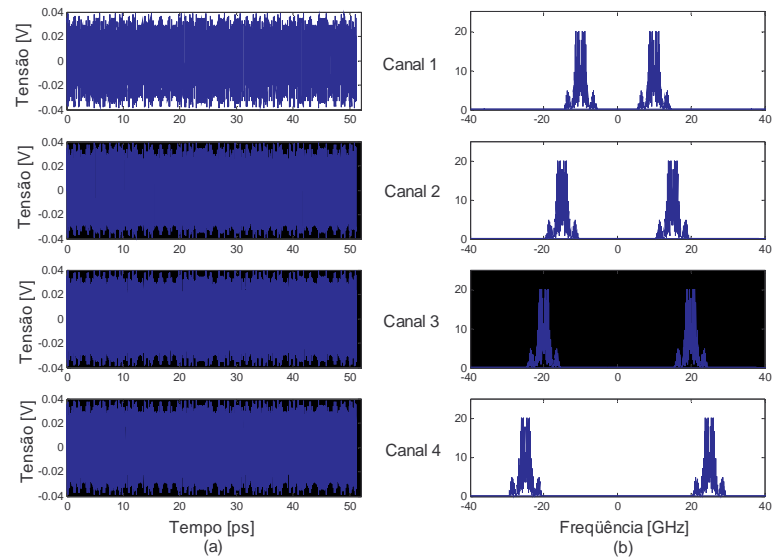


Figura 6.5: 4 canais elétricos modulados em BPSK nas portadoras 10, 15, 20 e 25 GHz respectivamente (canais 1, 2, 3 e 4). No lado (a) são mostrados os sinais no tempo e no lado (b) seus respectivos espectros.

d) *Multiplexador* – Neste estágio as subportadoras serão multiplexadas e um só sinal agregado.

A Figura 6.6 mostra 4 canais de 2.5 Gbits/s (OC-48 SONET) multiplexados formando apenas um sinal elétrico agregado. A banda total que ocupa o sinal é de 20 GHz.

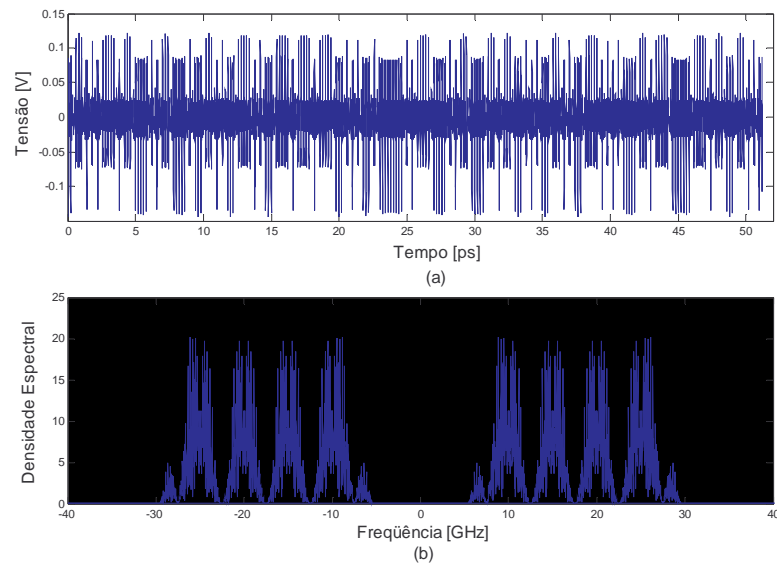


Figura 6.6: 4 canais elétricos modulados em BPSK multiplexados em frequência. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.

e) *Modulação Óptica* – Para este fim, será adotado o modulador externo do tipo Mach Zehnder na configuração dual, onde o sinal óptico a ser modulado irá se dividir em duas partes: uma será inserida no primeiro braço do modulador e o segundo passará por um defasador de 90° antes de ser

introduzido no segundo eletrodo para efetuar a transformada de Hilbert do sinal e assim, gerar o sinal OSSB [14].

A Figura 6.8 mostra um sinal SCM OSSB na saída do modulador MZM que alimentado com um sinal óptico de potência igual a 10 dBm. Podem-se observar novas raiais no espectro que aparecem devido aos efeitos não lineares do modulador Mach-Zehnder.

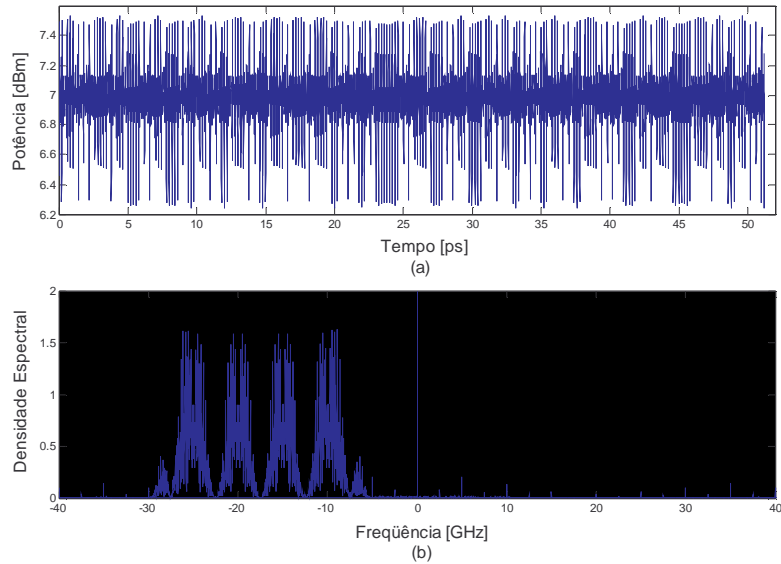


Figura 6.7: Sinal de óptico de 4 canais modulados em BPSK e multiplexados pelo modulador Mach Zehnder com supressão da banda lateral superior (SCM OSSB). Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.

f) *Filtro Notch* – Esse filtro é composto de um interferômetro de Fabry-Perot e tem a função de remover a componente contínua do sinal modulado opticamente, suprimindo a portadora óptica e transformando o sinal OSSB em OSSB-SC.

A Figura 6.8 mostra um sinal SCM OSSB-SC após o filtro Notch utilizado para a suprimir a portadora óptica na entrada da fibra.

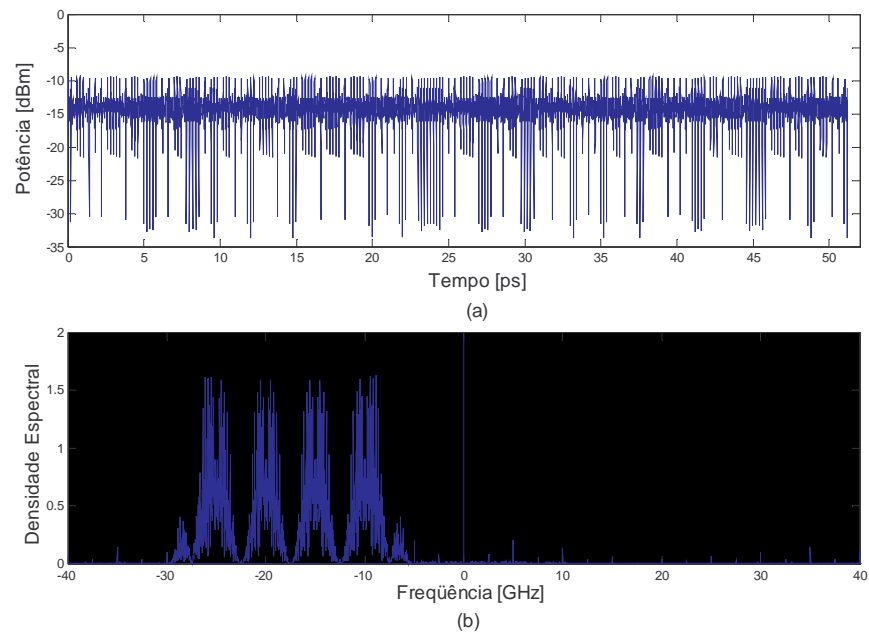


Figura 6.8: Sinal óptico SCM OSSB-SC BPSK com supressão da portadora pelo filtro Notch. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.

g) *A fibra óptica* – Será utilizado um modelo não linear baseado na solução numérica da equação não linear de Schrödinger para fibras ópticas. O método numérico utilizado para resolver a equação é o Split-Step-Fourier e pode ser visto no Apêndice A. Neste modelo serão considerados os efeitos de Automodulação de Fase e Modulação cruzada de fase.

Na

Figura 6.9 é mostrada intensidade do sinal óptico na saída de uma fibra padrão de 50 km com atenuação igual a 0.2 dB/km e dispersão igual a 17 ps/km.nm.

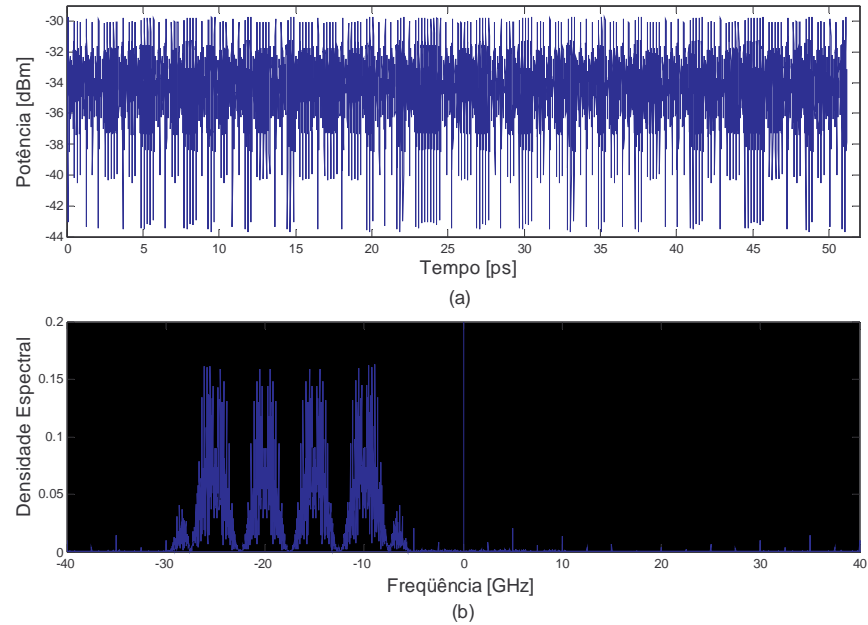


Figura 6.9: Sinal óptico SCM OSSB-SC BPSK após 50 km de fibra óptica. Em (a) é mostrado o sinal no tempo e em (b) o sinal no domínio da frequência.

h) A *detecção Óptica* – É utilizado na detecção óptica um fotodetector PIN conforme descrito na seção 4.5.

A Figura 6.10 exibe o sinal elétrico detectado na saída do foto-detector PIN.

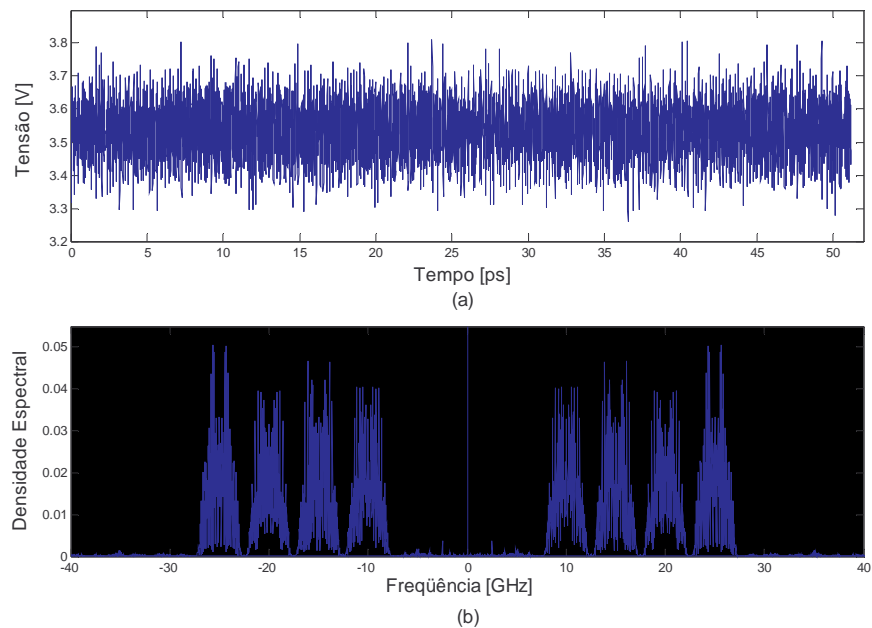


Figura 6.10: Sinal Elétrico detectado na saída do fotodiodo PIN. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).

i) Um *filtro Passa Altas* – Este filtro é importante, pois remove as componentes contínuas do sinal elétrico recebido do fotodetector PIN. Trata-se de um acoplador DC-AC.

A Figura 6.11 mostra o sinal elétrico de saída após o filtro passa-alta, onde a componente contínua do sinal elétrico é retirada.

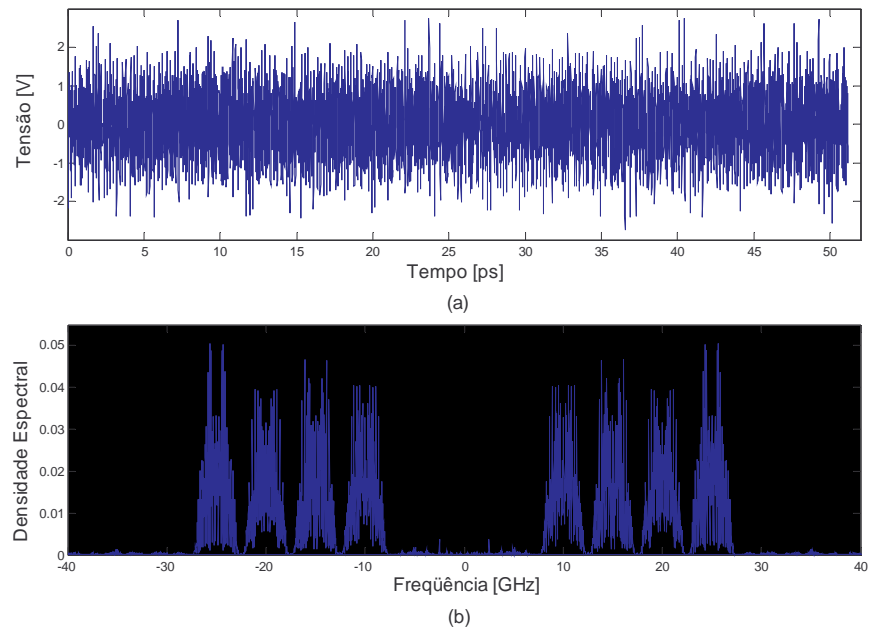


Figura 6.11: Sinal elétrico após filtro passa alta. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).

j) Um *Demultiplexador Elétrico* construído com *Filtro Seletor de Portadora* – Este estágio tem a finalidade de efetuar a seleção dos canais a serem demultiplexados. Este estágio é composto por filtros passa-faixas sintonizados em cada subportadora.

A Figura 6.12 exibe os canais elétricos demultiplexados após passarem por filtros passa-faixa sintonizados nas frequências das portadoras elétricas.

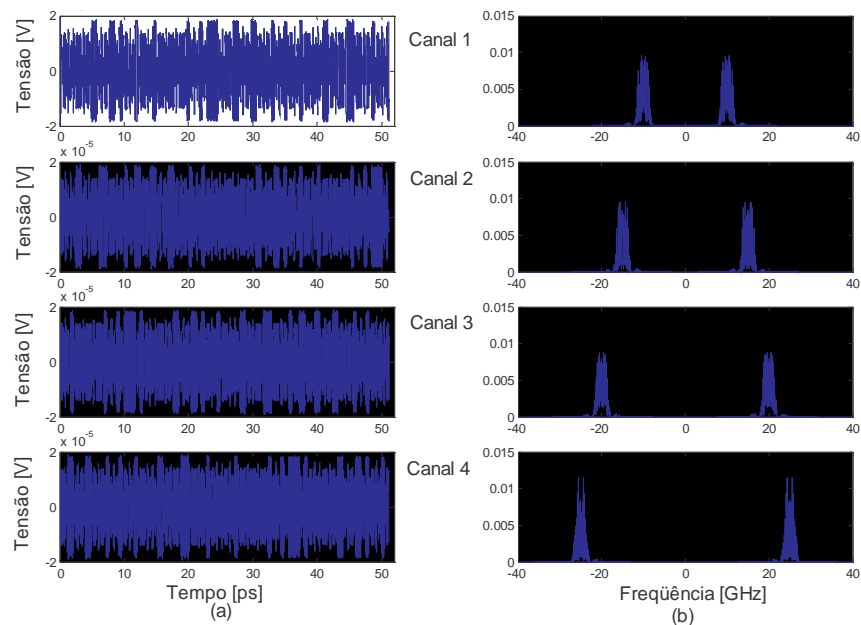


Figura 6.12: Sinal Elétrico Demultiplexado. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).

k) *Demoduladores elétricos* – Os demoduladores elétricos podem ser: coerentes, para a modulação ASK e não-coerentes para a modulação ASK e PSK.

Na Figura 6.13 podem ser vistos os 4 canais digitais de saída de um sistema SCM OSSB-SC.

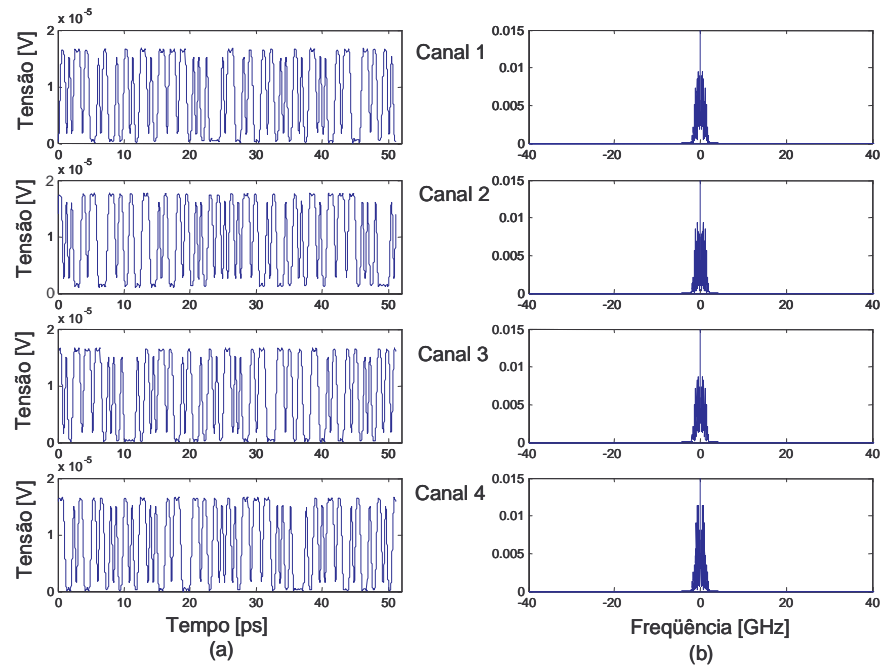


Figura 6.13: Sinal Digital de Saída. Domínio do tempo em (a) e frequência em (b).

1) *Visualização dos sinais digitais de saída* – Os sinais digitais são visualizados e analisados através de uma rotina de geração de diagrama de olho.

Os vetores de bits gerados pela demodulação dos sinais de entrada são agrupados e superpostos. Após isso é feita a média dos 0's e 1's para se calcular a abertura do diagrama de olho do sinal demodulado.

Pôde-se observar então nesta seção o funcionamento passo a passo de um sistema SCM OSSB com supressão de portadora.

6.3 Comportamento de um sistema SCM ODSB em função da frequência da subportadora.

Os efeitos da dispersão da fibra óptica podem ser medidos em laboratório conforme [11] e os resultados experimentais, como mostrados na Figura 6.14, são bem semelhantes aos resultados teóricos e os resultados simulados pelo programa que se está utilizando para realizar este trabalho.

A banda de frequência entre a *frequência de Nyquist* e a *frequência de 3 dB*, que ocorre antes do primeiro nulo de potência, é a *banda de transmissão útil* do sinal ODSB. Ou seja, quanto maior a frequência de ocorrência do primeiro nulo, maior será a banda de transmissão do sinal SCM-ODSB. Porém, pode-se chamar de *banda de transmissão disponível* para a transmissão do sinal SCM-ODSB a banda de frequência disponível entre a frequência zero e a frequência de 3 dB que ocorre antes do primeiro nulo.

Na Figura 6.14 a *banda de transmissão disponível* para o sinal SCM-ODSB é de aproximadamente 7.3 GHz.

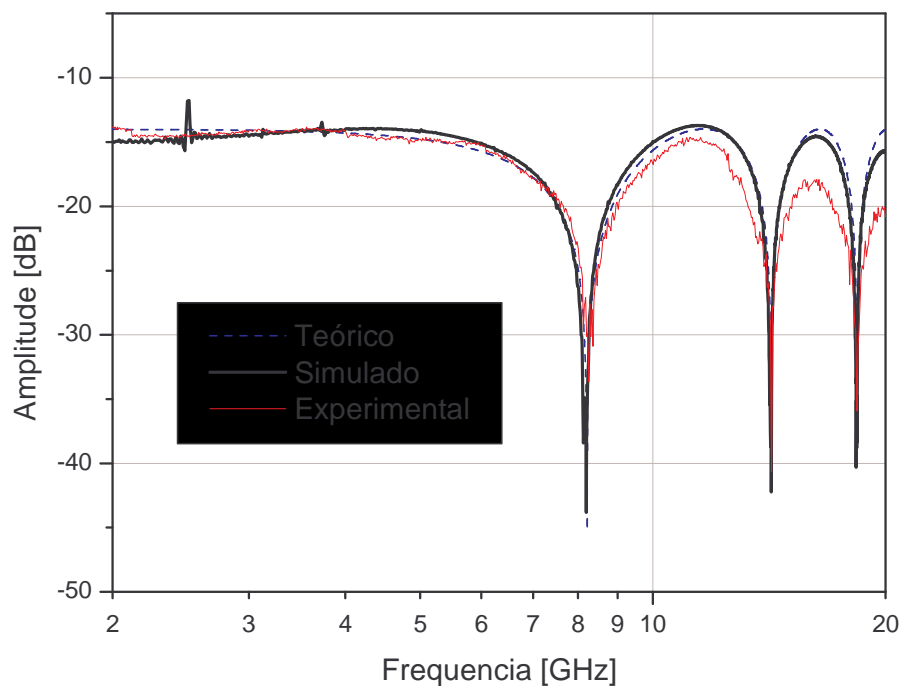


Figura 6.14: Resposta em frequência sinal ODSB em uma fibra SMF padrão com $D=18.4$ ps/km.nm e comprimento igual a 50 km.

Como a ocorrência dos nulos segue o comportamento da equação (5.3), poderá se obter maior bandas de transmissão para o sinal ODSB em fibras com menor valor de dispersão.

A Figura 6.15, mostra a variação da *banda de transmissão disponível* do sinal SCM-ODSB em função da *dispersão* de fibra monomodo com 50 km. Pode-se observar que a *banda de transmissão disponível* é inversamente proporcional ao aumento da dispersão.

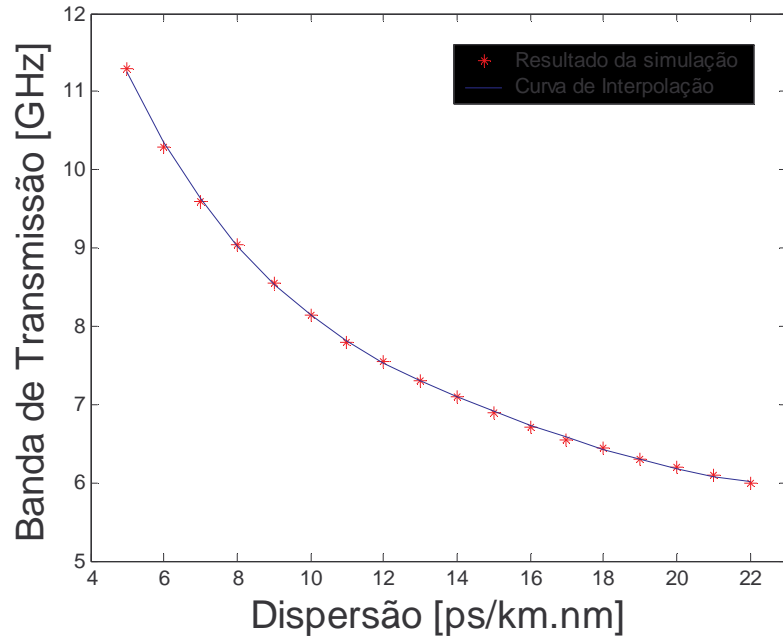


Figura 6.15: *Banda de Transmissão Disponível versus Dispersão Cromática* do sinal ODSB em uma fibra monomodo com comprimento igual a 50 km.

A Figura 6.16 mostra o diagrama de constelação de um sinal SCM ODSB simulado em 10, 20, 30, 40, 50 e 60 km de fibra. Nota-se na figura o fechamento quase total do diagrama por volta dos 40 km de fibra devido ao efeito de desvanecimento de potência de RF.

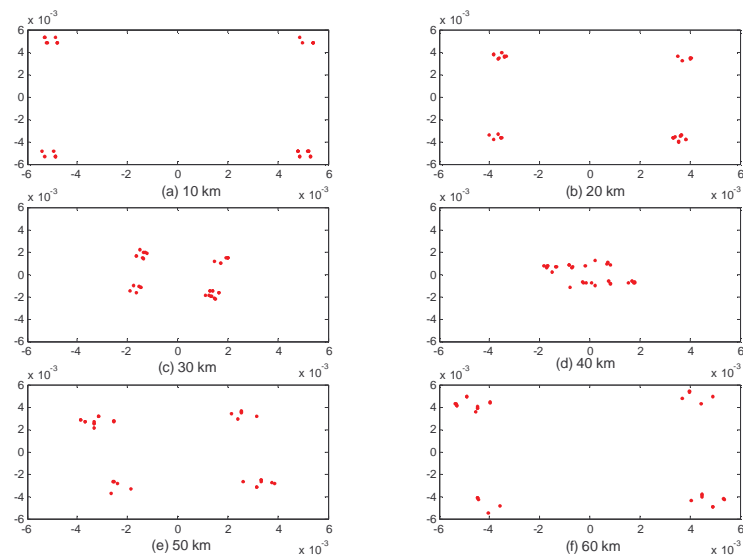


Figura 6.16: Diagrama de constelação de um sinal de saída de um sistema SCM ODSB que utiliza modulação QPSK, com uma subportadora de 10 GHz, $D=17$ ps/km.nm, $\alpha = 0$ e $\gamma = 0$

Quando se pretende ajustar a potência do sinal óptico aplicado na fibra, deve se considerar a não linearidade, por isso serão mostrados os resultados da análise do sinal ODSB sob influência dos efeitos não lineares.

A Figura 6.17 mostra a variação da *banda de transmissão disponível* de um sinal ODSB em relação ao aumento da *potência óptica* utilizada no sistema SCM. Para esta simulação, foram utilizados valores de dispersão de 16, 18 e 20 ps/km.nm, que são valores próximos dos encontrados em fibras padrão. Os parâmetros de não linearidade da fibra são: $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$ e $A_{eff} = 80 \mu\text{m}^2$ para um comprimento de onda $\lambda = 1550 \text{ nm}$.

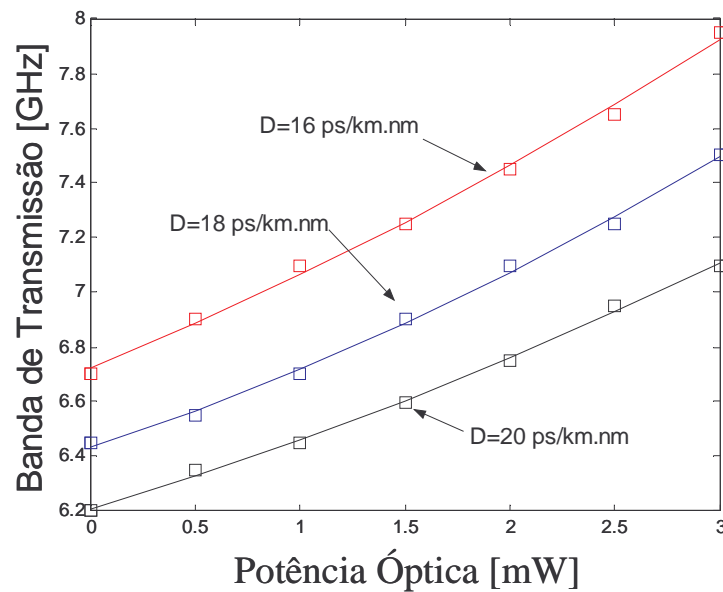


Figura 6.17: *Banda de Transmissão Disponível versus Potência Óptica*, para valores de dispersão de 16, 18 e 20 ps/km.nm, $\alpha = 0$ em 50 km de fibra de um sistema SCM ODSB.

Na Figura 6.17 observa-se um aumento da largura da banda de transmissão diretamente proporcional ao aumento da potência óptica. Isso ocorre devido ao fato de que o efeito não linear de auto-modulação de fase (SPM) reduz os efeitos da dispersão cromática em sistema de RF sobre fibras-ópticas [21].

Convém observar que este aumento de banda de frequência em função da potência óptica não ocorre indefinidamente e este assunto poderá ser tratado em trabalhos futuros.

6.4 Comportamento de um Sistema SCM OSSB em Função da Frequência da Subportadora.

Nesta seção foram realizadas simulações com os sinais SCM OSSB com apenas uma subportadora. Nessas simulações foram observados o valor da potência óptica de saída da fibra óptica com o objetivo de se comprovar a eficiência do método para supressão do efeito de desvanecimento de potência de RF.

Na Figura 6.18 têm-se uma análise comparativa entre os sistemas SCM-ODSB e SCM-OSSB [21] sob ação dos efeitos não lineares da fibra. Nesta figura nota-se que para um aumento da potência óptica obtém-se um relevante aumento da banda de frequência sob o primeiro nulo no caso de SCM-ODSB. Na figura pode-se observar que o sinal SSB está isento de ocorrência de nulos dos efeitos de Desvanecimento de Potência de RF, porém, neste método de modulação, aparecem variações da amplitude do sinal elétrico proporcional ao aumento da potência óptica [21].

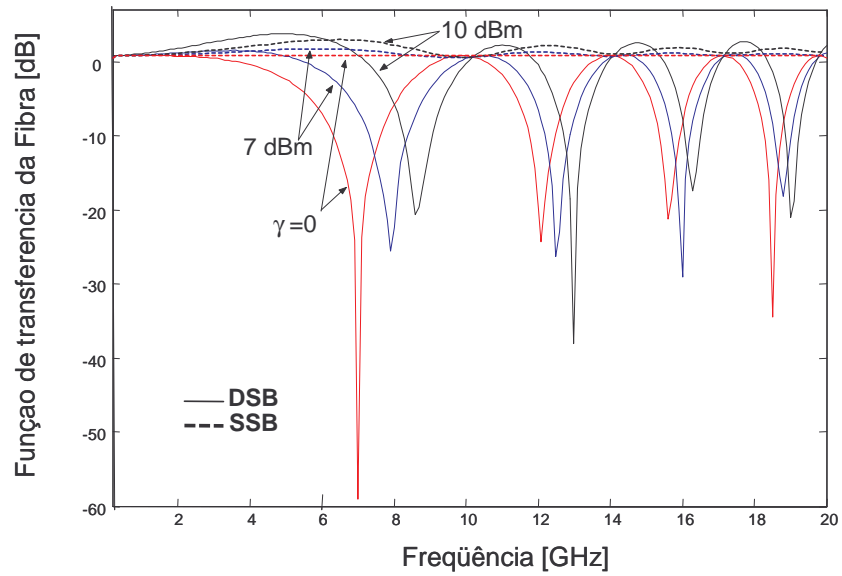


Figura 6.18: Função de transferência da fibra para um sinal ODSB em uma fibra SMF padrão com $D=17\text{ps/km.nm}$, e comprimento igual a 75 km e utilizando modulação com $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$, $A_{\text{eff}} = 70 \mu\text{m}^2$ e $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$.

A Figura 6.19 mostra o diagrama de constelação de um sinal SCM OSSB simulado em 10, 20, 30, 40, 50 e 60 km de fibra. Para esta simulação utilizou-se detecção coerente, porém não há sincronização entre o sinal recebido e o oscilador local. O efeito que ocorre neste caso é o desbalanço de IQ que corresponde a um “giro” no diagrama de constelação proporcional a dispersão e ao comprimento da fibra.

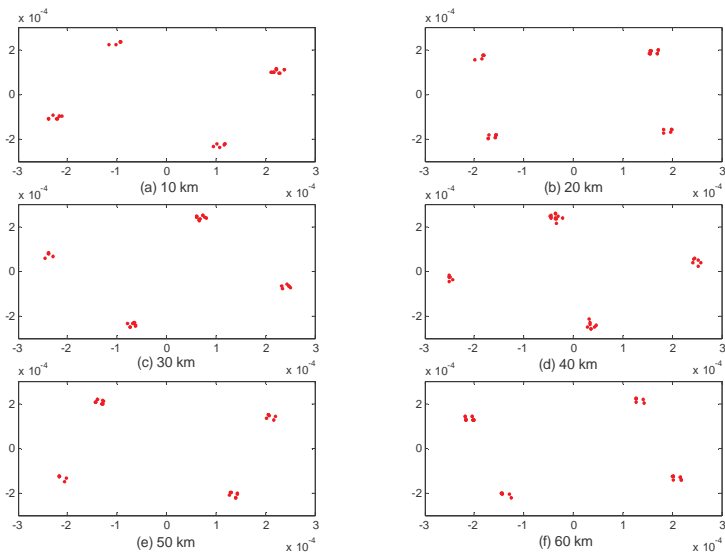


Figura 6.19: Diagrama de constelação de um sinal de saída de um sistema SCM OSSB que utiliza modulação QPSK, com uma subportadora de 10 GHz, $D=17 \text{ ps/km.nm}$, $\alpha = 0$ e $\gamma = 0$

Pode-se observar então que o sistema SCM OSSB está isento dos efeitos do desvanecimento de potência de RF, porém, pelo fato de que a banda restante do OSSB se afasta ou se aproxima do comprimento de onda central, é necessário fazer um bom sistema de sincronismo de relógio para se detectar este sinal.

6.5 Análise Multi-Canal

Esta seção irá mostrar os efeitos da dispersão e da não-linearidade da fibra óptica sobre um sistema SCM digital Multi-Canal. Primeiramente serão feitas análises para se determinar menor espaçamento possível entre canais, isto é, aquele que provocar, no máximo, o fechamento do diagrama de olho em apenas 1dB.

6.5.1 Estudo do Espaçamento entre Canais

Para se fazer o estudo do espaçamento entre os canais tomou-se como base de referência o valor da taxa de transmissão dos canais a serem transmitidos. Essa escolha irá orientar o leitor a comparar os efeitos do espaçamento com o valor da taxa de transmissão e não apenas pela largura da banda em unidade de frequência.

Para se determinar o espaçamento entre os canais, foram feitas simulações com sinais modulados em OOK, BASK e QPSK, onde o primeiro canal foi modulado com uma subportadora de 20GHz e o segundo canal teve sua subportadora variada para provocar espaçamentos entre os canais entre 0.5 e 3.5 vezes a taxa de transmissão que é de 2.5 Gbps para essas simulações.

A Figura 6.20 mostra a *abertura de olho normalizada* do canal 1, em dB, em função do *afastamento normalizado entre canais*, medido em função da taxa de transmissão B , em uma fibra padrão com $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$, $A_{\text{eff}} = 70 \text{ } \mu\text{m}^2$, $D = 17 \text{ ps} / \text{km.nm}$, $L = 100 \text{ km}$, IMO igual a 0.5, $f_{\text{sc1}} = 10 \text{ GHz}$ e modulação: (a) OOK, (b) BPSK e (c) QPSK. Para se ter uma dimensão dos efeitos não lineares nesse tipo de modulação, foram feitas simulações com as potências de -10 dBm, 7 dBm e 10 dBm.

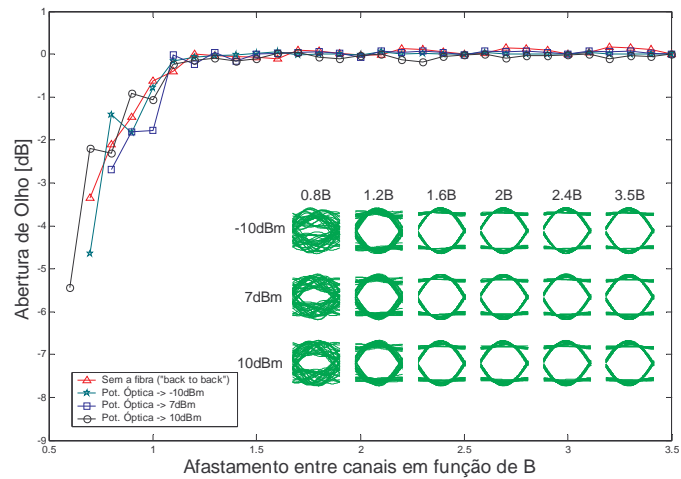
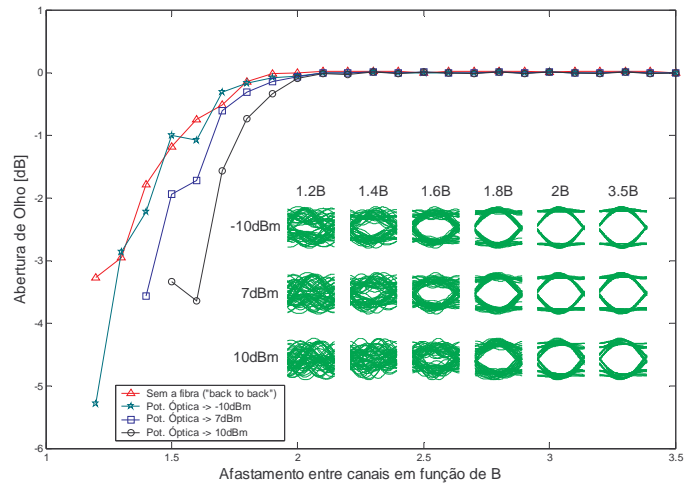
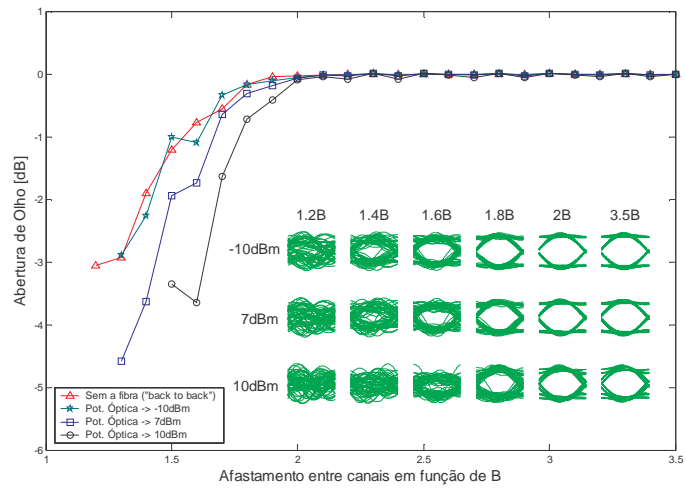


Figura 6.20: Abertura de olho versus afastamento entre canais para 2 canais com potências ópticas de -10 dBm, 7 dBm e 10 dBm para as modulações (a) OOK, (b) BPSK e (c) QSPK.

Pode-se observar pela figura 6.20 que no caso de detecção coerente, o sinal SCM QPSK tem um melhor aproveitamento da banda espectral permitindo assim que se use bandas entre canais mais curtas do que as modulações ASK e BPSK.

6.5.2 Estudo do Fechamento do Diagrama de Olho em um Sistema SCM OSSB.

Para as simulações desta seção utilizou-se um Sistema SCM OSSB de quatro canais igualmente espaçados por larguras de 4.5 GHz para os sinais modulados em OOK e BPSK, e 2.5 GHz para o sinal QPSK. Estes espaçamentos foram escolhidos utilizando-se como referência a Figura 6.20, onde escolheu-se a frequência mínima para provocar uma penalidade máxima de 1 dB do sinal do canal 1 devido a interferência entre canais do sinal de 10 dBm.

Utilizou-se detecção coerente para se demodular os sinais em todas as simulações desta seção..

Nas Figura 6.21 e Figura 6.22 estão os gráficos do fechamento do diagrama de olho para as potências ópticas de -10 dBm, 7 dBm e 10 dBm de um sistema SCM Digital, trafegado em enlace de fibra óptica de 100 km, utilizando modulação OOK e BPSK, respectivamente, com 4 canais de 2.5 Gbps e a banda total de transmissão é de 20 GHz. Também se pôde observar os diagramas de olho para cada simulação. Nestas simulações utilizou-se a frequência da primeira subportadora $f_{sc1} = 10 \text{ GHz}$, $D = 17 \text{ ps / km.nm}$, $n_2 = 3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 / \text{W}$, $A_{eff} = 70 \mu\text{m}^2$ e IMO igual a 0.5. As frequências das subportadoras utilizadas na modulação OOK e BPSK foram 10 GHz, 14.5 GHz, 19 GHz e 23.5 GHz respectivamente aos canais 1 a 4.

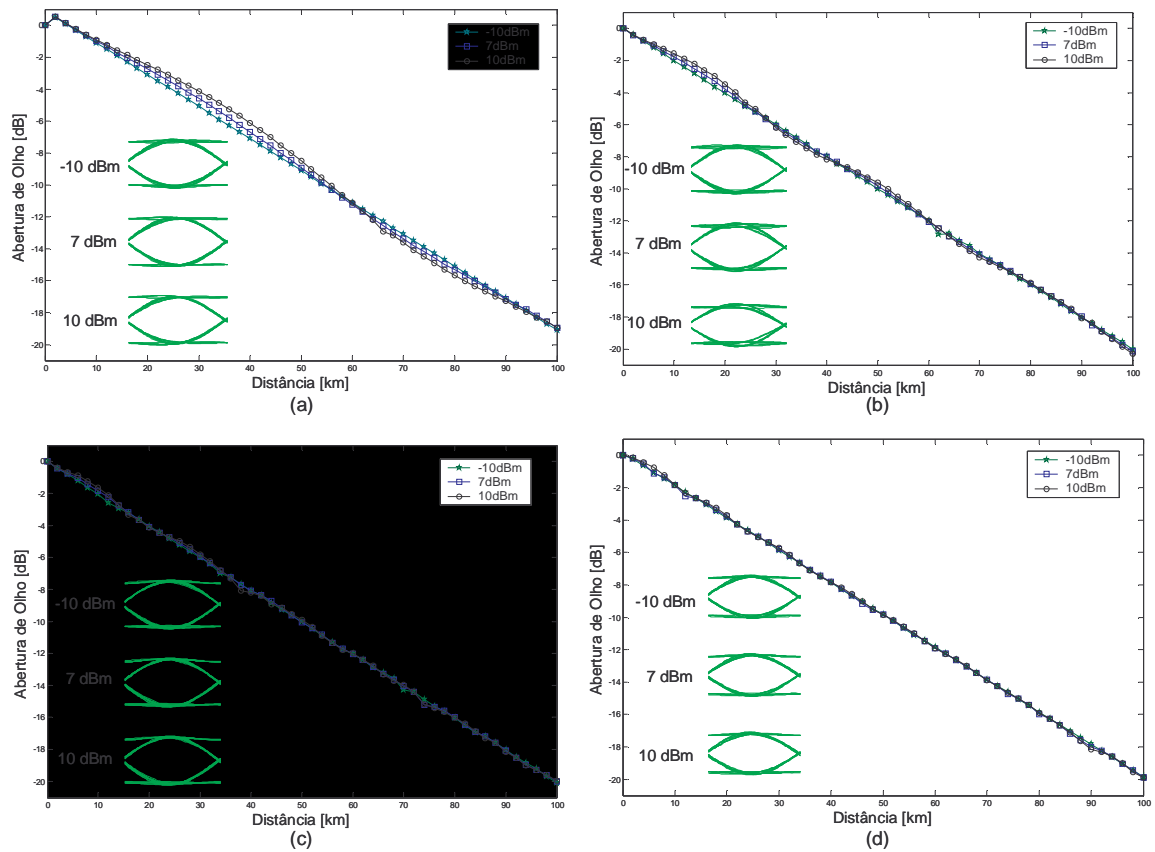


Figura 6.21: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal ASK.

O sinal SCM OSSB ASK detectado demonstra um comportamento “ondulatório” em sua amplitude em situações de potências mais altas, conforme a seção 6.4. A amplitude destas “ondulações” diminui com o aumento da frequência da subportadora.

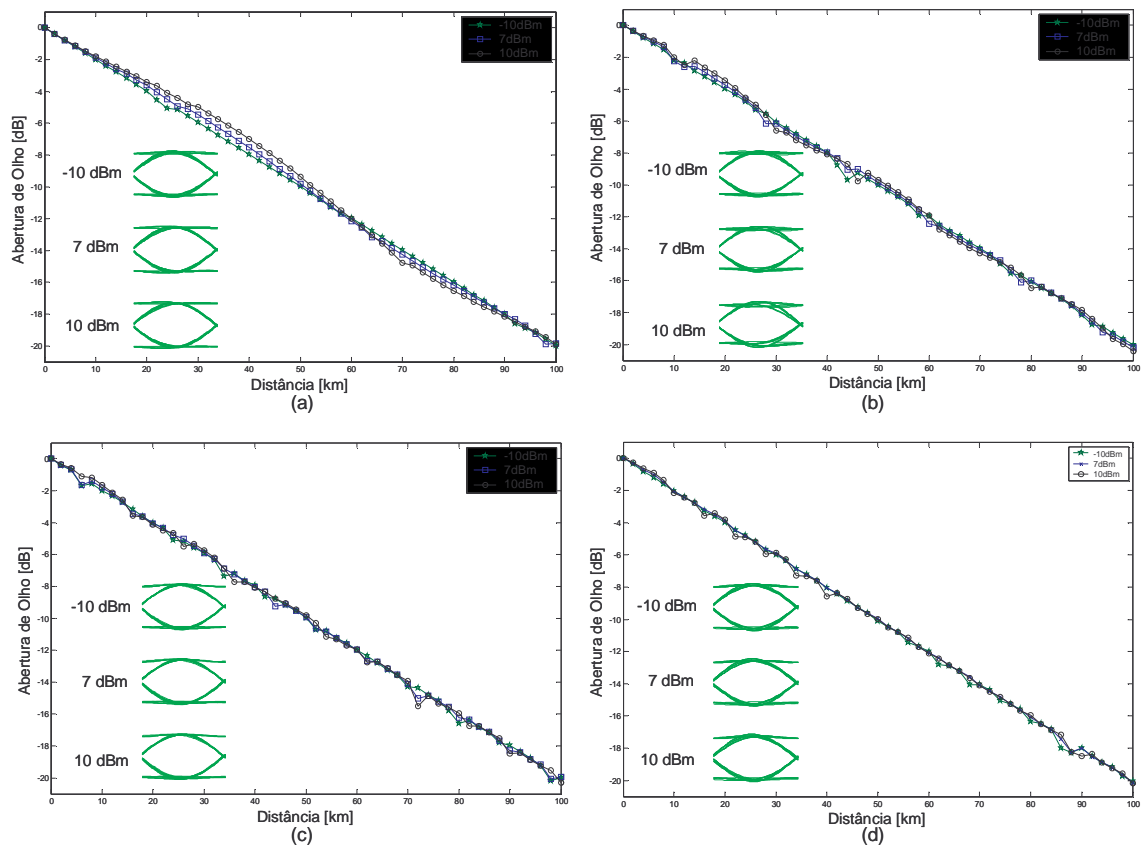


Figura 6.22: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal BPSK.

O sinal BPSK demonstra praticamente as mesmas características do sinal OOK quando se utiliza detecção coerente.

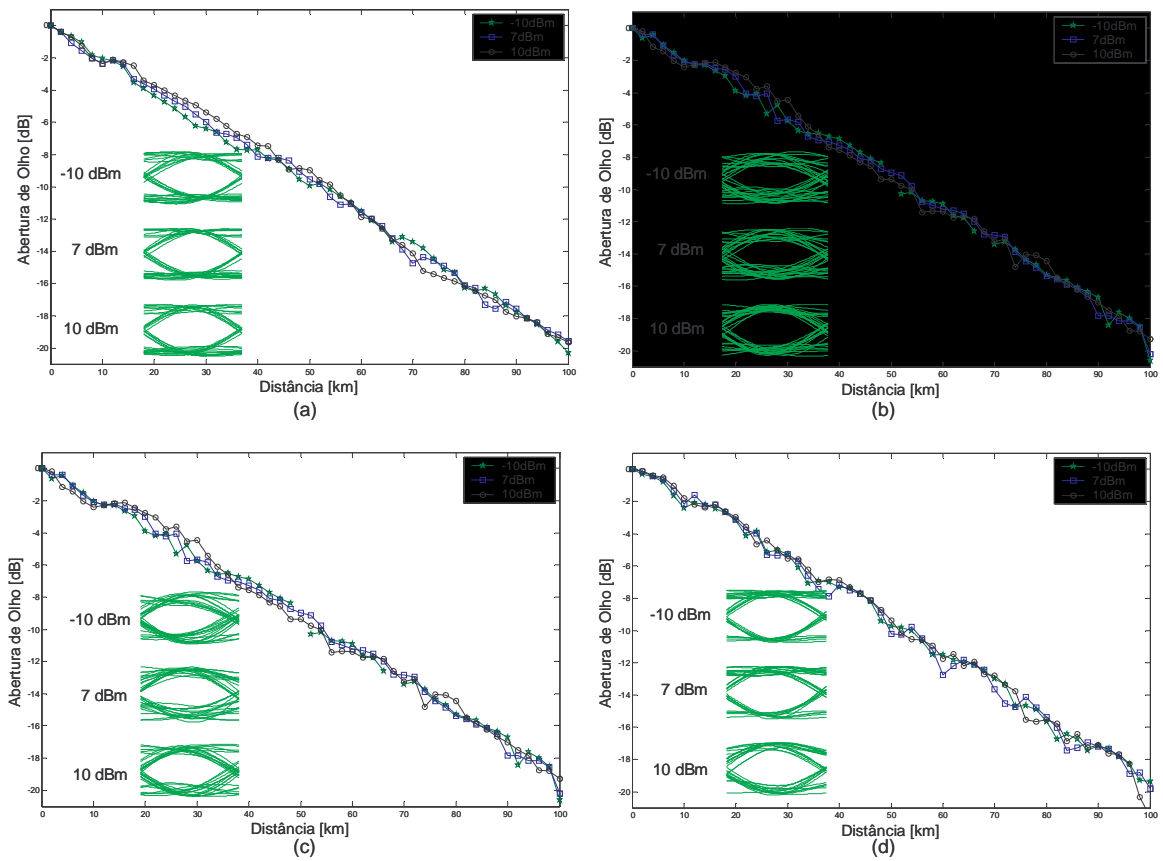


Figura 6.23: Abertura de Olho dos 4 canais – Sinal QPSK

As frequências das subportadoras utilizadas nas simulações com modulação QPSK são 10 GHz, 12.5 GHz, 15 GHz e 17.5 GHz, respectivamente aos canais 1 a 4.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Contribuições e Discussões

O sinal SCM ODSB disponibiliza uma banda efetiva de transmissão limitada ao primeiro nulo de potência devido ao efeito de desvanecimento de potência de RF, ou seja, uma fibra SMF padrão de 75 km tem uma banda de transmissão limitada em 7.3 GHz.. Então, para se obter bandas superiores, deve-se lançar mão de técnicas que aumentam o gorjeio negativo e/ou aumentem criteriosamente a potência óptica.

Na análise dos sistemas SCM ODSB pode-se observar uma forma de se aumentar a banda de transmissão. Trata-se da compensação dos efeitos da dispersão através do aumento da potência óptica. Por exemplo, com aumento de potência de 0.5 mW para 2 mW a banda de frequência pode aumentar aproximadamente 15%, ou seja, uma banda de 6.5 GHz pode ser ampliada para 7.5 GHz. Isto significa 1GHz a mais de banda de transmissão. Porém, este aumento não ocorre indefinidamente e suas limitações poderão ser discutidas em trabalhos futuros.

Na análise dos sistemas SCM OSSB foi mostrado a possibilidade de se transmitir 4 canais de 2.5 Gbits/s mesmo sob efeitos não lineares da fibra, com filtro Notch desligado, em um enlace de fibra SMF padrão de 100 km de comprimento.

O sistema SCM Digital OSSB, conforme seção **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**, se demonstra bastante promissor em comunicações em distâncias curtas, tais como entre redes locais (LAN) e TV a cabo, pois podem atingir altas taxas de transmissão com um baixo custo em

enlaces de fibra monomodo de aproximadamente 10 km. Inclusive, a esta distância, a comunicação paralela de bits poderá ser facilmente aplicada já que não será necessária a utilização de misturadores e separadores de sinais ópticos com no caso de sistemas WDM.

Foi observado o problema do desbalanceamento das componentes em quadratura IQ em sistemas SCM OSSB, quando da utilização da detecção coerente, devido ao fato das bandas laterais se atrasarem ou adiantarem em relação à frequência do comprimento de onda central do sinal óptico. Esse efeito indesejável pode ser evitado munindo o receptor de um circuito recuperador de relógio para permitir que o oscilador local do circuito de recepção fique sempre em fase com o sinal recebido.

Quanto às técnicas de modulação elétricas empregadas no sistema SCM, foi mostrado a possibilidade de se poder utilizar uma modulação que permita aumentar a eficiência espectral, tal como a modulação QPSK. Utilizando-se modulação QPSK pôde-se transmitir quatro canais de 2.5 Gbps em uma banda de 10 GHz, metade da banda necessária para transportar um sinal TDM único de 10 Gbps que seria de 20 GHz.

7.2 Trabalhos Futuros

Os sistemas SCM têm um grande potencial de utilização e vários são os pontos necessários para estudos futuros, porém, alguns desses pontos são de suma importância para a viabilização do sistema tais como:

1) O sistema SCM OSSB, por ser multicanal, precisa de uma boa observação sobre os efeitos de interferência entre canais devido aos efeitos não lineares na fibra óptica. Será necessário isolar e analisar efeitos tais como, os provocados pela modulação cruzada de fase (XPM) e da mistura de quatro ondas (FWM). A modulação cruzada de fase, por exemplo, irá provocar a transferência de parte da energia de um canal para o canal adjacente e isso poderia criar um efeito comumente referenciado como diafonia entre os canais de dados.

2) Os sistemas SCM OSSB necessitam do circuito de detecção coerente bem sincronizado com o relógio do sinal recebido para não sofrer desbalanceamento de IQ. Por isso é necessário um estudo detalhado deste sistema de demodulação.

3) É necessário estudar e analisar as limitações na utilização dos efeitos não lineares da fibra para se aumentar a banda de transmissão de um sistemas SCM ODSB, pois durante algumas simulações, observou-se que em potências muito altas, superiores a 13 dBm em alguns casos, observou-se uma diminuição da banda de transmissão.

4) O efeito de não linearidade, CSO e CTB, gerado pelo modulador Mach-Zehnder também deverá ser melhor observado em estudos futuros.

Bibliografia

- [1] Govind P. Agrawal, *Fiber-Optics Communication Systems*, Academic Press, 1992.
- [2] M. E. Vieira Segatto, "Use of Fibre Gratings for Bit Skew Compensation in All Optical Bit Parallel WDM Systems", *Optics Communications*, 2001.
- [3] Simon Haykin, "Digital Communications", John Wiley & Sons, 1988.
- [4] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, "Overcoming chromatic dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators", *IEEE Trans. Microwave Technol.*, vol. 45, pp. 1410 – 1415, Ago.1997.
- [5] C. Marra, A. Nirmalathas, D. Novak, C. Lim, L. Reekie, J.A. Besley and N.J. Baker, "Optical SSB modulation using fiber Bragg gratings and the impact of grating dispersion on transmission performance", submitted to *IEEE MWP*, Long Beach, CA, USA, out. 2001.
- [6] A. Bruce Carlson, "Communication Systems", McGraw-Hill Book Company, 3ª Edição, 1986.
- [7] Rogério M. Carvalho, "Princípios de Comunicações", 3ª Edição, 2001.
- [8] Ming C. Wu and Sagi Mathai, "A Novel Balanced Electroabsorption Modulator", *Tracor Aerospace Electronic Systems*, MICRO project 98-186, 1998.
- [9] S. Dubovitsky, "Analysis and Improvement of Mach – Zehnder Modulator Linearity Performance for Chirped and Tunable Optical Carriers", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, No. 5, maio de 2002.
- [10] Renxiang Huang, "Simulation and Experimental Study of SCM/WDM Optical Systems", Tese de Mestrado, Department of Electrical Engineering and Computer Science and the Faculty of the Graduate School of the University of Kansas, maio de 2001.
- [11] Marcelo E. V. Segatto, "All Optical Bit Parallel WDM Systems", Tese de Doutorado, Universidade de Londres, fevereiro de 2001.
- [12] Gerd Keiser, "Optical Fiber Communications", McGraw-Hill, 1983.
- [13] Govind P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, 1995.
- [14] P. S. André and J. L. Pinto, "Optimising a Mach-Zehnder Modulation Characteristics for 10 Gb/s Lightwave Systems", *Journal of Optical Communications*, 22 (2001) 767.
- [15] Y.M. Lin, et al., "A Novel Optical Label Swapping Technique Using Erasable Optical Single-Sideband Subcarrier Label", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.12, No.8, agosto de 2000
- [16] C. Marra, et al., "The Impact of Grating Dispersion on Transmission Performance in a Millimeter-Wave Fiber-Radio System", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 9, setembro de 2002

-
- [17] G. Rossi, et al, "Optical Performance Monitoring in Reconfigurable WDM Optical Networks Using Subcarrier Multiplexing", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 18, No. 12, dezembro de 2000
- [18] M. Schiess and H. Garldén, "Evaluation of the chirp parameter of a Mach-Zehnder intensity modulator, *Electronic Letters*, Vol 30, n° 18, setembro de 1994.
- [19] Djupsjobacka, A., Residual Chirp in Integrated-Optic Modulators, *IEEE-Photonics Technology Letters*, Vol.4, Number 1, janeiro de 1992.
- [20] F. Devaux et al, "Simple Measurement of Fiber Dispersion and of Chirp Parameter of Intensity Modulated Light Emitter", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, No. 12, dezembro 1993.
- [21] F. Ramos, "On the Use of Fiber-Induced Self-Phase Modulation to Reduce Chromatic Dispersion Effects in Microwave/Millimeter-Wave Optical Systems", *IEEE-Photonics Technology Letters*, Vol.10, N° 10, outubro de 1998.

Apêndice A

Método Split Step Fourier Multi – λ

Neste apêndice será mostrado o método numérico Split-Step-Fourier que utiliza 2 etapas para resolver equações diferenciais: Na primeira, isola-se os efeitos não lineares e os efeitos lineares agem sozinhos e na segunda etapa isola-se os efeitos lineares aí os efeitos não lineares agem sozinho. Essas etapas são feitas em pequenos passos escolhidas criteriosamente.

A equação da onda propagando na fibra, (4.27), poderá ser escrita a na forma:

$$\frac{\partial A_j}{\partial t} = (\hat{D}_j + \hat{N}_j)A_j, \quad (\text{A.1})$$

Onde \hat{D} é o operador diferencial que contabiliza a dispersão e atenuação e \hat{N} é o operador não linear que contabiliza os efeitos de não linearidade na fibra. Estes operadores são dados por:

$$\hat{D} = d_{j1} \frac{\partial}{\partial T} + \frac{i}{2} \beta_{2j} \frac{\partial^2}{\partial T^2} + \frac{\alpha_j}{2} - \frac{1}{6} \beta_{3j} \frac{\partial^3}{\partial T^3} \quad (\text{A.2})$$

$$\hat{N} = i\gamma_j (|A_j|^2 + 2 \sum_{n \neq j}^N |A_n|^2) \quad (\text{A.3})$$

Na realidade os efeitos de dispersão e não linearidade agem juntos ao longo da fibra. O método propõe que estes efeitos ajam independentemente em uma distância muito pequena h . Os efeitos em um intervalo z até $z + h$ são aplicados em 2 passos: No primeiro, considera-se $N=0$ e a dispersão age sozinha. No segundo, considera-se $D=0$ e os efeitos de não linearidade agem sozinhos [13].

Apêndice B

Análise do efeito do atraso de sinal em um receptor coerente não sincronizado.

Os sinais $y_i(t)$ e $y_q(t)$ detectados na saída dos misturadores do detector coerente são dados por:

$$y_i(t) = x(t) \cdot \cos(w_c t) \quad (\text{B.1})$$

$$y_q(t) = -x(t) \cdot \text{sen}(w_c t) \quad (\text{B.2})$$

Logo, se o sinal recebido $x(t)$ é dado por $[I \cos(w_c t + \theta) - Q \text{sen}(w_c t + \theta)]$:

$$y_i(t) = [I \cos(w_c t + \theta) - Q \text{sen}(w_c t + \theta)] \cdot \cos(w_c t) \quad (\text{B.3})$$

$$y_q(t) = -[I \cos(w_c t + \theta) - Q \text{sen}(w_c t + \theta)] \text{sen}(w_c t) \quad (\text{B.4})$$

Desenvolvendo (B.3) e (B.4), temos:

$$y_i(t) = I[\cos^2(w_c t) \cdot \cos(\theta) - \text{sen}(w_c t) \cdot \cos(w_c t) \cdot \text{sen}(\theta)] - Q[\text{sen}(w_c t) \cdot \cos(w_c t) \cdot \cos(\theta) + \cos^2(w_c t) \text{sen}(\theta)] \quad (\text{B.5})$$

$$y_q(t) = -I[\text{sen}(w_c t) \cdot \cos(w_c t) \cdot \cos(\theta) - \text{sen}^2(w_c t) \cdot \text{sen}(\theta)] + Q[\text{sen}^2(w_c t) \cos(\theta) + \text{sen}(w_c t) \cdot \cos(w_c t) \text{sen}(\theta)] \quad (\text{B.6})$$

Aplicando relações trigonométricas a (B.5) e (B.6):

$$y_i(t) = I \left\{ [1 + \cos(2w_c t)] \frac{\cos(\theta)}{2} - \frac{\text{sen}(2w_c t)}{2} \cdot \text{sen}(\theta) \right\} - Q \left\{ \frac{\text{sen}(2w_c t)}{2} \cdot \cos(\theta) + [1 + \cos(2w_c t)] \frac{\text{sen}(\theta)}{2} \right\} \quad (\text{B.7})$$

$$y_q(t) = -I \left\{ \frac{\text{sen}(2w_c t)}{2} \cdot \cos(\theta) - [1 - \cos(2w_c t)] \cdot \frac{\text{sen}(\theta)}{2} \right\} + Q \left\{ [1 - \cos(2w_c t)] \frac{\cos(\theta)}{2} + \frac{\text{sen}(2w_c t)}{2} \text{sen}(\theta) \right\} \quad (\text{B.8})$$

Logo, desenvolvendo (B.7) e (B.8), teremos:

$$y_i(t) = I \left\{ \frac{\cos(\theta)}{2} + \frac{[\cos(2w_c t - \theta) + \cos(2w_c t + \theta)]}{4} - \frac{[\cos(2w_c t - \theta) - \cos(2w_c t + \theta)]}{4} \right\} \\ - Q \left\{ \frac{[\sin(2w_c t - \theta) + \sin(2w_c t + \theta)]}{4} + \frac{\text{sen}(\theta)}{2} + \frac{[\sin(-2w_c t + \theta) + \sin(2w_c t + \theta)]}{4} \right\} \quad (\text{B.9})$$

$$y_q(t) = -I \left\{ \frac{[\sin(2w_c t - \theta) + \sin(2w_c t + \theta)]}{4} - \frac{\text{sen}(\theta)}{2} - \frac{[\sin(-2w_c t + \theta) + \sin(2w_c t + \theta)]}{4} \right\} \\ + Q \left\{ \frac{\cos(\theta)}{2} - \frac{[\cos(2w_c t - \theta) + \cos(2w_c t + \theta)]}{4} + \frac{[\cos(2w_c t - \theta) - \cos(2w_c t + \theta)]}{4} \right\} \quad (\text{B.10})$$

O sinal recebido na detecção coerente será filtrado por filtros passa-baixas onde serão eliminadas as componentes $2w_c t$, então, de (B.11) e (B.12) resultará em:

$$y_i(t) = I \frac{\cos(\theta)}{2} - Q \frac{\text{sen}(\theta)}{2} \quad (\text{B.11})$$

$$y_q(t) = I \frac{\text{sen}(\theta)}{2} + Q \frac{\cos(\theta)}{2} \quad (\text{B.12})$$

Concluí-se através de (B.11) e (B.12) que qualquer diferença de fase θ entre o sinal modulado e o oscilador local pode provocar um efeito indesejável de “desbalanceamento” entre as componentes em quadratura I e Q do sinal resultante da detecção coerente.

Para o caso particular (desejável) do sinal estar casado com o oscilador local, $\theta = 0$, então:

$$y_i(t) = \frac{I}{2} \quad (\text{B.13})$$

$$y_q(t) = \frac{Q}{2} \quad (\text{B.14})$$

Apêndice C

Considerações para Transmissão Paralela de Bits.

Nesse apêndice serão feitas considerações a respeito da utilização do sistema SCM para transportar sinais digitais de forma paralela. Estas considerações são devidas ao fato de que o atraso entre as portadoras elétricas acarretará um atraso entre os bits transportados em cada uma (capítulo 5). Em um sistema serial esse assunto seria de pequena relevância, pois o sistema SCM digital se comportaria como um sistema plesiócrono comum. Porém, caso se queira utilizar esse sistema para comunicação paralela de bits estas considerações limitarão a utilização do sistema SCM.

Então, para utilizar o Sistema SCM Digital para *transmissão paralela de bits* [2] cada bit será inserido em um canal do sistema e sendo assim, cada bit irá se submeter a uma diferente velocidade de propagação em sua frequência fundamental como visto na seção anterior.

Considerando-se como tempo total máximo de atraso entre o primeiro e o último bit igual ao tempo de duração do bit T_B . Sendo

$$T_B = \frac{1}{B} \quad (\text{C.1})$$

O tempo total de propagação entre os bits do primeiro e do último canal será $\Delta\tau = \frac{1}{B}$ e será chamado de *desgarramento de bits*:

Seja BW a banda de frequência necessária para acomodar todos os n canais de dados modulados em suas respectivas portadoras f_{scn} e B a taxa de transmissão em bits de cada canal. Assim têm-se que

$$BW = f_s - f_i \quad (\text{C.2})$$

E então, de (5.24)

$$\frac{1}{B} = \frac{BW\lambda_c^2}{c} LD(\lambda_c) \quad (\text{C.3})$$

Logo:

$$BW = \frac{c}{\lambda_c^2 BLD(\lambda_c)} \quad (\text{C.4})$$

A Figura C.1 mostra a relação entre o comprimento da fibra e a largura de banda de frequência máxima permitida para transmissão digital em um sistema SCM Digital considerando apenas o desgarramento de bits entre o primeiro e o último canal. Para este gráfico, utilizou-se $B=2.5$ GBps e $D=10, 15$ e 20 ps/km.nm. Neste caso, pode-se observar que para um valor de dispersão $D=20$ ps/km.nm, a banda total máxima de transmissão utilizável para um enlace de 100 km é de aproximadamente 25MHz.

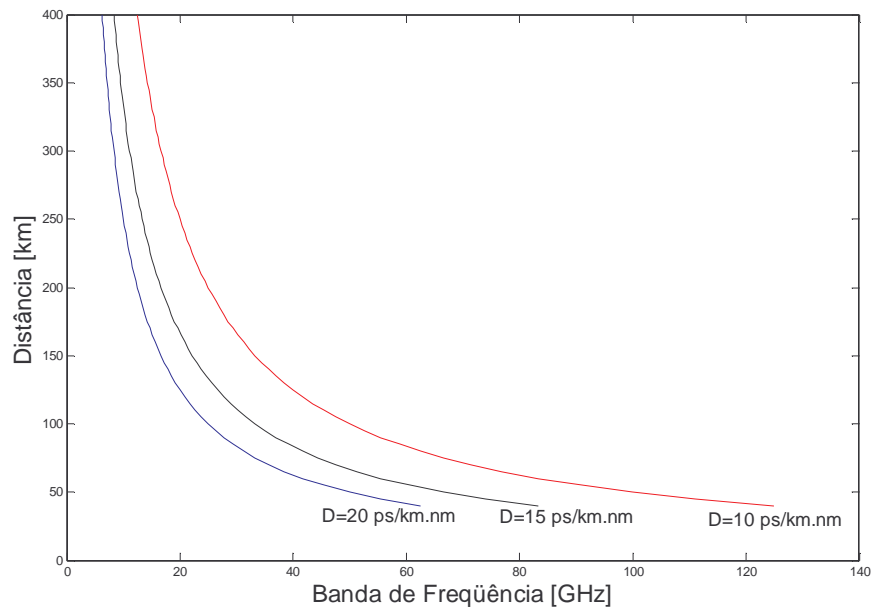


Figura C.1: Relação entre o comprimento do enlace e a largura de banda de frequência utilizada para transportar sinais digitais com desgarramento menor ou igual ao tempo de duração do bit.

Para sinais digitais utilizando 1 bit por símbolo, tais como os sinais BASK e BPSK, utiliza-se uma banda de frequência aproximadamente igual a 2 vezes a taxa de transmissão em bits para transportar este sinal. Portanto, se considerarmos um afastamento entre canais igual a $2B$, a banda total de transmissão que será ocupada por n canais digitais será $BW = n.2B$, onde $n=(1,2,3,...)$.

Logo, de (C.4) pode-se deduzir que

$$L = \frac{c}{2\lambda_c^2 n B^2 D(\lambda_c)} \quad (C.5)$$

Se M é o número de bits por símbolo utilizado na modulação digital do canal de transmissão, então o comprimento máximo do enlace limitado apenas pelo desgarramento de bits será:

$$L = \frac{c.M}{2\lambda_c^2 n B^2 D(\lambda_c)} \quad (C.6)$$

A Figura C.2 mostra o comprimento máximo do enlace com fibra monomodo com $D=17$ ps/km.nm em função da taxa de transmissão do canal para até 8 canais paralelos considerando atraso máximo de 1 bit entre o primeiro e o último canal digital e $M=1$ (1 bit por símbolo). Este gráfico aplica-se a modulações OOK, BASK e BPSK e neste caso se forem usados 4 canais ($n=4$) para se transmitir em um enlace de 100km , a taxa máxima de transmissão será de 4,5Gbits/s para cada canal.

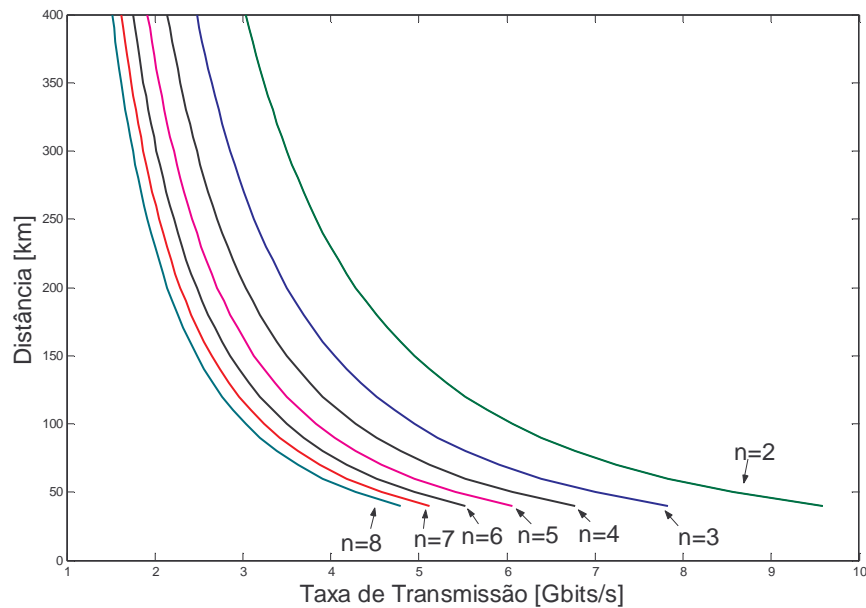


Figura C.2: Relação entre o comprimento da fibra e a taxa de transmissão do sinal digital utilizada para transportar sinais digitais com *desgarramento* menor ou igual ao tempo de duração do bit para sinais com *1 bit por símbolo* e banda de transmissão por canal igual a “*2 x Taxa de Transmissão*”.

A Figura C.3 mostra o comprimento máximo de enlace em função da taxa de transmissão do canal porém, neste caso $M=2$ (2 bits por símbolo) e este gráfico aplica-se a modulações QPSK ou 4ASK. Para este gráfico, utilizou-se $D=17$ ps/km.nm e $\lambda = 1550nm$. Nessa situação pode-se observar que para se transmitir 4 canais em um enlace de 100 km pode-se utilizar uma taxa de transmissão de 6 Gbits/s.

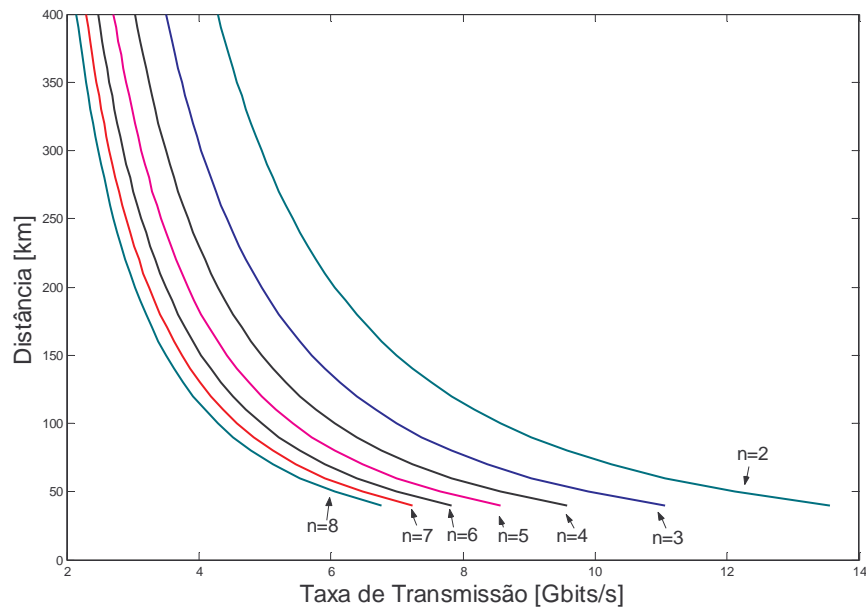


Figura C.3: Relação entre o comprimento da fibra e a taxa de transmissão do sinal digital utilizada para transportar sinais digitais com desgarramento menor ou igual ao tempo de duração do bit para sinais com 2 bits por símbolo ($M=2$) e banda de transmissão por canal igual a “1 x Taxa de Transmissão” (1B).

Pode-se concluir então que a utilização de mecanismos de aumento de eficiência espectral pode aumentar o comprimento de enlace máxima para sistemas SCM.