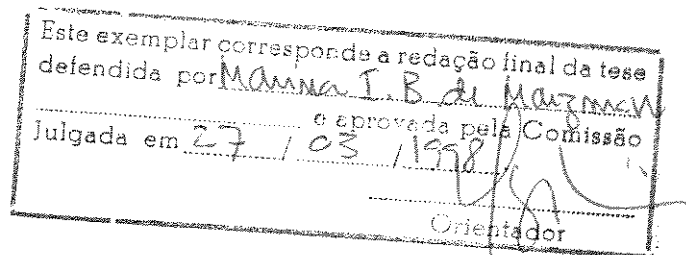


Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Telemática
Laboratório de Tecnologia Fotônica

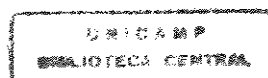
Simulação de Receptores Ópticos no ambiente PC-SIMFO.



Autor: Marina I. Bogdan de Maizman
Orientador: Prof. Dr. Edson Moschim

Dissertação de mestrado, apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Estadual de Campinas - FEE-UNICAMP, como parte dos requisitos
exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Fevereiro - 1998



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	B633s
V.	Ex.
T. MGO BC/	35252
PROC.	395/98
C	☐
D	☒
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	01/10/98
N.º CPD	

CM-00117433-7

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

B633s

Bogdan de Maizman, Marina I.

Simulação de receptores ópticos no ambiente PC-SIMFO. / Marina I. Bogdan de Maizman.--Campinas, SP: [s.n.], 1998.

Orientador: Edson Moschim.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Simulação (Computadores). 2. Comunicações óticas. I. Moschim, Edson. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

*Aos meus filhos
Karina e Marcelo*

Agradecimentos

Ao Prof. Edson Moschim pela orientação.

Ao Luís K. Kakimoto pela colaboração na revisão lingüística e montagem desta tese

Ao Sandro M. Rossi, pelas dicas e sugestões.

Ao CNPq pela bolsa de estudos, indispensável para o desenvolvimento deste trabalho.

A todos que de uma forma ou outra contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Sumário

Este trabalho apresenta um estudo sobre o desempenho de sistemas de comunicação por fibra óptica com diferentes tipos de recepção. Faz-se uma modelagem matemática de um típico sistema de comunicação com recepção com detecção direta e com recepção com detecção coerente. Os modelos obtidos foram implementados no ambiente PC-SIMFO, um software de simulação de sistemas ópticos de comunicação, desenvolvido no Laboratório de Tecnologia Fotônica, do Departamento de Telemática. São apresentados resultados da simulação de receptores ópticos de detecção direta, com e sem amplificação óptica, e de dois tipos de receptores de detecção coerente: homódino e heteródino. O desempenho dos receptores foi analisado em termos da variação da taxa de erro na saída do receptor, com a potência óptica média recebida, para diferentes taxas de transmissão.

Abstract

This work presents a study of the performance of optical communication systems with different kinds of receivers. We present the mathematical model of a typical optical fiber communication system. After this we present the basic principles of two different type of receiver: receivers with direct detection and receivers with coherent detection. The results of simulation of optical receiver IM/DD with and without optical amplification and for two types of coherent detection receiver: homodyne and heterodyne. The models was implemented in the optical simulator PC-SIMFO. This software was developed by Photonics Technological Lab. of Telematics Department of UNICAMP. The performance of optical receiver was analyzed using as parameters performance the signal/noise ratio and bit error rate (BER) at the output of receiver. Finally, we evaluated the performance of receivers for different transmission rate.

Índice

Introdução	01
1. Sistemas de Comunicação por Fibras Ópticas.	03
1.1 Introdução	05
1.2 Modelo de um sistema de comunicação por fibras óptica.	05
1.2.1. Transmissor do Sistema Óptico.	06
1.2.2. Canal Óptico.	07
1.2.3. Receptor Óptico.	11
1.3 Conclusões	12
Referencias Bibliográficas	13
2. Princípios Básicos de Detecção Direta	14
2.1 Introdução	14
2.2 Princípios Básicos de Detecção Direta	15
2.3 Detecção Direta com Pré-amplificação Óptica	19
2.4 Cálculo de Desempenho	25
2.5 Conclusões	26
Referencias Bibliográficas	26
3. Princípios Básicos de Recepção Coerente.	28
3.1 Introdução	28
3.2 Princípios Básicos de Detecção Coerente.	29
3.3 Detecção Homódina.	30
3.4 Detecção Heteródina.	31
3.5 Cálculo de Desempenho.	32
3.6 Conclusões	34
Referencias Bibliográficas	34
4. Simulação de Receptores Ópticos de Detecção Direta.	35
4.1 Introdução	35
4.2 Esquema IM/DD sem amplificação óptica.	36
4.3 Esquema IM/DD com pré-amplificação óptica.	40
4.4 Conclusões	44
5. Simulação de Receptores Ópticos de Detecção Coerente.	47
5.1 Introdução	47
5.2 Simulação de Receptores Homódinos	48
5.3 Simulação de Receptores Heteródinos	52
5.4 Conclusões	72
6. Conclusões gerais	76
Anexo A Valores típicos dos parâmetros dos modelos	80
Anexo B PC-SIMFO - uma ambiente gráfico	82

Índice de Figuras

Capítulo 01	
Figura 1.1 Atenuação típica (dB/km) para as fibras ópticas usuais	04
Figura 1.2 Sistema básico de comunicações por fibras ópticas	05
Figura 1.3 Modelo do transmissor	06
Figura 1.4 Diagrama em blocos do canal óptico	07
Figura 1.5 Sinal digital de 2,5 Gb/s gerado nos diversos blocos do ambiente PC-SIMFO	08
Figura 1.6 Esquemas simplificados de modelos de detecção	12
Capítulo 2	
Figura 2.1 Circuito elétrico equivalente de receptor óptico	15
Figura 2.2 Esquema simplificado do amplificador óptico	20
Figura 2.3 Possíveis aplicações dos amplificadores ópticos	21
Figura 2.4 Modelo de receptor com pré-amplificador óptico	23
Capítulo 3.	
Figura 3.1 Esquema básico do sistema com detecção coerente	29
Figura 3.2 Diagrama em blocos do esquema com receptor homódino	31
Figura 3.3 Diagrama em blocos do esquema com receptor heteródino	32
Capítulo 4.	
Figura 4.1 Esquema IM/DD sem amplificação óptica simulado	36
Figura 4.2 Potência de ruído vs. potência óptica média para o esquema IM/DD sem AO	37
Figura 4.3 Curvas de SNR vs. potência óptica média para o esquema IM/DD sem AO	38
Figura 4.4 Curvas de BER vs. potência óptica média para 2,5, 5,0 e 10 Gb/s	39
Figura 4.5 Esquema IM/DD com amplificação óptica simulado	40
Figura 4.6 Potência de ruído vs. potência óptica média recebida para o esquema IM/DD+AO, 2,5 Gb/s	41
Figura 4.7 SNR, BER vs. potência óptica média para o esquema IM/DD+AO, 2,5 Gb/s	41
Figura 4.8 Potência de ruído vs. potência óptica média recebida para o esquema IM/DD+AO, 5,0 Gb/s	42
Figura 4.9 SNR, BER vs. potência óptica média para o esquema IM/DD+AO, 5,0 Gb/s	42
Figura 4.10 Potência de ruído vs. potência óptica média recebida para o esquema IM/DD+AO, 10 Gb/s	43
Figura 4.11 SNR, BER vs. potência óptica média para o esquema IM/DD+AO, 10 Gb/s	43
Figura 4.12 BER vs. potência óptica média para o esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s	44
Figura 4.13 BER vs. potência óptica média para o esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s	45
Figura 4.14 BER vs. potência óptica média para o esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s	45
Capítulo 5	
Figura 5.1 Esquema de detecção homódina não balanceada	48
Figura 5.2 Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s	49
Figura 5.3 Esquema de receptor homódino balanceado	50

Figura 5.4	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s	51
Figura 5.5	Esquema de receptor heteródino não balanceado	52
Figura 5.6	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	53
Figura 5.7	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	54
Figura 5.8	Curvas de BER vs. frequência de sintonia do filtro FI	55
Figura 5.9	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 5 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	56
Figura 5.10	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 5 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	57
Figura 5.11	Potência de ruído vs. potência do oscilador local, para taxa de 5 Gb/s	58
Figura 5.12	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 10 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	59
Figura 5.13	Potência de ruído vs. potência do oscilador local, para taxa de 10 Gb/s	60
Figura 5.14	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 10 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	61
Figura 5.15	Esquema de receptor heteródino balanceado.	62
Figura 5.16	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	63
Figura 5.17	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 2,5 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	64
Figura 5.18	Curvas de BER vs. frequência de sintonia do filtro FI.	65
Figura 5.19	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 5 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	66
Figura 5.20	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 5 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	67
Figura 5.21	Potência de ruído vs. potência do oscilador local, para taxa de 5 Gb/s	68
Figura 5.22	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 10 Gb/s ($P_{in} = \text{var}$)	69
Figura 5.23	Curvas de BER vs. potência óptica média para taxa de 10 Gb/s ($P_{in} = \text{const}$)	70
Figura 5.24	Potência de ruído vs. potência do oscilador local, para taxa de 10 Gb/s	71
Figura 5.25	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas não balanceados, 2,5 Gb/s	73
Figura 5.26	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas balanceados, 2,5 Gb/s	73
Figura 5.27	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas não balanceados, 5,0 Gb/s	74
Figura 5.28	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas balanceados, 5,0 Gb/s	74
Figura 5.29	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas não balanceados, 10 Gb/s	75
Figura 5.30	Curvas de BER vs. potência óptica média para esquemas balanceados, 10 Gb/s	75

Capítulo 6

Tabela 6.1	Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$	77
Tabela 6.2	Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$	77
Tabela 6.3	Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$	78

Anexo B

Figura B.1	Estrutura funcional do simulador PC-SIMFO	82
------------	---	----

LISTA DE SIMBOLOS UTILIZADOS NO TEXTO

ac	corrente alternada
APD	Fotodiodo de Avalanche
ASE	Emissão Espontânea Amplificada
AO	Amplificador Óptico
BER	Taxa de Erro de Bit
dc	corrente continua
DD	Detecção Direta
DFB	Laser com Realimentação Distribuida
EDFA	Amplificador a Fibra Dopada com Érbio
ECSL	Laser Semicondutor Acoplado a uma Cavity Externa
FDM	Multiplexação por Divisão de Frequência
FET	Transistor a Efeito do Campo
FSK	Chaveamento por Deslocamento de Frequência
FSR	Faixa Ótica Livre
FWHM	Faixa de Largura a Meia Altura do Sinal
GVD	Dispersão de Velocidade de Grupo
IF	Frequência Intermediária
IM/DD	Modulação em Intensidade/Detecção Direta
LO	Laser do Oscilador Local
NRZ	Não Retorno a Zero
PSK	Chaveamento por Deslocamento de Fase
OPLL	Laço Óptico de Fase Amarrada
PLL	Laço de Fase Amarrada
RZ	Retorno a Zero
SLA	Amplificador a Semicondutor
SNR	Relação Sinal/Ruído
TDM	Multiplexação por Divisão no Tempo
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda

Introdução

Atualmente, a maioria dos sistemas de comunicação por fibra óptica, é do tipo IM/DD (Modulação em Intensidade e Detecção Direta). Nestes sistemas, a intensidade da luz, gerada no transmissor, é modulada diretamente por uma corrente elétrica injetada na fonte de luz. O sinal óptico, que chega no receptor é detectado diretamente por um fotodiodo do tipo PIN. Entretanto, estes sistemas apresentam uma baixa sensibilidade com relação ao limite quântico devido ao ruído térmico, gerado principalmente na frente de entrada do receptor.

Um mecanismo para melhorar a sensibilidade dos receptores ópticos de detecção direta é utilizar-se de fotodiodos do tipo APD, da pré-amplificação óptica, ou da detecção coerente. No caso da detecção com fotodiodo APD, a corrente fotodetectada é amplificada internamente no fotodetector. No caso de pré-amplificação óptica o sinal óptico recebido é amplificado antes de ser convertido numa fotocorrente, e no caso da detecção coerente, o sinal óptico recebido é misturado com outro sinal óptico e depois fotodetectado.

Este trabalho tem como objetivo verificar qual configuração de receptor é mais atraente do ponto de vista da sensibilidade, usando a técnica de modulação por intensidade e diferentes esquemas de detecção. Foram comparados quatro tipos de receptores ópticos: receptores com detecção direta do tipo PIN e APD, receptores com detecção direta e amplificação óptica, receptores com detecção coerente homódina e receptores com detecção coerente heteródina. Utilizou-se o mesmo formato de modulação e taxas de transmissão de pulsos de 2,5, 5,0 e 10 Gb/s. Para tal trabalho foi desenvolvido uma biblioteca de modelos para os vários tipos de receptores ópticos. Os modelos foram implementados dentro do ambiente PC-SIMFO, desenvolvida no Laboratório de Tecnologia Fotônica, do Departamento de Telemática. O critério adotado para as comparações baseia-se em simulação.

Este trabalho está organizado da seguinte maneira: no Capítulo 1 apresentamos um breve estudo sobre sistemas de comunicações por fibras ópticas. No Capítulo 2 apresenta-se uma análise dos sistemas de modulação por intensidade e detecção direta (IM/DD). No Capítulo 3 apresenta-se os princípios básicos da detecção coerente, tais como detecção homódina e detecção heteródina. No Capítulo 4 apresenta-se a análise dos resultados obtidos com a simulação, em termos da probabilidade de erro e relação sinal/ruído para sistemas IM/DD com e sem amplificação óptica. No Capítulo 5 apresenta-se a análise dos resultados obtidos com a simulação para sistemas com detecção homódina e detecção heteródina. Finalmente, no Capítulo 6 apresentam-se as conclusões ressaltando as aplicações potenciais para cada tipo de detecção analisada.

Capítulo 1

Sistemas de Comunicação por Fibras Ópticas

1.1 Introdução

De acordo com sua evolução tecnológica, o desenvolvimento dos sistemas de comunicação por fibras ópticas pode ser visto em termos do aproveitamento das três janelas ópticas (0,85 μm , 1,3 μm e 1,55 μm) para uso sistêmico. A figura 1.1 mostra uma curva típica de atenuação vs. comprimento de onda para as fibras ópticas de sílica (SiO_2). Como mostra a figura os mecanismos básicos responsáveis pela atenuação em fibras ópticas são: absorção ultravioleta, absorção infravermelho, espalhamento de Rayleigh e projeto do guia de onda. Observa-se que a região de menor perda está entre 1,3 - 1,6 μm .

A primeira geração dos sistemas de comunicação por fibras ópticas usava lasers e LED's de AlGaAs, como fontes ópticas na região de $\lambda \sim 0,85 \mu\text{m}$, fibras multimodo de índice gradual e fotodiodos do tipo PIN e APD, de Si. Os valores típicos de atenuação para esta região de comprimento de onda está em torno de 2,5 dB/km e o produto taxa de transmissão de pulsos vs. distância (BL) para tais sistemas é limitada em até 2 (Gb/s).km. A exploração da região de 1,3-1,6 μm só foi possível com o desenvolvimento de fontes e de detetores baseados nos compostos semicondutores de InGaAsP. A implementação prática de tais dispositivos marcou o começo de uma nova geração de sistemas fotônicos. Nesta região, a atenuação da fibra é reduzida até $\sim 0,4$

dB/km para $\lambda \sim 1,3 \mu\text{m}$, e até 0,2 dB/km ($\lambda \sim 1,55 \mu\text{m}$), permitindo uma separação maior entre os repetidores para os sistemas de transmissão de longas distâncias.

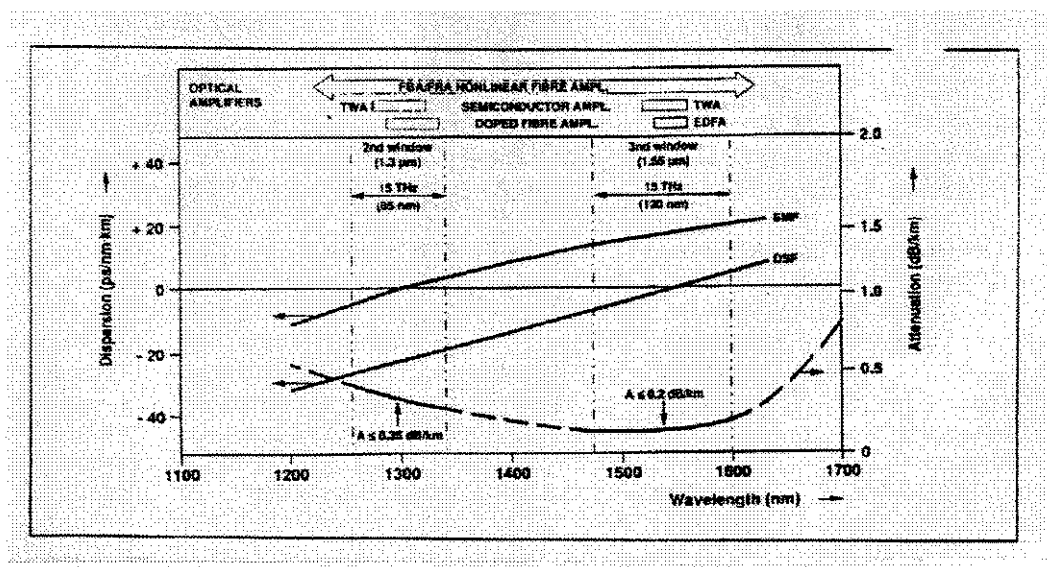


Figura 1.1 Atenuação típica (dB/km) para as fibras ópticas usuais, em função de comprimento de onda..

Uma outra classificação, mais sofisticada, que representa uma importante tendência no desenvolvimento de sistemas de transmissão por fibras ópticas, diz respeito à técnica de modulação e de detecção utilizada, distinguindo os sistemas de detecção direta e detecção coerente [1]. Os sistemas atuais de telecomunicações operam no comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$ com altas taxas de transmissão, tipicamente Gb/s. A maioria destes sistemas é do tipo IM/DD, isto é, a fonte de luz é modulada diretamente e a detecção é feita de maneira direta, usando fotodiodos PIN ou fotodiodos de avalanche (APD). Os sistemas coerentes baseiam-se no uso da técnica de modulação em amplitude, frequência ou fase de uma portadora luminosa coerente. Na recepção podem ser utilizadas duas técnicas convencionais de detecção coerente: homódina ou heteródina. Os sistemas de detecção coerente oferecem possibilidades de melhoria do alcance e da capacidade de transmissão com relação aos sistemas com detecção direta. Este tipo de sistema exige fontes luminosas bastante coerentes e estáveis, além de fibras ópticas monomodo especiais, capazes de manter um único estado de polarização do modo propagado.

Podemos também classificar os sistemas fotônicos de acordo com o tipo de multiplexação que estes empregam para a transmissão de seus canais de informação. De um modo geral existem

dois tipos de multiplexação nos sistemas ópticos: multiplexação por divisão no tempo (TDM óptico ou elétrico) ou multiplexação por divisão de frequência FDM (ou comprimento de onda - WDM). Existem dois grandes motivos para a desenvolvimento de sistemas WDM: o aumento da capacidade de transmissão dos sistemas e a possibilidade de transmissão bidirecional simultânea em fibra óptica.

Neste capítulo apresentaremos os principais blocos dos sistemas de comunicação digital do tipo ponto-a-ponto, quando usado para transmitir uma única portadora. A configuração ponto-a-ponto é a configuração básica da maioria dos sistemas de transmissão por fibras ópticas existentes.

Nosso enfoque será baseado nos modelos implementados no software PC-SIMFO, que é um ambiente desenvolvido no Laboratório de Tecnologia Fotônica da FEEC-UNICAMP.

1.2 Modelo de um sistema de comunicação por fibras ópticas.

Neste capítulo será apresentado o modelo de um sistema de transmissão por fibras ópticas [2], que, de um modo geral, é constituído por um transmissor óptico, um receptor óptico e um cabo de fibra óptica, como mostra a figura 1.2.

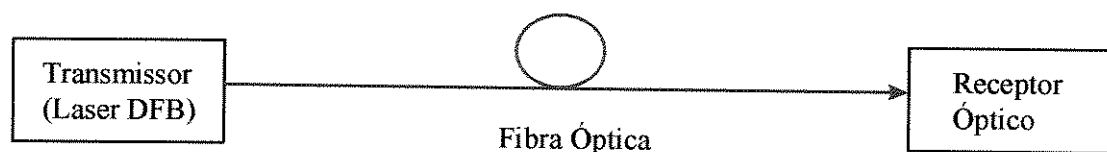


Figura 1.2 Sistema básico de comunicações por fibras ópticas.

Serão apresentados os modelos de cada componente do sistema visando efetuar a simulação da transmissão e recepção do pulso óptico gerado pelo laser DFB. O transmissor óptico é composto de um dispositivo emissor de luz e do circuito de driver associado. O dispositivo emissor de luz é responsável pela tarefa de conversão eletro-óptica do sinal. A fibra óptica, por sua vez, corresponde ao meio onde a potência luminosa, injetada pelo emissor de luz, é guiada e transmitida até o fotodetector. O receptor óptico compõe-se de um fotodetector e de um estágio eletrônico de amplificação e filtragem. O fotodetector, outro elemento ativo básico de sistemas de transmissão por fibras ópticas, é o responsável pela detecção e conversão de sinal luminoso em sinal elétrico.

Nas próximas Seções estão apresentados os modelos do transmissor, canal óptico e três tipos de recepção, estudadas neste trabalho.

1.2.1 Transmissor Óptico.

O bloco transmissor de um típico sistema de comunicação digital por fibra óptica consiste dos seguintes componentes: gerador de sinais, um codificador de linha, um driver e uma fonte óptica.

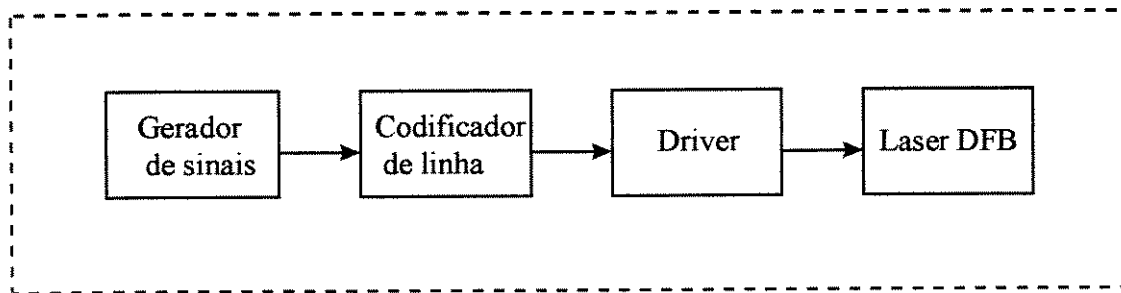


Figura 1.3 *Modelo do transmissor*

O sinal produzido pelo gerador de sinais é composto de uma seqüências de pulsos binários a uma determinada taxa de transmissão. Para minimizar a ocorrência de longas seqüências de zeros e/ou uns, usam-se os codificadores de linha. Os tipos de codificação de sinais são: NRZ - não retorno a zero, RZ - retorno a zero e Manchester. No código NRZ, no bit '1' o pulso dura o intervalo de tempo destinado a sua transmissão, enquanto o bit '0' é representado pela ausência de pulso. No código RZ o pulso, representando o bit '1', dura a metade do intervalo do tempo de um bit. No bit '0', ocorre a ausência do pulso. No código Manchester, quanto o bit é '1', o pulso dura a primeira metade do intervalo do tempo de um bit, enquanto que o bit '0' ocupa a segunda metade do intervalo do tempo. O pulso é representado por uma metade do intervalo de sua duração, no estado alto ou baixo, e a outra metade em seu estado complementar. Após o codificador, o sinal (de tensão) é convertido por um driver num sinal de corrente, que modula diretamente a fonte de luz.

A fonte óptica mais usual para os sistemas que serão avaliados neste trabalho é o laser DFB. Os modelos usuais para avaliar o comportamento dinâmico destes lasers são as equações de taxa apresentadas abaixo:

$$\frac{dp}{dt} = \Gamma G(n - n_0)p - \frac{p}{\tau_p} + \frac{\beta \Gamma n}{\tau_n} \quad (1.1)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I(t)}{qV_a} - G(n - n_0)p - \frac{n}{\tau_n} \quad (1.2)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{2} \alpha \left[\Gamma v_g a_0 (n - n_0) - \frac{1}{v_g} \right] \quad (1.3)$$

$$G = v_g a_0 / (1 + \epsilon p) \quad (1.4)$$

onde p e n são as densidades de fótons e elétrons na região ativa, ϕ é a fase do campo óptico, Γ é o fator de confinamento do modo na cavidade, n_0 é a concentração de elétrons na transparência, τ_p é o tempo de vida do fóton, β é a fração de emissão espontânea, τ_n é o tempo de vida do elétron, $I(t)$ é a corrente injetada, q é a carga do elétron, V_a é o volume da região ativa, α é o fator de largura de linha, v_g é a velocidade de grupo, a_0 é o coeficiente de ganho da região ativa e ϵ é o fator de compressão de ganho.

Os sinais na saída do Gerador, Driver e do laser DFB estão apresentados na figura 1.5.

1.2.2 Canal Óptico.

O caso mais geral de um canal óptico é aquele formado dos seguintes componentes: acoplador óptico, fibra óptica, amplificador óptico, filtro óptico e acoplador óptico.

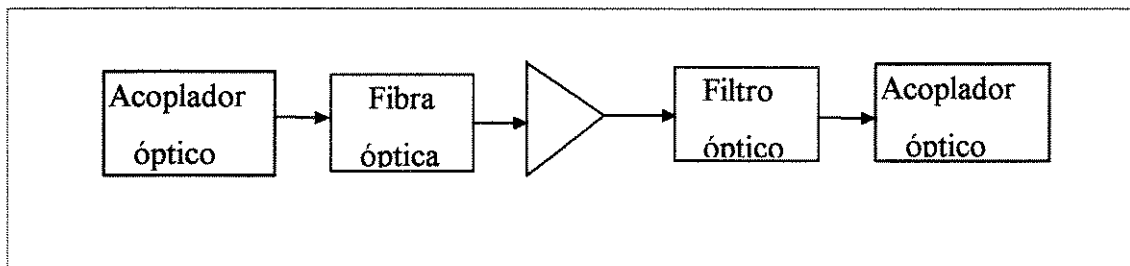
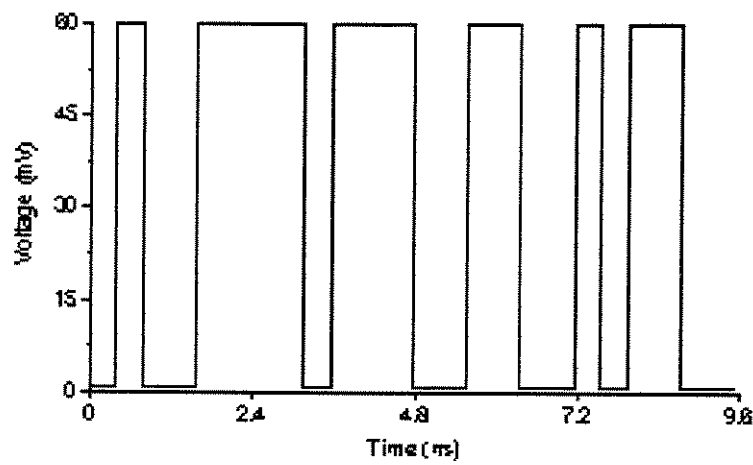
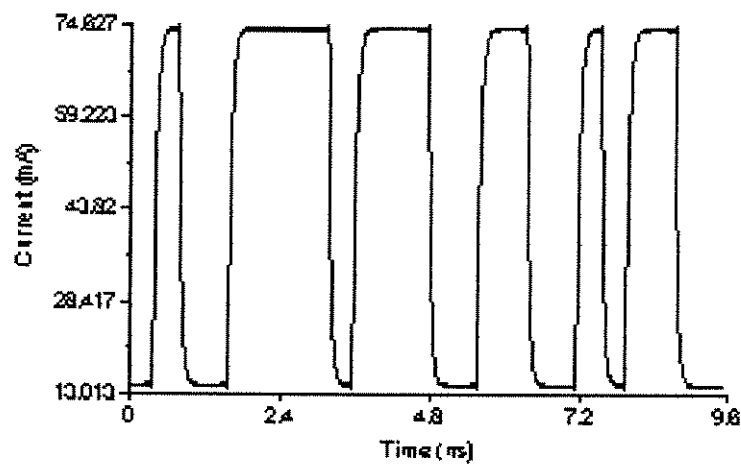


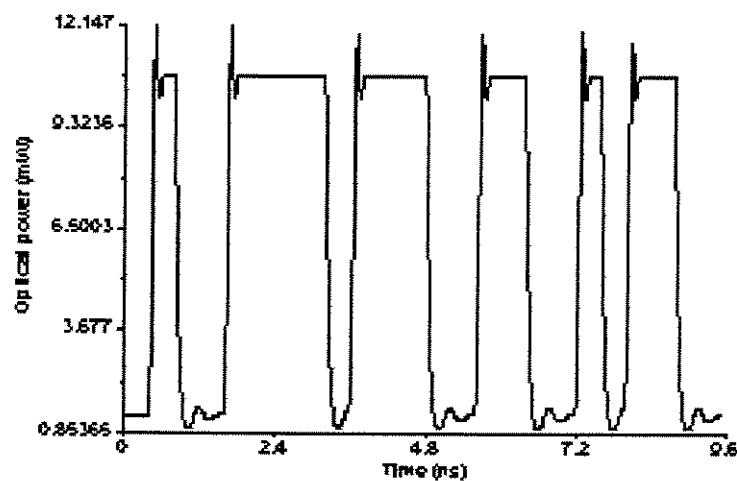
Figura 1.4 Diagrama em blocos do canal óptico



a)



b)



c)

Figura 1.5 Sinal digital de 2,5 Gb/s gerado nos diversos blocos de transmissão do ambiente PC-SIMFO. A seqüência gerada é 010011110111001100101100. a) sinal na saída do gerador de sinais; b) sinal na saída do driver; c) sinal na saída do laser DFB.

A função de transferência de uma fibra óptica monomodo, com relação a um campo óptico propagante é dada por [2], [3]:

$$H_{FIBRA}(\omega) = \exp[-\gamma(\omega)z] \quad (1.5)$$

onde

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (1.6)$$

$\gamma(\omega)$ é a constante de propagação; $\alpha(\omega)$ é a constante de atenuação; $\beta(\omega)$ é a constante de fase.

Na realidade β não é uma constante, mas varia com a frequência, isto significa que cada comprimento de onda vai enxergar uma constante de propagação diferente. Levando em consideração este efeito, faz-se uma expansão em série de Taylor do parâmetro $\beta(\omega)$, em torno da frequência central ω_0 , ou seja:

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \frac{\partial\beta}{\partial\omega}(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\beta}{\partial\omega^2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3\beta}{\partial\omega^3}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (1.7)$$

O primeiro termo representa um desvio de fase fixo. O segundo representa um atraso de propagação, e o terceiro termo da expansão representa a dispersão do atraso de grupo, denominado na literatura de dispersão de velocidade de grupo (GVD). A constante de propagação β fica dada por:

$$\beta(\omega) \cong \beta(\omega_0) + \frac{1}{v_g}(\omega - \omega_0) - \frac{\lambda^2 D}{4\pi c}(\omega - \omega_0)^2 \quad (1.8)$$

onde v_g é a velocidade de grupo, D é o coeficiente de dispersão cromática, que é igual a seguinte expressão:

$$D = 10^{15} \frac{S(\lambda - \lambda_0)}{c \lambda^2} \quad (1.9)$$

onde S é a constante do material, e λ_0 é o comprimento de onda da dispersão cromática zero.

O termo GVD (1.8) substituído na equação 1.5, e sem considerar o termo de atenuação, permite obter a função de transferência de uma fibra de comprimento $z = L$:

$$H(\omega) = \exp\left(j \frac{\lambda^2 D(\omega - \omega_0)^2 L}{4\pi c}\right) \quad (1.10)$$

Deste jeito, temos a função de transferência da fibra:

$$H_{FIBRA}(\omega) = \exp(j\omega t) \cdot \exp(-\alpha L) \cdot \exp\left(j \frac{\lambda^2 D(\omega - \omega_0)^2 L}{4\pi c}\right) \quad (1.11)$$

onde L é o comprimento da fibra.

O acoplador óptico faz parte do canal óptico e sua função é combinar em uma única fibra a potência de vários sinais ópticos. No caso de recepção coerente, o sinal óptico recebido é misturado com o sinal do oscilador local. O método de análise dos acopladores é baseado na representação por matriz de Jones [4]. Para acopladores a matriz de transferência pode ser expressa como:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_{1s} \\ \vec{E}_{2s} \end{bmatrix} = t_c \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_{1e} \\ \vec{E}_{2e} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

onde t_c é a transmitância do acoplador e α é a razão de acoplamento. Para a construção de um receptor coerente, onde é preciso combinar dois sinais ópticos, o método mais prático é usar um acoplador direcional 2x2, ou acoplador de 3dB ($\alpha=0.5$). Neste caso, a matriz de transferência pode ser representada como:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_{1s} \\ \vec{E}_{2s} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} t_c \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_{1e} \\ \vec{E}_{2e} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

É importante mencionar, que analogamente aos sistemas de rádio convencionais, é possível, nos receptores ópticos coerentes, projetar receptores balanceados ou não-balanceados [5-7]. Na montagem não-balanceada, parte da potência do oscilador local e do sinal é perdida. Por outro lado, na montagem balanceada, toda a potência, tanto do oscilador local, como do sinal, é aproveitada, pois são empregados dois fotodetectores idênticos, um em cada braço do acoplador.

1.2.3 Receptor Óptico

A figura 1.6 mostra, de uma forma simplificada três modelos de receptores. No receptor de detecção direta (Figura 1.6 a) o fotodetector converte o fluxo dos fótons incidentes num fluxo de elétrons. Depois esta corrente é amplificada e uma determinação (“0” ou “1”) é feita, se o valor da corrente na entrada do circuito de decisão, está acima ou abaixo de um certo nível de limiar.

Existem dois tipos de fotodiodos usuais para recepção óptica: fotodiodo PIN e fotodiodo de avalanche APD. Na prática, para os receptores de detecção direta com fotodiodos PIN, o fator limitante da sensibilidade do receptor é o ruído térmico, gerado na saída do fotodiodo.

Existem três alternativas para superar esta limitação. A primeira opção é o uso de fotodiodos de avalanche (APD), onde o mecanismo de multiplicação da corrente amplifica o sinal de informação. A segunda, é a utilização de um pré - amplificador óptico antes do fotodetector (figura 1.6 b), para amplificar o sinal óptico antes da detecção [8], [9]. A terceira é o emprego dos receptores de detecção coerente, com o nível de potência do oscilador local tão alto que o ruído térmico se torna muito menor do que o produto do batimento entre o sinal do oscilador local e o sinal recebido [10]. A figura 1.6 c apresenta o esquema simplificado de detecção coerente.

No caso do esquema coerente, o sinal detectado possui variação harmônica, com frequência intermediária dada por:

$$f_{FI} = |f_s - f_{LO}| \quad (1.14)$$

onde f_s é a frequência do sinal óptico recebido, e f_{LO} é a frequência do sinal do oscilador local.

Nos sistemas homódinos, a frequência intermediária é igual a zero e, nos heteródinos, ela é diferente de zero, ou seja, o espectro está simplesmente transladado da frequência óptica para a frequência intermediária. Por sua vez, no sistema homódino, como a frequência intermediária é nula, ocorre uma concentração das energias das duas bandas laterais na única banda existente.

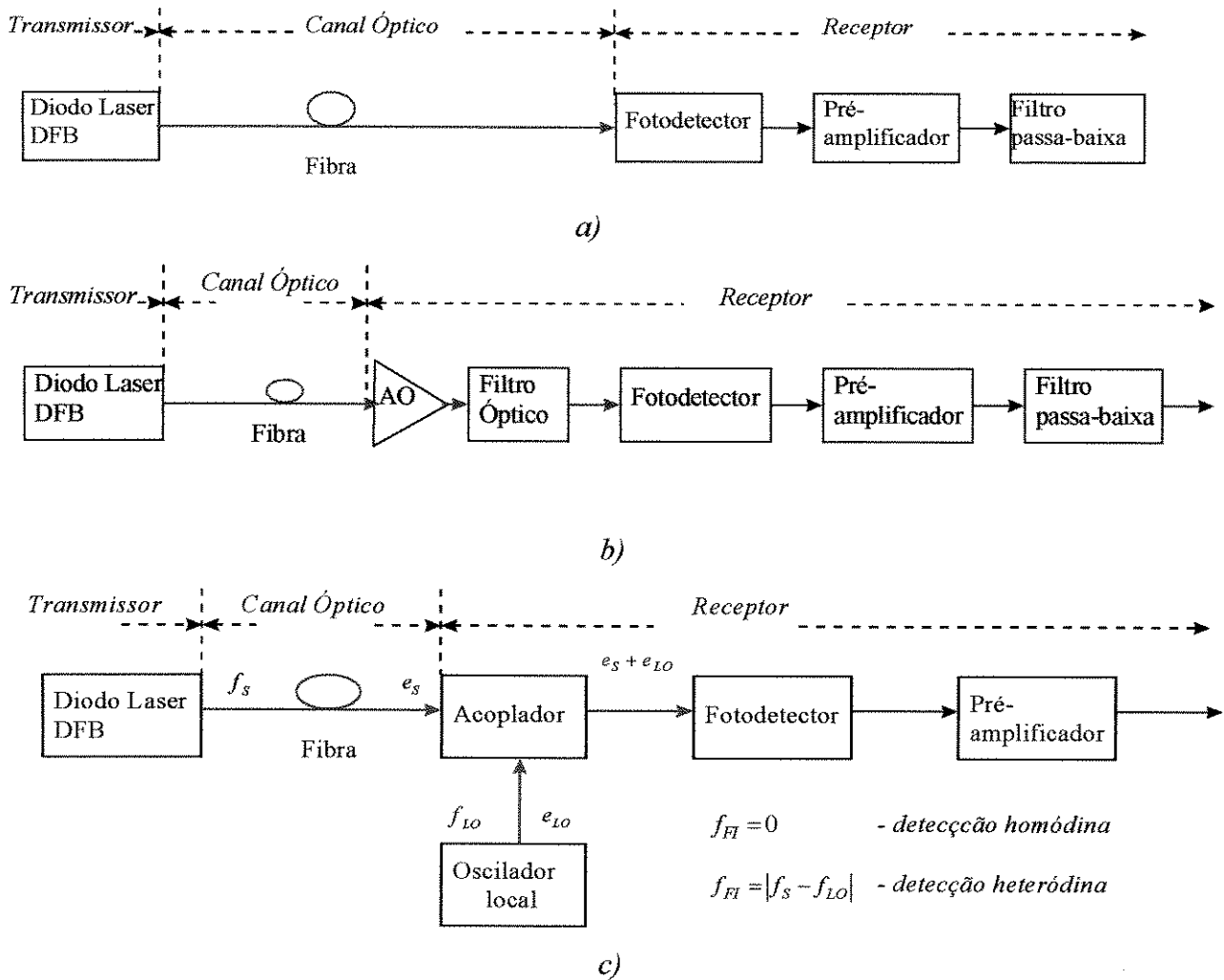


Figura 1.6 Esquemas simplificados de modelos de detecção: a) IM/Detecção Direta sem amplificação óptica; b) IM/DD com amplificação óptica; c) IM/Detecção Coerente.

1.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modelos matemáticos dos componentes básicos de um sistema de comunicação por fibra óptica, ou seja, transmissor e canal óptico. O modelamento matemático proposto para os componentes fotônicos baseia-se (com exceção do laser monomodo) no princípio da linearidade, ou seja, é possível obter uma função de transferência do componente que relaciona a entrada e a saída. Para um laser monomodo são utilizadas as equações de taxa. No fim de capítulo apresentou-se três modelos usuais de recepção/detecção, tais como detecção direta sem amplificação óptica, detecção direta com pré-amplificação óptica e os dois tipos de detecção coerente: homódina e heteródina.

Referências Bibliográficas

- [1] Henry, P. R., “Lighthwave Primer”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE-21, n. 12, 1985.
- [2] Agrawal, G. P., “*Fiber Optic Communication Systems*”, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [3] Gowar, J., “*Optical Communication Systems*”, Prentice Hall, Inc., 1984.
- [4] Yu, A. & Siddiqui, A.S. (1995). “Systematic method for the analysis of optical fibre circuits”, *IEEE Proceedings in Optoeletronics*, 142 (04), 165-175.
- [5] Linke, R., A., and Gnauck, A., H., “High-Capacity Coherent Lightwave Systems”, *J. of Lightwave Technology*, vol. LT-6, n.11, pp. 1750-1768, Nov. 1988.
- [6] Kazovsky, L. G., Meissner, P., and Patzak, E., “ASK Multiport Optical Homodyne Receivers”, *J. of Lightwave Technology*, vol. LT-5, n. 2, pp. 770-791, June 1987.
- [7] Kazovsky, L. G., “Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements”, *J. of Lightwave Technology*, LT-4, p.182, 1986.
- [8] Green, Jr. P. E., “*Fiber Optics Networks*”, New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [9] Olsson, N. A., “Lightwave Systems with Optical Amplifiers”, *J. Lightwave Technol.* Vol. LT-7, p.1071, 1989.
- [10] Okoshi, T., and Kikushi, K., “*Coherent Optical Fiber Communications*”, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988.

Capítulo 2

Princípios Básicos de Recepção Direta.

2.1 Introdução

Basicamente, numa recepção óptica, o fotodiodo converte o fluxo de fótons incidentes em fluxo de elétrons. Esta fotocorrente é pré - amplificada para manter uma boa relação sinal/ruído, e em seguida amplificada e filtrada. No caso de sinais digitais é feita uma decisão, se o nível do sinal está acima ou abaixo de um certo limiar. O sinal óptico que chega no fotodiodo pode ter vindo diretamente do canal. Neste caso tem-se a recepção direta, ou pode ter-se originado do batimento entre o sinal do canal e o sinal proveniente de um oscilador local. Neste caso tem-se a recepção coerente. O receptor de detecção direta apresenta como vantagem a simplicidade e o baixo custo de implementação. Entretanto, estes receptores são operados 10~15 dB acima do limite quântico, porque ou o ruído térmico, gerado na frente de entrada do receptor, ou o ruído de avalanche é normalmente maior do que o ruído quântico. Uma alternativa para superar esta degradação é o uso de um pré - amplificador óptico na recepção [1], [2]. Neste Capítulo analisa-se os receptores de detecção direta com e sem pré - amplificação óptica.

2.2 Princípios básicos de Detecção Direta

A figura 2.1 mostra o circuito elétrico equivalente de um receptor óptico. Apresenta-se somente os elementos importantes para o cálculo de desempenho do receptor em termos da relação sinal/ruído.

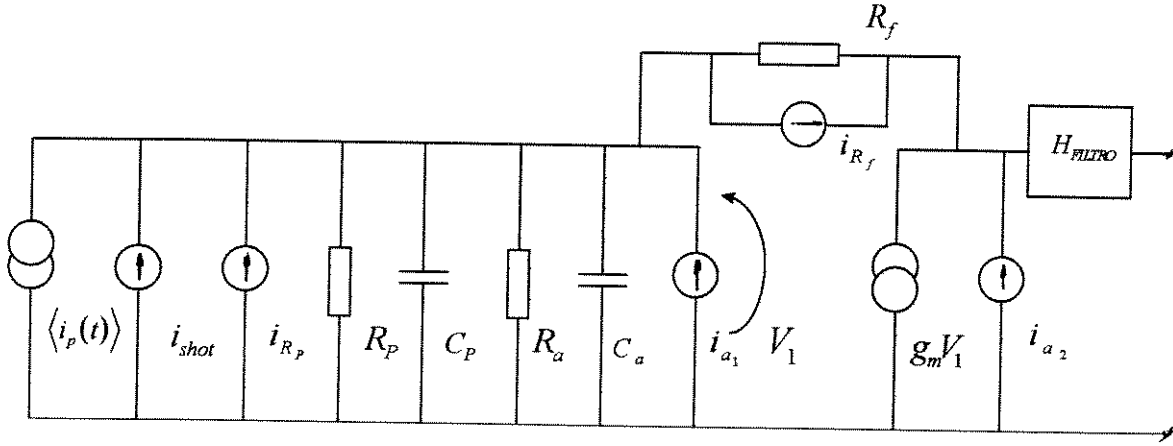


Figura 2.1. Circuito elétrico equivalente de receptor óptico.

A fotocorrente na saída do fotodiodo é dada por :

$$i_p(t) = \langle i_p(t) \rangle + i_n(t) \quad (A) \quad (2.1)$$

onde $i_n(t)$ é a corrente ruidosa gerada no fotodiodo e $\langle i_p(t) \rangle$ é a fotocorrente desejada dada por:

$$\langle i_p(t) \rangle = \mathfrak{R} P_{in}(t) \quad (A) \quad (2.2)$$

onde $P_{in}(t)$ é a potência óptica recebida pelo fotodiodo, e $\mathfrak{R}$ é a responsividade do fotodiodo, que é definida como:

$$\mathfrak{R} = M \frac{\eta q}{hf} \quad (\text{A/W}) \quad (2.3)$$

onde q é a carga do elétron, M é o ganho médio do fotodiodo ($M=1$ para fotodiodos PIN), η é a eficiência quântica e hf é a energia do fóton.

A densidade espectral da corrente ruidosa gerada no fotodiodo é dada por:

$$S_{i_n} = S_{i_{shot}} + S_{i_{R_p}} \quad (A^2 / Hz) \quad (2.4)$$

onde $S_{i_{shot}}$ é a densidade espectral da corrente ruidosa devido ao processo de fotogeração, e $S_{i_{R_p}}$ é a densidade espectral de corrente ruidosa gerada na resistência de polarização do fotodiodo, definidas por [3]:

$$S_{i_{shot}} = 2q \left\{ \left[\langle i_p(t) \rangle + i_{dm} \right] M^2 F + i_{dnm} \right\} \quad (A^2 / Hz) \quad (2.5)$$

$$S_{R_p} = \frac{4k_B T}{R_p} \quad (A^2 / Hz) \quad (2.6)$$

$$F = M \left[1 - (1 - k) \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right] \quad (2.7)$$

onde i_{dm} é a corrente de escuro gerada na junção pn do fotodiodo; i_{dnm} é a corrente de escuro gerada na superfície do fotodiodo; m é ganho de avalanche, R_p é a resistência de polarização do fotodiodo, k_B é a constante de Boltzmann, T temperatura, F é o fator de excesso de ruído do fotodiodo APD; e k é a taxa de ionização entre buracos e elétrons do fotodiodo.

Após o sinal óptico ser convertido em um sinal elétrico pelo fotodiodo, este é enviado ao estágio de pré - amplificação, onde o sinal é amplificado e equalizado e em seguida enviado a um filtro

passa-baixa. As duas configurações básicas de pré-amplificadores são: o pré-amplificador de alta impedância e o pré-amplificador de transimpedância.

O pré - amplificador de alta impedância apresenta uma função de transferência dada por [1]:

$$H_{PRE}(f) = \frac{AR_T}{1 + j2\pi f R_T C_T} \quad (\text{V/A}) \quad (2.8)$$

onde A é o ganho de voltagem do pré - amplificador, R_T é a resistência equivalente na entrada do pré - amplificador e C_T é a capacitância equivalente na entrada do pré - amplificador.

A resistência equivalente é a combinação em paralelo das resistências de entrada do pré - amplificador, R_a , e da resistência de polarização de fotodiodo R_p , ou seja:

$$R_T = \frac{R_p R_a}{R_p + R_a} \quad (\Omega) \quad (2.9)$$

A capacitância equivalente na entrada do pré - amplificador é a combinação em paralelo da capacitância de entrada do pré - amplificador, C_a , e da capacitância do fotodiodo, C_p , ou seja:

$$C_T = C_p + C_a \quad (\text{F}) \quad (2.10)$$

O amplificador de alta impedância utiliza um circuito equalizador para compensar a sua alta impedância de entrada.

A função de transferência do pré amplificador de transimpedância, é dada por [1]:

$$H_{PRE}(f) = - \frac{A}{(A+1)} \frac{R_f}{1 + j2\pi f C_T R_f / (A+1)} \quad (\text{V/A}) \quad (2.11)$$

onde A ganho de voltagem do pré - amplificador em malha aberta, R_f é a resistência do circuito de realimentação.

O ruído do pré - amplificador é formado por uma fonte de corrente ruidosa na entrada do circuito e uma fonte de corrente ruidosa na saída.

Para transistores de efeito de campo a densidade espectral bilateral de corrente ruidosa é dada por:

$$S_{ia1} = 2qI_g \quad (A^2 / Hz) \quad (2.13)$$

$$S_{ia2} = 4\Gamma k_B T g_m \quad (A^2 / Hz) \quad (2.14)$$

onde I_g é a corrente da porta do FET, g_m é a sua transcondutância, e Γ é um fator que igual a 0,7 para Si, e 1,1 para GaAs.

Para transistores bipolares, a densidade espectral de corrente ruidosa é dada por:

$$S_{ia1} = 2qI_B \quad (A^2 / Hz) \quad (2.15)$$

$$S_{ia2} = 2qI_C \quad (A^2 / Hz) \quad (2.16)$$

onde I_B é a corrente de base, e I_C é a corrente de coletor do transistor, dado por $I_C = \beta \cdot I_B$, onde β é o ganho de corrente do transistor.

A resistência de entrada para um pré - amplificador com transistor bipolar é definida como:

$$R_a = \frac{k_B T}{qi_B} \quad (\Omega) \quad (2.17)$$

A densidade espectral de corrente ruidosa, gerada pela resistência de realimentação R_f é dada por:

$$S_{iR_f} = \frac{4K_B T}{R_f} \quad (A^2 / Hz) \quad (2.18)$$

Após passar pelo estágio de pré - amplificação, o sinal é amplificado e filtrado. A tensão na saída do filtro é composta pelo valor desejado da tensão, representando o sinal informação, e a tensão ruidosa proveniente dos elementos ruidosos do receptor, ou seja:

$$v_s(t) = \langle v_s(t) \rangle + v_{n_s}(t) \quad (V) \quad (2.19)$$

onde $\langle v_s(t) \rangle$ é o valor desejado da tensão e $v_{n_s}(t)$ é a tensão de ruído na saída do filtro receptor. Esses valores são calculados como:

$$\langle v_s(t) \rangle = \langle i_p(t) \rangle * h_{PRE}(t) * h_{FILTRO}(t) \quad (V) \quad (2.20)$$

$$\langle v_{n_s}^2(t) \rangle = \left(S_{i_{SHOT}} + S_{i_{Rp}} + S_{i_{a1}} \right) \int_{-\infty}^{+\infty} |H_{PRE}(f) \cdot H_{FILTRO}(f)|^2 df + S_{i_{a2}} \int_{-\infty}^{+\infty} |H_{FILTRO}(f)|^2 df \quad (V^2) \quad (2.21)$$

2.3 Detecção direta com pré - amplificação óptica

Para superar os ruídos gerados no receptor e aumentar com isso a relação sinal/ruído utilizam-se os amplificadores ópticos. Os tipos de amplificadores ópticos mais usados são: amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA), amplificador a fibra por emissão estimulada de Raman, amplificador a fibra por emissão estimulada de Brillouin e amplificador a semiconductor (SLA).

Os amplificadores a fibra dopada com érbio parecem ser mais atraentes por causa da sua simplicidade de fabricação, da facilidade de acoplamento com a fibra óptica, pela independência em relação ao estado da polarização do sinal recebido, por sua ampla largura da faixa e pelo seu comportamento livre de efeitos de diafonia. Até recentemente os amplificadores a semiconductor foram pouco utilizados por causa do seu custo de fabricação, da dificuldade de acoplamento com a fibra e de sua sensibilidade aos estado de polarização e do alto nível de diafonia apresentados. A figura 2.2 apresenta um amplificador fotônico com duas entradas e uma saída. Com um sinal de entrada fraco, uma fonte de potência externa (potência de bombeamento) e um sinal na saída amplificado.

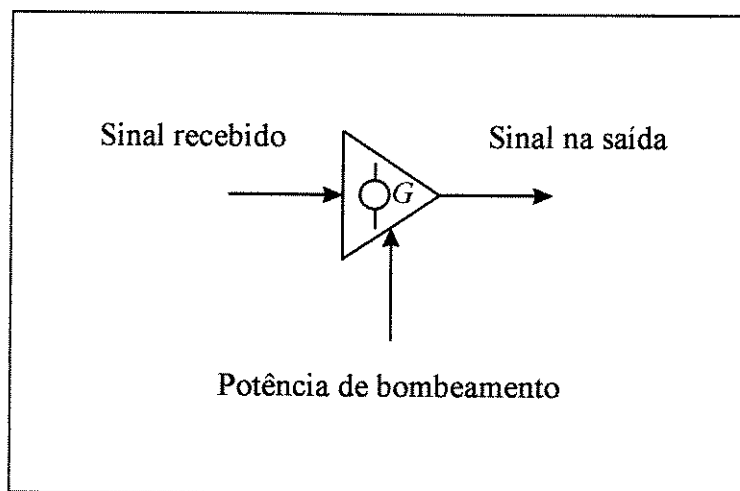


Figura 2.2 *Esquema simplificado do amplificador óptico.*

Existem basicamente três aplicações que amplificadores ópticos podem ter num sistema de comunicação por fibra óptica (figura 2.3):

- amplificador de potência (*booster*), quando um amplificador fotônico é instalado imediatamente depois do laser transmissor para aumentar o nível da potência transmitida para um nível de potência maior do que aquela que está disponível na saída do laser.
- amplificador de linha que substitui um repetidor, ou um regenerador, em um ou mais lugares entre o transmissor e receptor. A sua utilidade é compensar as perdas do sinal, ocorridas ao longo do caminho, devida à atenuação ou às perdas de inserção.
- pré-amplificação óptica na recepção. Como mostra-se em [1], [2], [4] o uso de um amplificador óptico na recepção permite aproximar o nível de detectabilidade do receptor de detecção direta das formas de recepção mais complexas, como por exemplo, um receptor heteródino.

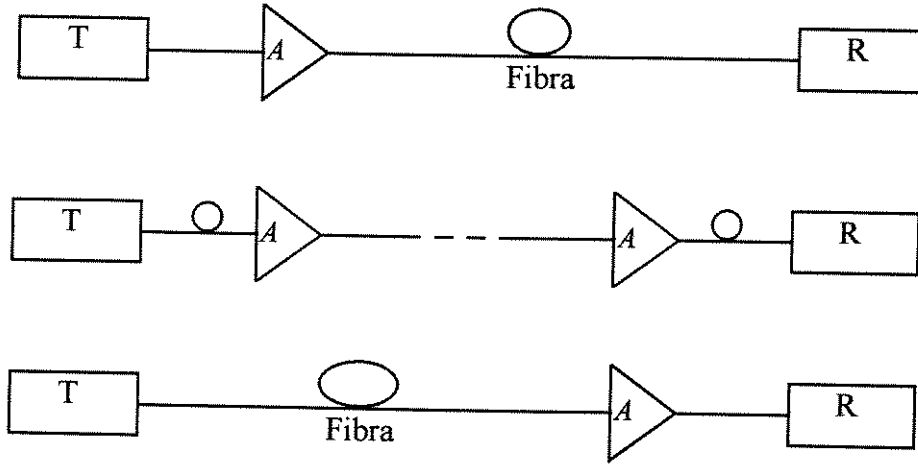


Figura 2.3 Possíveis aplicações dos amplificadores ópticos em sistemas de comunicações ópticas:
a) amplificador de potência; b) amplificador de linha; c) pré-amplificador óptico.

Um amplificador EDFA, consiste basicamente de uma seção de fibra dopada com érbio, um acoplador óptico 2x2 e uma fonte óptica de bombeio. Para melhorar o rendimento do dispositivo são utilizados também, um isolador óptico e um filtro óptico.

O ganho para os amplificadores EDFA é dado como [6]:

$$G = G_0 \exp \left((1 - G) P_{in} \left(\frac{G_0 \ln 2}{P_{sat} (G_0 - 2)} \right) \right) \quad (2.24)$$

onde P_{in} é a potência média de entrada, P_{sat} é a potência de saturação na saída do amplificador.

O processo de emissão de fótons com fase aleatória pelo decaimento espontâneo de elétrons do nível metaestável de um EDFA resulta no ruído ASE (Amplified Spontaneous Emission). A potência deste ruído é expressa por:

$$P_{ASE} = 2n_{sp}(G - 1)h\nu B_{o_{AO}} \quad (2.25)$$

onde $B_{o_{AO}}$ é o valor da banda óptica do dispositivo (AO), ν é a frequência do sinal, n_{sp} é o fator de emissão espontânea, h é a constante de Planck.

No esquema IM/DD com pré-amplificação óptica, para se minimizar os efeitos de ruído de emissão espontânea (ASE), usa-se um filtro óptico. Um filtro interferométrico de Fabry-Perot é constituído por uma cavidade ressonante formada por um meio óptico de expressura x , denominado etalon, colocado entre dois espelhos idênticos de refletividade R . Considerando-se que os espelhos possuem faces perfeitamente paralelas e livres de defeitos, que suas refletividades são constantes e o etalon não é dispersivo para a faixa óptica de interesse, de [7] temos que a função de transferência em campo do filtro de Fabry - Perot em função da frequência do sinal é dada por :

$$H_{FP}(f) = \frac{T}{1 - R \exp\left(j2\pi \frac{f - f_c}{FSR}\right)} \quad (2.26)$$

onde T é a transmitância do filtro, R a sua reflectância e f_c é a frequência central na qual o filtro está ajustado. FSR (*Free Spectral Range*) é a faixa de espectro livre, ou seja, é a faixa óptica existente entre um dado comprimento de onda e seu múltiplo. O FSR pode ser definido como

$$FSR = FWHM * F \quad (2.27)$$

onde FWHM é a faixa de largura a meia altura do sinal (Full Width at Half Maximum) que corresponde a faixa de 3 dB do filtro óptico. F é a finesse em função da reflectividade R e corresponde a

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1 - R} \quad (2.28)$$

Da equação (2.26) podemos ver que a função de transferência do filtro Fabry-Perot é uma função periódica, ou função Airy, centrada em f_c e com periodicidade dada por FSR.

O ponto mais importante na análise de desempenho do sistema de detecção direta com amplificação óptica é a contaminação do sinal amplificado pelo ruído de emissão espontânea (ruído

ASE) gerado pelo amplificador óptico. Como resultado disso, o sinal amplificado é mais ruidoso do que o sinal na entrada do amplificador óptico. Neste caso a relação sinal/ruído (SNR) no circuito de decisão é mais baixa. O baixo valor de SNR resulta numa alta probabilidade de erro (BER). Nesta seção apresentam-se os cálculos da relação sinal/ruído e da probabilidade de erro para os sistemas de detecção direta com pré -amplificador óptico.

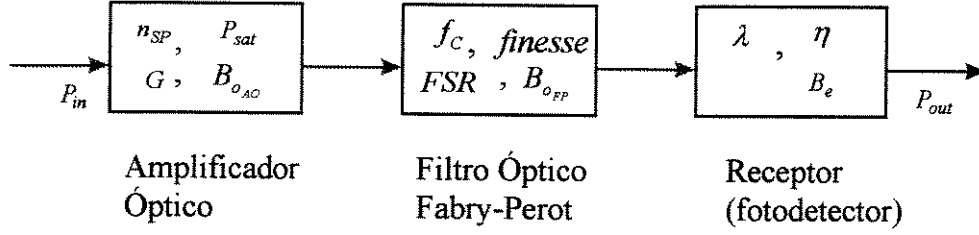


Figura 2.4 Modelo de receptor com pré-amplificador óptico.

Quando tem-se a presença de um pré - amplificador óptico, o ruído de emissão espontânea (ASE) ocasiona o aparecimento de novas fontes de ruído de batimento, com as componentes dadas por [8]:

$$\sigma_{SHOT}^2 = 2q \left[\frac{\eta q}{h\nu} \left(GP_{in} + 2n_{sp}(G-1)h\nu B_{o_{AO}} \right) \right] B_e \quad (2.29)$$

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = 4 \left(\frac{\eta q}{h\nu} \right)^2 n_{sp}^2 (G-1)^2 (h\nu)^2 B_{o_{FP}} B_e \quad (2.30)$$

$$\sigma_{SIG-ASE}^2 = 4 \left(\frac{\eta q}{h\nu} \right)^2 GP_{in} n_{sp} (G-1) h\nu B_e \quad (2.31)$$

$$\sigma_{SHOT-ASE}^2 = 4q \left(\frac{\eta q}{h\nu} \right) n_{sp} (G-1) h\nu B_{o_{FP}} B_e \quad (2.32)$$

onde B_e é a largura de faixa elétrica do receptor, $B_{o_{FP}}$ é a largura de faixa do filtro óptico posicionado na entrada do receptor.

A comparação das equações (2.29) e (2.31) mostra que σ_{SHOT}^2 pode ser desconsiderado quando comparado com $\sigma_{SIG-ASE}^2$, pois a componente *sinal - ASE* é $\frac{\eta q}{h\nu} G$ vezes maior do que a componente *shot-ASE*. Da mesma maneira, a comparação de (2.30) e (2.32) mostra, que a componente $\sigma_{SHOT-ASE}^2$ pode ser negligenciada, quando é comparada com $\sigma_{ASE-ASE}^2$. Podemos simplificar as equações (2.30) e (2.31). Neste caso tem-se:

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = 4 \eta^2 q^2 n_{sp}^2 (G - 1)^2 B_{opp} B_e \quad (2.33)$$

$$\sigma_{SIG-ASE}^2 = 4 \frac{\eta^2 q^2}{h\nu} P_{in} n_{sp} G (G - 1) B_e \quad (2.34)$$

As correntes do ruído no caso de transmissão bit “1” e “0” são então dadas por:

$$\sigma_1 = (\sigma_{SIG-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2)^{1/2} \quad (2.35)$$

$$\sigma_0 = \sigma_{ASE-ASE} \quad (2.36)$$

No caso da recepção com pré-amplificação óptica tem-se [1], [9-10]:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{G \mathcal{R} P_{in}}{\sigma_0 + \sigma_1} \right) \end{aligned} \quad (2.37)$$

a expressão para probabilidade de erro fica igual a:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{G \frac{q}{h\nu} P_{in}}{\sigma_{ASE-ASE} + \sqrt{\sigma_{SIG-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2}} \right) \quad (2.38)$$

2.4 Cálculo de desempenho

O critério de desempenho usado para avaliar os receptores digitais é a probabilidade de erro, que é uma função da relação sinal/ruído. Define-se a sensibilidade do receptor como a potência média mínima recebida, necessária para manter o sistema operando com uma certa probabilidade de erro. No nosso caso fixamos essa probabilidade de erro em 10^{-12} . A probabilidade de erro depende da função densidade de probabilidade dos ruídos. No caso utilizado aqui todos os ruídos, tais como o ruído térmico, o ruído quântico, o ruído de avalanche e o ruído devido à corrente de escuro, são considerados gaussianos. Como o nível do ruído depende do nível do sinal recebido, a variância do ruído é diferente para os pulsos “1” e “0” do sinal. Para simplificar o cálculo da probabilidade de erro assume-se que os bits “1” e “0” ocorrem com igual probabilidade (1/2), e que nenhuma potência é transmitida durante o pulso “0”.

Neste caso a probabilidade de erro com ajuste ótimo no nível de limiar é definida como [9-10]:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\left(\sigma_{th} + \sqrt{\sigma_{th}^2 + \sigma_{sh}^2} \right)} \right) \end{aligned} \quad (2.39)$$

onde I_1 e I_0 são os valores médios do sinal, σ_1 é a variância total de ruído de corrente quando o pulso transmitido é “1”, σ_0 é a variância total de ruído de corrente quando o pulso transmitido é “0”, σ_{th} é a variância do ruído térmico, σ_{sh} é a variância do ruído shot. A função de erro complementar $\operatorname{erfc}(x)$ é definida em termos da função de erro $\operatorname{erf}(x)$.

Com fotodiodos PIN o ruído balístico é geralmente dominado pelo ruído térmico na entrada do pré amplificador. A idéia do fotodiodo de avalanche é a mesma das antigas válvulas fotomultiplicadoras que faziam uso do efeito de emissão secundária. Neste dispositivo, a multiplicação dos portadores é obtida quando os elétrons ou buracos gerados pelo processo foto-elétrico ganham energia cinética (acelerado pelo campo elétrico) suficiente para libertar elétrons ligados à rede, no processo de colisão com a rede. Esta colisão, chamada de impacto de ionização, cria um novo par de elétron-lacuna, que

por sua vez é acelerado no campo elétrico. Estes portadores gerados pelas colisões, ganham energia suficiente e produzem novas colisões, criando outros pares, num processo de avalanche. No total, o número de portadores criados é finito e proporcional ao número de portadores injetados pela fotocorrente.

Os receptores ópticos, que empregam um fotodiodo de avalanche em vez de um fotodiodo PIN, fornecem uma relação SNR mais alta para o mesmo valor de potência óptica incidente. Como pode ser visto, a detecção direta com fotodiodo APD é muito mais próxima ao limite quântico do que os receptores com fotodiodo PIN embora 14 dB inferior a ele [limite quântico].

2.5 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se o modelo do receptor de detecção direta com e sem amplificação óptica. O modelo proposto inclui também os modelos dos ruídos gerados no fotodiodo para um esquema IM/DD sem amplificação óptica, tais como: o ruído térmico, o ruído quântico, o ruído de avalanche, e o ruído devido à corrente de escuro. Apresentou-se duas configurações do pré-amplificador: o pré-amplificador de transimpedância e de alta-impedância. As fontes de ruído do amplificador são descritas pelas densidades espectrais do ruído e são consideradas gaussianas.

Para um esquema IM/DD com pré-amplificador óptico, o ruído de emissão espontânea (ASE) ocasiona o aparecimento de novas fontes de ruído de batimento, (componentes *ASE-ASE*, *sinál-ASE* e *shot-ASE*), cujas densidades espectrais estão apresentadas neste capítulo. A segunda parte do capítulo apresenta os modelos do cálculo de probabilidade de erro para o sistema IM/DD sem amplificação óptica e para o sistema IM/DD com amplificação óptica.

Referências Bibliográficas

- [1] Green, Jr. P. E., "*Fiber Optics Networks*", New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [2] Ramaswami, R., "Issues in Multi-Wavelength Optical Network Design", *Ph.D. thesis*, University of California, Berkeley, 1990.
- [3] Personick, S., "*Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication System, I and II*", vol 52, pp. 843-886, 1973.
- [4] Henmi, N., "Rayleigh Scattering Influence on Performance of 10 Gb/s Optical Receiver with Er-Doped Optical Fiber Preamplifier", *Photonic Tech. Lett*, vol.2, n.8, pp. 577-580, 1990.
- [5] Henry, P.S., "Error Rate Performance of Optical Amplifiers", *OFC'89 Tech. Digest*, p.170, Feb. 1989.
- [6] Keiser, G., "*Optical Fiber Communications*", McGraw Hill, Nova York, 1993
- [7] Messerschmitt, D.G., Liu, K., Tong, F.F. & Li, C., "Channel capacity optimization of chirp-limited dense WDM/WDMA systems using OOK/FSK modulation and optical filters", *J. of Lightwave Technology*, 10 (08), 1148-1160.
- [8] Olsson, N. A., "Lightwave Systems with Optical Amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, vol. LT- 7, p. 1071, 1989.
- [9] Okoshi, T., and Kikushi, K., "*Coherent Optical Fiber Communications*", Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988.
- [10] Agrawal, G. P., "*Fiber-Optic Communication Systems*", John Wiley & Sons, Inc., 1992.

Capítulo 3.

Princípios Básicos de Recepção Coerente.

3.1 Introdução

Um esquema alternativo à detecção direta é a utilização de detecção coerente, onde na recepção use-se um laser como oscilador local para misturar o sinal óptico recebido com o sinal óptico do oscilador local. Existem duas razões para utilizar-se da detecção coerente em sistemas de comunicação por fibras ópticas. Primeiro, a sensibilidade do receptor pode ser melhorada teoricamente em torno de 20 dB em comparação com os sistemas IM/DD, sem amplificação óptica [1-3]. Segundo, o uso de detecção coerente possibilita a demultiplexagem de sinais ópticos WDM [4]. Neste Capítulo apresenta-se a modelagem de vários esquemas de detecção coerente, implementados dentro da ambiente PC-SIMFO.

3.2 Princípios de Detecção Coerente.

O esquema básico de detecção coerente é apresentado na figura 3.1.

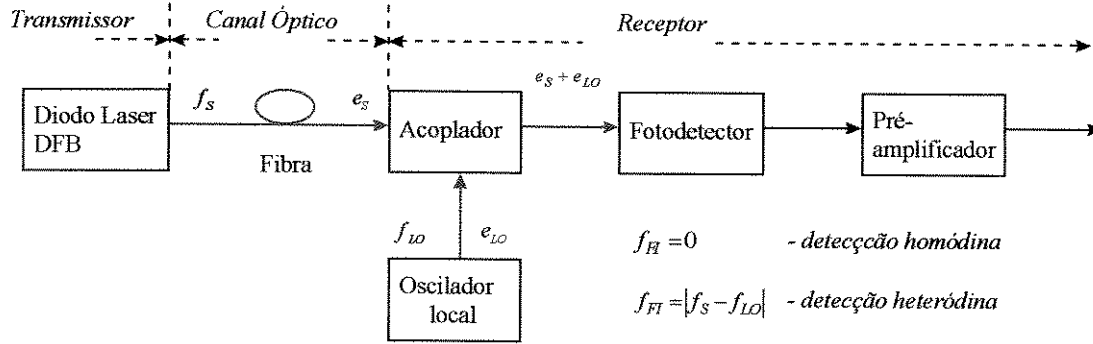


Figura 3.1 Esquema básico do sistema com detecção coerente.

O sinal óptico recebido é misturado com o sinal de um oscilador local e é detectado pelo fotodetector e em seguida pré - amplificado, como no caso de detecção direta.

O campo elétrico, e_s , do sinal óptico recebido é combinado com o campo elétrico do sinal óptico do oscilador local e_{LO} . O campo elétrico do sinal óptico recebido é dado por [4]:

$$e_s = E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1)$$

onde E_s é o valor de pico, ω_s é a frequência angular e ϕ_s é a fase do sinal óptico recebido.

O campo elétrico do sinal óptico do oscilador local, é dado por:

$$e_{LO} = E_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \phi_{LO}) \quad (3.2)$$

E_{LO} é o valor de pico, ω_{LO} é a frequência angular e ϕ_{LO} é a fase do sinal do oscilador local.

O fotodiodo produz uma corrente $i_p(t)$, que é proporcional a intensidade óptica:

$$i_p(t) = \Re |e_s + e_{LO}|^2 \quad (3.3)$$

$$i_p(t) = \Re \left[E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) + E_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \phi_{LO}) \right]^2 \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} i_p(t) = \Re \left[\frac{1}{2} E_s^2 + \frac{1}{2} E_s \cos 2(\omega_s t + \phi_s) + \frac{1}{2} E_{LO}^2 + \frac{1}{2} E_{LO} \cos 2(\omega_{LO} t + \phi_{LO}) \right. \\ \left. + E_s E_{LO} \cos(\omega_s t + \phi_s - \omega_{LO} t - \phi_{LO}) + E_s E_{LO} \cos(\omega_s t + \phi_s + \omega_{LO} t + \phi_{LO}) \right] \end{aligned} \quad (3.5)$$

As componentes de alta frequência ($2\omega_s$, $2\omega_{LO}$, $\omega_s + \omega_{LO}$) são filtradas pelos circuitos elétricos e podem ser desconsideradas. Tem-se então:

$$i_p(t) \approx \Re \left[\frac{1}{2} E_s^2 + \frac{1}{2} E_{LO}^2 + E_s E_{LO} \cos(\omega_s t - \omega_{LO} t + \phi_s - \phi_{LO}) \right] \quad (3.6)$$

Em termos de potência óptica tem-se:

$$i_p(t) = \Re \left[P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\omega_s t - \omega_{LO} t + \phi_s - \phi_{LO}) \right] \quad (3.7)$$

onde P_s e P_{LO} são as potências ópticas do sinal recebido e do oscilador local, respectivamente.

3.3 Detecção homódina.

A figura 3.2 mostra um diagrama de blocos de um sistema com receptor homódino. Nesta técnica, o valor da frequência do oscilador local coincide com o valor da frequência de portadora do sinal óptico recebido, de maneira que a frequência intermediária é igual a zero.

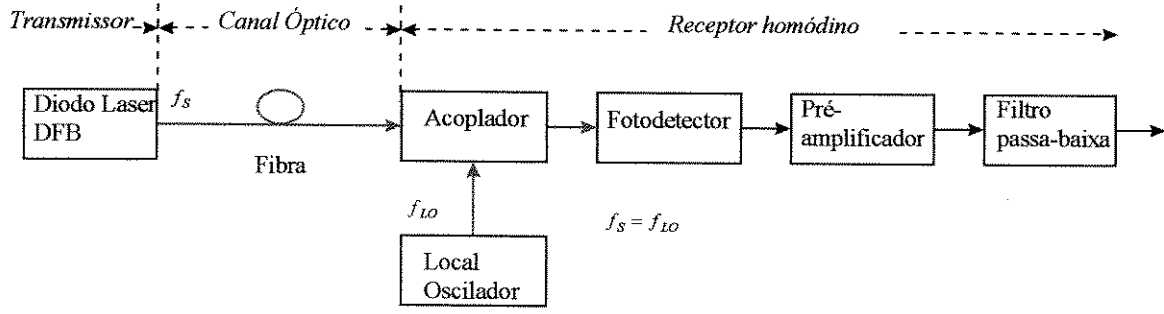


Figura 3.2 Diagrama em blocos do esquema com receptor homódino.

Da equação (3.7) temos que a corrente de fotodetecção é dada por [5]:

$$i_p(t) = \Re\left(P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO})\right) \quad (3.8)$$

Considerando-se o caso no qual a fase do sinal óptico do oscilador local coincide com a fase do sinal óptico recebido, de modo que $\phi_{LO} = \phi_s$ e $P_{LO} \gg P_s$, o sinal homódino é dado por [1], [5]:

$$i_p(t) = 2\Re\sqrt{P_s P_{LO}} \quad (3.9)$$

A vantagem de detecção homódina é evidente, se observamos, que a corrente do sinal para o caso de detecção direta é dada por $i_{dd}(t) = \Re P_s(t)$. Comparando com a detecção direta vemos que a potência média do sinal elétrico é aumentada pelo fator $\sqrt{4P_{LO}/P_s}$ com o uso do esquema homódino.

3.4 Detecção heteródina.

A figura 3.3 mostra um sistema com recepção heteródina.

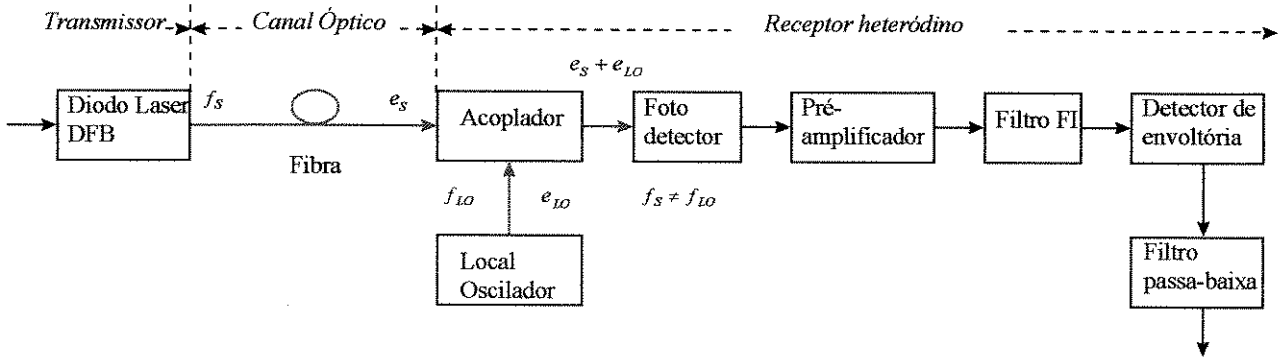


Figura 3.3. Diagrama em blocos do esquema com receptor heteródino.

No caso de detecção heteródina, a frequência angular do oscilador local ω_{FI} é diferente da frequência da portadora do sinal. A corrente de fotodetecção é dada por [1], [6]:

$$i_P(t) = \Re \left[P_S + P_{LO} + 2\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{FI} + \phi_S - \phi_{LO}) \right] \quad (3.10)$$

Fazendo $P_{LO} \gg P_S$, a componente **ac** da fotocorrente é dada por [6-7]:

$$i_{ac}(t) = 2\Re \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{FI} t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (3.11)$$

Assim, como no caso de detecção homódina, o sinal do oscilador local amplifica o sinal recebido, melhorando a relação sinal/ruído com isso. Um filtro FI é colocado depois de amplificador elétrico, seguido de um detector de envoltória que recupera o sinal modulante original.

3.5 Cálculo de desempenho.

No caso de recepção heteródina, quando no receptor utiliza-se um laser como oscilador local, a potência do sinal do oscilador local é muito maior do que a potência do sinal recebido ($P_{LO} \gg P_S$). Assumimos, assim, que a variância do ruído para bit transmitido “0” do sinal é igual à variância do ruído para bit transmitido “1” [1]:

$$\sigma_{H0}^2 = \sigma_{H1}^2 = \sigma_{HET}^2 \quad (3.12)$$

a probabilidade de erro no caso de detecção heteródina é dada por [1]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{I_{HET1}}{2\sqrt{2}\sigma_{HET}} \right) \quad (3.13)$$

onde I_{HET1} é o valor médio do sinal heteródino, σ_{HET} é a variância do ruído e são dados por:

$$I_{HET1} = 2\Re\sqrt{P_{LO}P_S} \quad (3.14)$$

$$\sigma_{HET}^2 = 2q\Re P_{LO}(2B) \quad (3.15)$$

No caso de recepção homódina, desde que a faixa é duas vezes menor, do que na recepção heteródina, a variância do ruído, é dada como [2], [8-9]:

$$\sigma_{HOM}^2 = \frac{\sigma_{HET}^2}{2} \quad (3.16)$$

$$\sigma_{HOM}^2 = 2q\Re P_{LO}B \quad (3.17)$$

e a probabilidade de erro para detecção homódina é dada como:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{I_{HOM1}}{2\sqrt{2}\sigma_{HOM}} \right) \quad (3.18)$$

onde

$$I_{HOM1} = 2\Re\sqrt{P_{LO}P_S} \cos \phi \quad (3.19)$$

onde ϕ é a diferença entre a fase do sinal recebido e a fase do oscilador local.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os princípios básicos e as vantagens, oferecidas com a implementação do esquema de detecção coerente. Apresentou-se os dois principais esquemas de detecção coerente: detecção homódina e detecção heteródina, implementados depois no ambiente PC-SIMFO. Apresentou-se também os modelos de cálculo de probabilidade de erro para dois tipos de detecção.

Referências Bibliográficas

- [1] Okoshi, T., and Kikushi, K., “*Coherent Optical Fiber Communications*” , Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988.
- [2] Okoshi, T., and Kikushi, K., “Heterodyne-type Optical Fiber Communications”, *J. Opt. Commun.*, vol.2, n.3, p.82-88, 1981.
- [3] Okoshi, T., “Heterodyne and Coherent Optical Fiber Communications: Recent Progress”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol MTT-30, n.8, pp.1138-1149, 1982
- [4] Senior, J. M., “*Optical Fiber Communications*”, London: Prentice-Hall , Inc., 1985
- [5] Agrawal, G. P., “*Fiber-Optic Communication Systems*”, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [6] Salz, J., “Modulation and Detection for Coherent Lightwave Communications”, *IEEE Communications Magazine*, vol.24, n.6, pp.38-49, June 1986.
- [7] Green, Jr.P.E., “*Fiber Optics Networks*”, New Jersey: Prentice Hall, Inc.,1993.
- [8] Salz, J., “Coherent Lightwave Communications”, *AT&T Jour. Quant.El.*, vol. QE-17, pp.919-935, June 1981.
- [9] Okoshi, T., Emura, K., Kikuchi, K., and Kesten, R.T., “Computation of Bit-Error Rate of Various Heterodyne and Coherent Type Optical Communication Schemens”, *J. Opt. Commun.*, vol.2, n.3, pp. 89-96, Sept., 1981.

Capítulo 4

Simulação de Receptores de Detecção Direta.

4.1 Introdução.

Neste capítulo apresenta-se os resultados obtidos com a simulação de um sistema óptico com modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD) com e sem pré-amplificação óptica. O desempenho dos receptores é obtido através da curva da taxa de erro em função da potência óptica média recebida. Procurou-se avaliar o desempenho do sistema quando são usados os fotodiodos PIN e APD. Os resultados de simulação foram obtidos utilizando-se um sinal digital binário do tipo NRZ com 24 pulsos, que representam todas as seqüências de comprimento três. O número total de amostras foi de 1024. Como o objetivo era avaliar o desempenho de receptores, o efeito dispersivo da fibra óptica não foi levado em consideração. Os valores dos parâmetros de cada componente são apresentados no anexo A.

4.2 Esquema IM/DD sem amplificação óptica.

O sistema simulado é apresentado na figura 4.1.

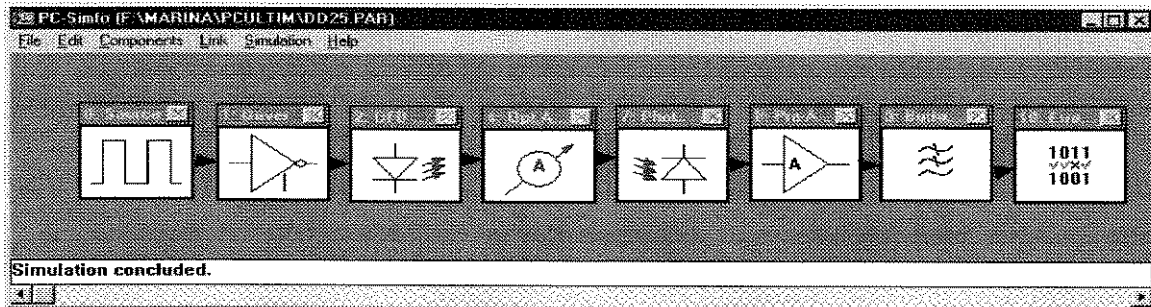
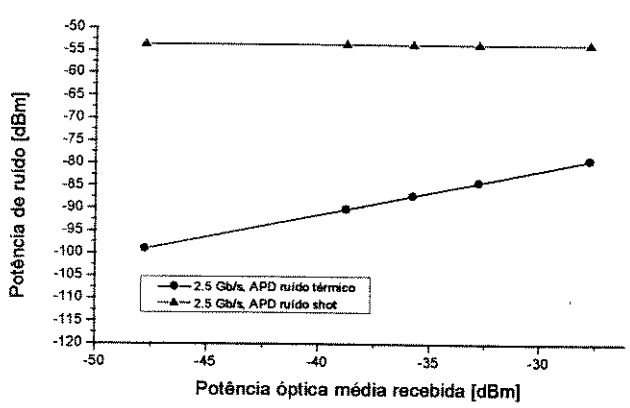
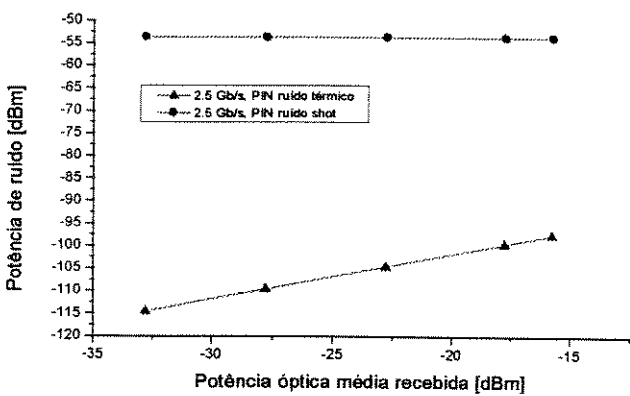


Figura 4.1 Esquema IM/DD sem amplificação óptica simulado.

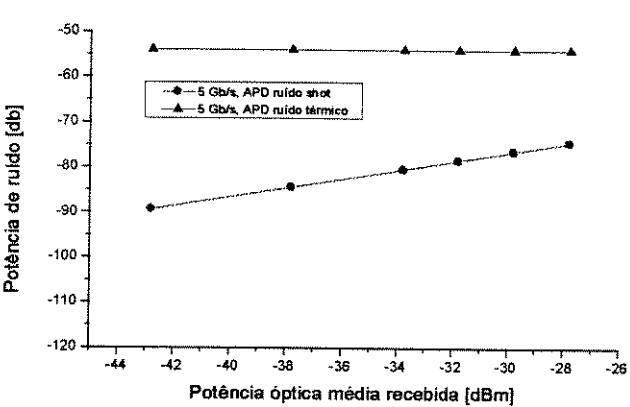
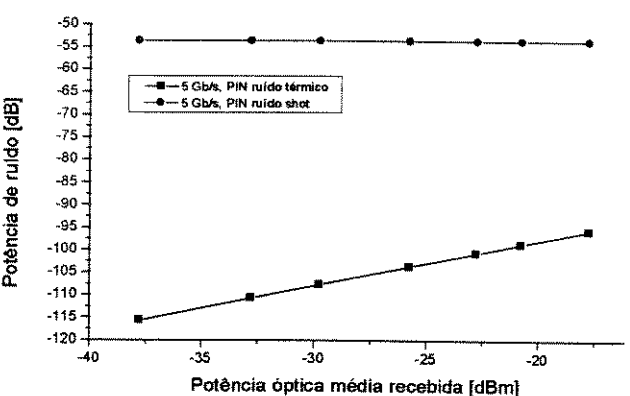
As figuras 4.2, 4.3 e 4.4 apresentam os resultados obtidos com simulação. De acordo com a figura 4.2, podemos observar, que o ruído térmico permanece o mesmo para os receptores PIN e APD, pois a origem dele está nos componentes eletrônicos que seguem o fotodiodo.

Verifica-se pela figura 4.3 (relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida), que para todas as taxas de transmissão (2,5, 5,0 e 10 Gb/s) o uso de fotodiodo de avalanche aumenta a relação sinal/ruído.

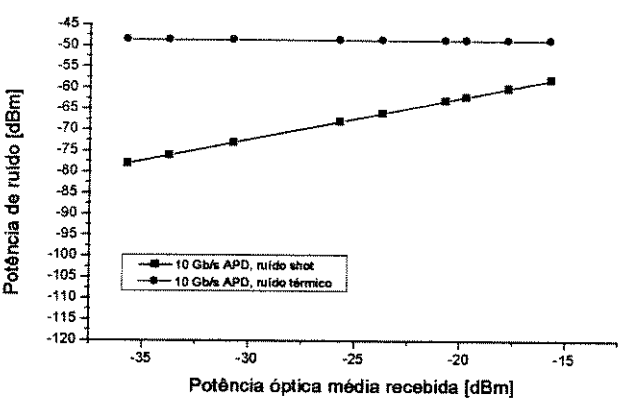
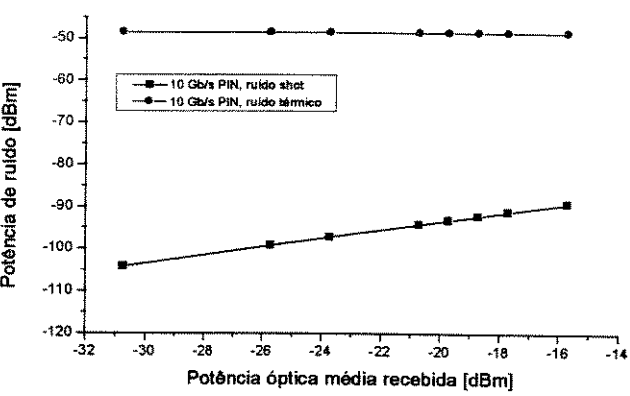
Na figura 4.4, (probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida), mostra-se, que o receptor com fotodiodo de APD apresenta o melhor desempenho, melhorando a sensibilidade de aproximadamente 6-8 dB com relação ao receptor com fotodiodo PIN. Não foi feito um estudo sobre o ganho ótimo do fotodiodo APD. O ganho médio do APD usado para a nossa simulação foi de 6. Esta melhoria de sensibilidade é evidenciada para as taxas de transmissão simuladas, ou seja, 2,5, 5,0 e 10 Gb/s.



a)

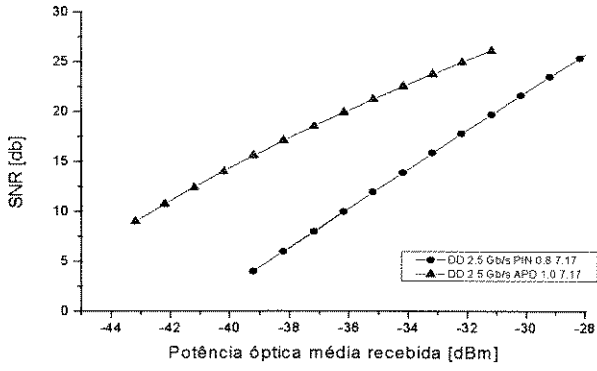


b)

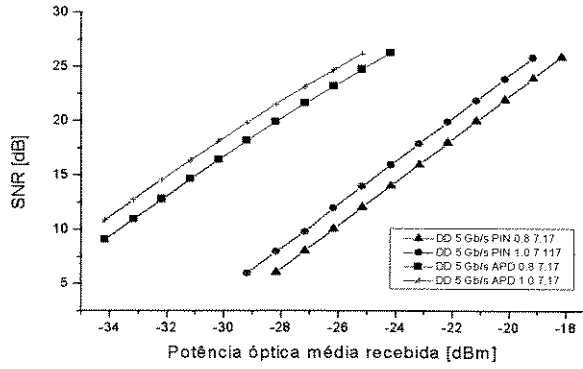
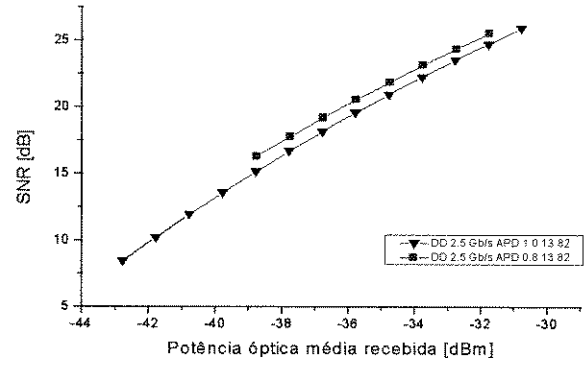


c)

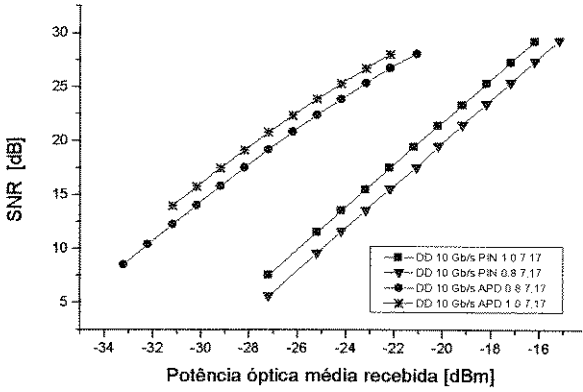
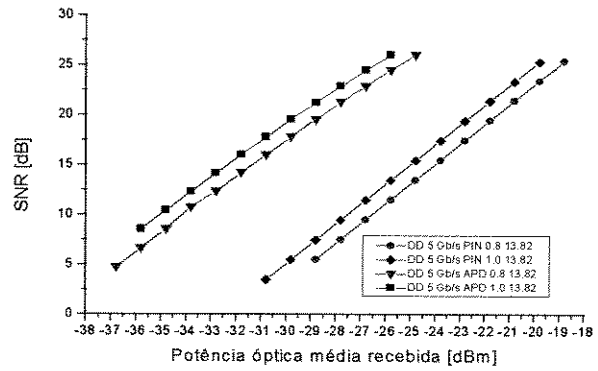
Figura 4.2 *Curvas de potência de ruído vs. potência óptica média recebida para o sistema IM/DD sem amplificação óptica, eficiência quântica $\eta=0,8$, para fotodiodos PIN e APD, taxa de transmissão de: a) 2,5 Gb/s; b) 5 Gb/s; c) 10 Gb/s.*



a)



b)



c)

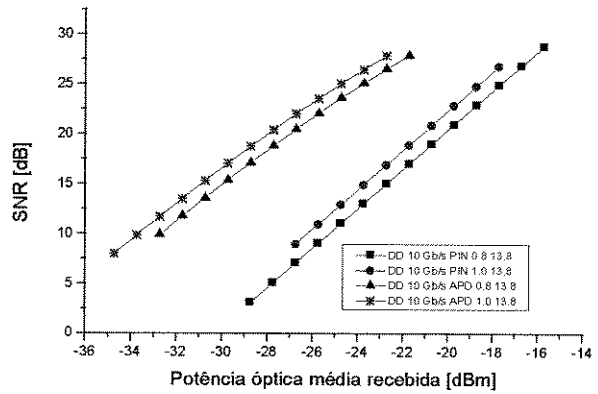


Figura 4.3 Curvas de relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para o sistema IM/DD sem amplificação óptica, com fotodiodos PIN e APD, eficiência quântica $\eta=0,8$ e $\eta=1,0$ (caso ideal), para taxas de transmissão de: a) 2,5 Gb/s; b) 5 Gb/s; c) 10 Gb/s.

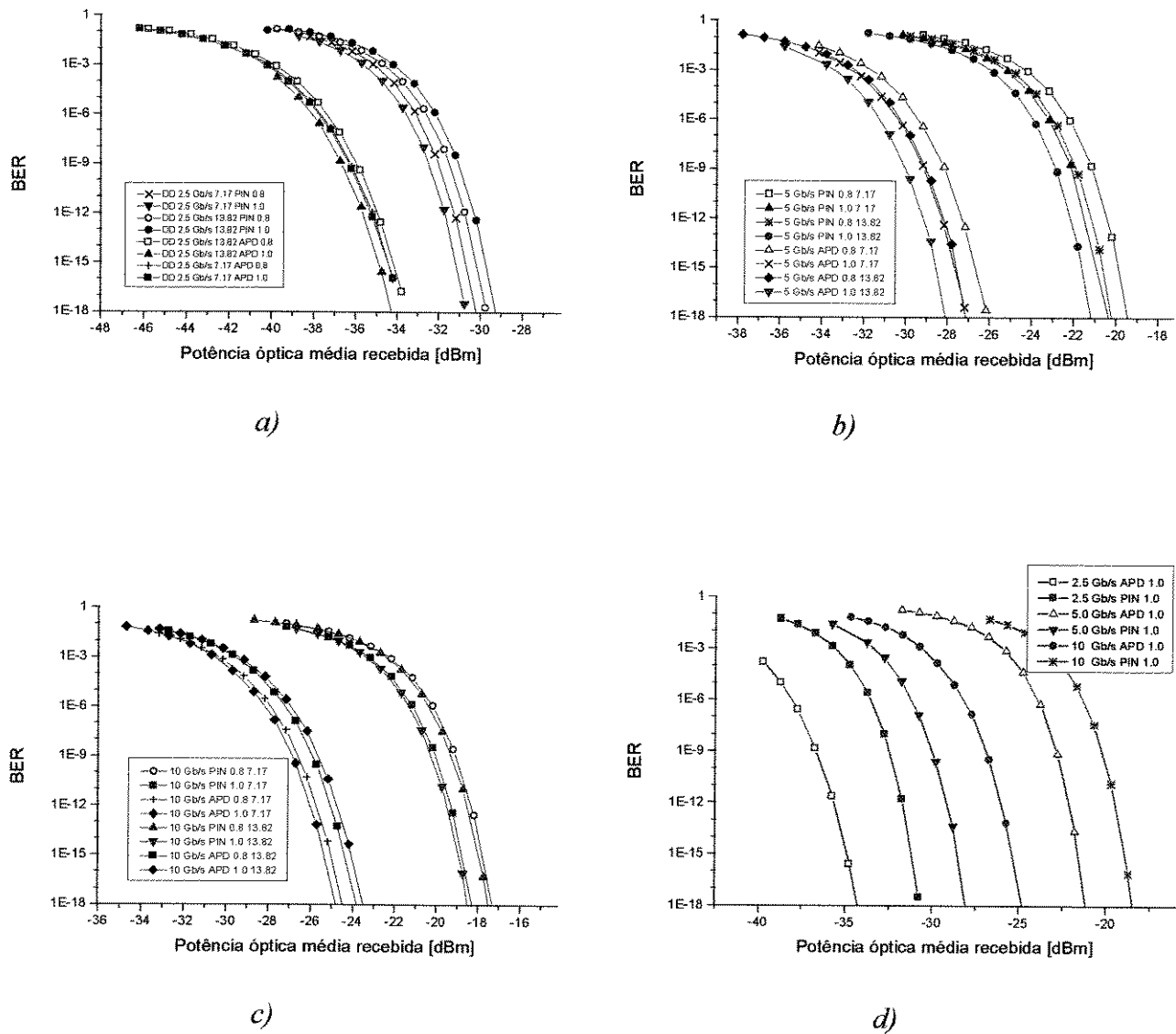


Figura 4.4 Curvas de probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD sem amplificação óptica: a) para taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, fotodiodos PIN e APD com a eficiência quântica $\eta=1,0$, $\eta=0,8$; b) para taxa de transmissão de 5 Gb/s, fotodiodos PIN e APD com $\eta=1,0$ e $\eta=0,8$; c) para taxa de transmissão de 10 Gb/s, PIN e APD com $\eta=1,0$ e $\eta=0,8$; d) para taxas de transmissão de 2,5, 5 e 10 Gb/s, fotodiodos PIN e APD com a eficiência quântica $\eta=1,0$ (caso ideal).

4.3 Esquema IM/DD com pré - amplificação óptica.

A figura 4.5 mostra o esquema simulado.

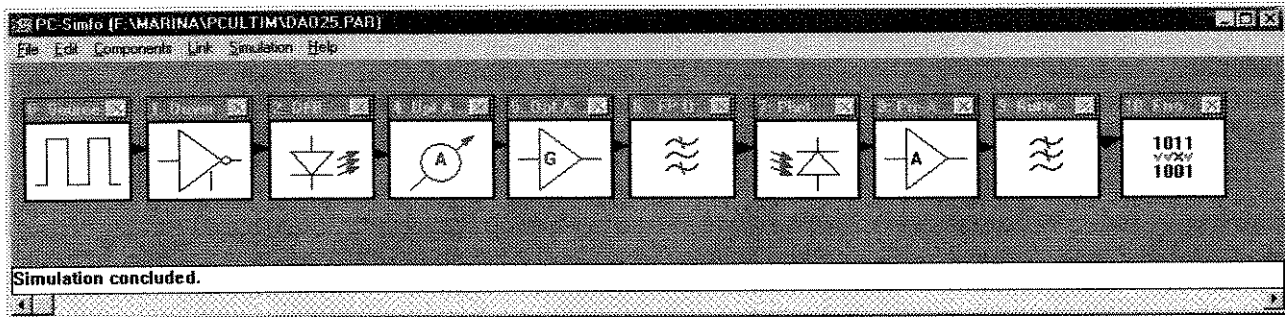


Figura 4.5 Esquema IM/DD simulado com pré-amplificador óptico

O receptor é formado por um pré-amplificador óptico, um filtro óptico sintonizável do tipo Fabry-Perot e pelo receptor básico analisado anteriormente. Foram levantados os gráficos dos componentes de ruído do amplificador óptico vs. potência óptica média na entrada do bloco receptor para para três taxas de transmissão distintas: 2,5, 5,0 e 10 Gb/s para fotodiodo PIN (figuras 4.6 a, 4.8 a e 4.10 a) e para fotodiodo APD (figuras 4.6 b, 4.8 b e 4.10 b).

Podemos observar pelos gráficos que tanto para fotodiodo PIN quanto para fotodiodo APD, as componentes do ruído dominantes são *signal-ASE* e *ASE-ASE*. Os valores dos componentes de ruído de batimento *signal-ASE* e *shot-signal* dependem do valor de potência óptica média na entrada do receptor, o que não acontece com as componentes *ASE-ASE* e *shot-ASE*, que permanecem os mesmos.

As figuras 4.7 a, b mostram que as curvas de relação sinal/ruído e probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para taxa de 2,5 Gb/s, para fotodiodos PIN e APD são semelhantes. Para as taxas de transmissão de 5,0 e 10 Gb/s, verifica-se que os receptores APD apresentam um melhor desempenho do que os receptores PIN, (figuras 4.9, 4.11).

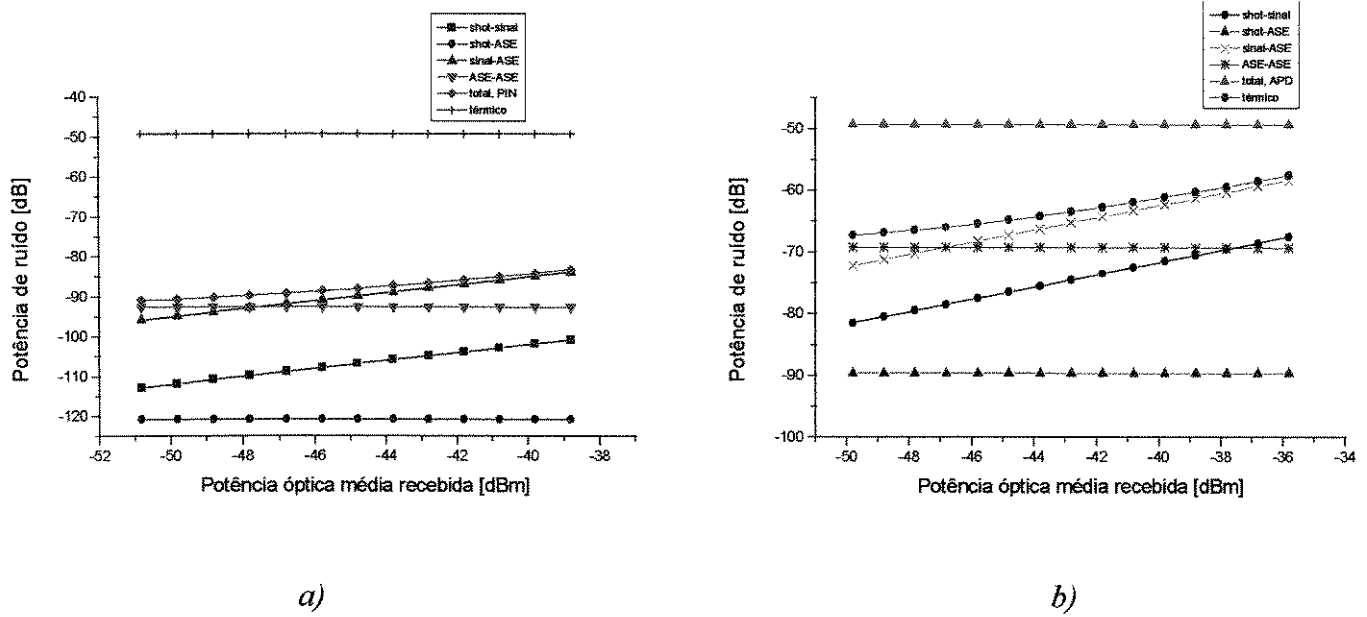


Figura 4.6 a) Potência de ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com amplificação óptica (AO), taxa de transmissão de 2,5 Gb/s para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.

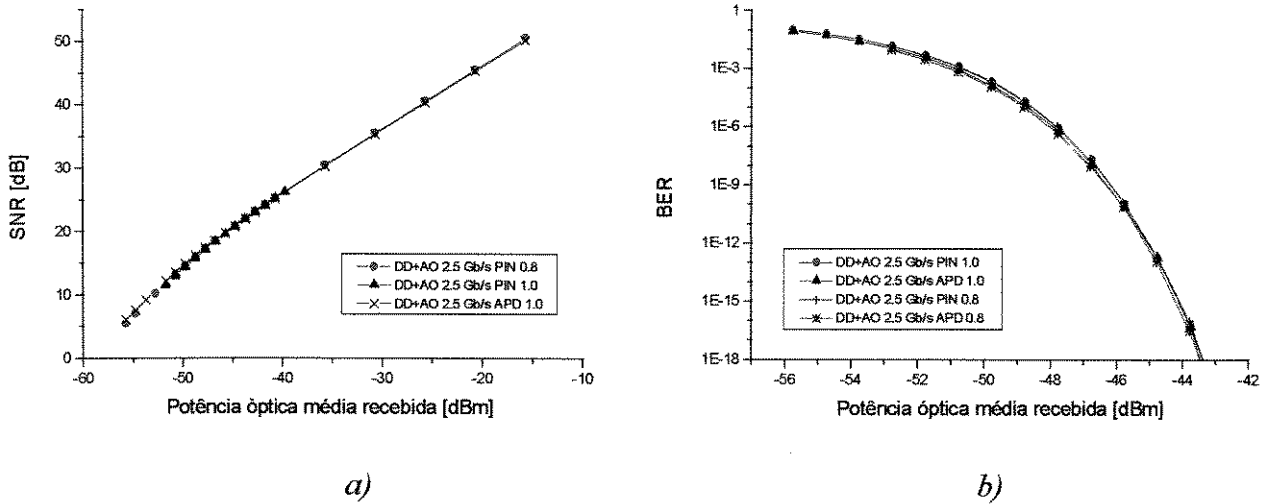
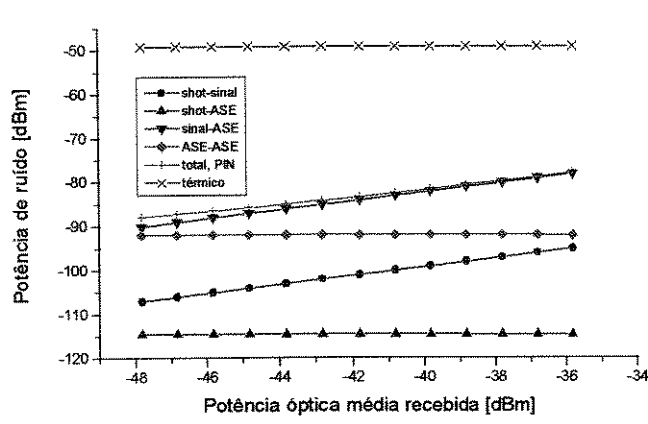
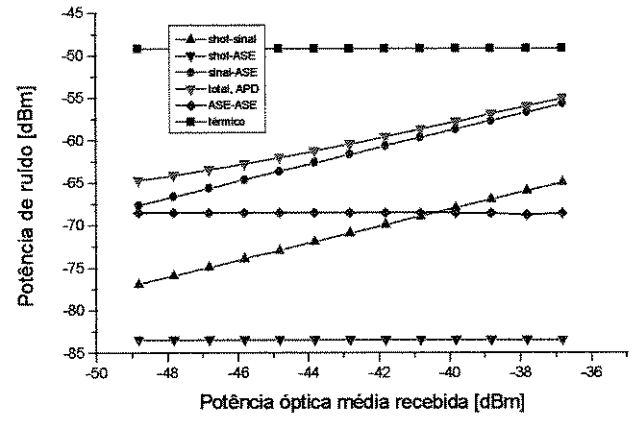


Figura 4.7 a) Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO, para fotodiodo PIN e APD; b) probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO para fotodiodos PIN e APD, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s.

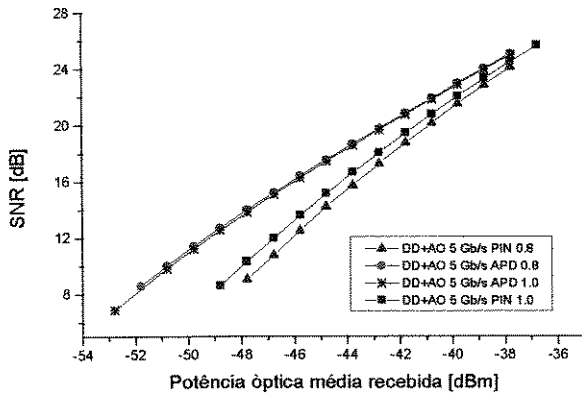


a)

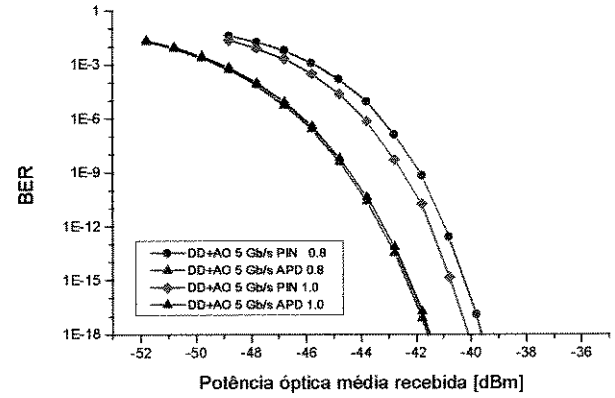


b)

Figura 4.8 a) Ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com amplificação óptica (AO), taxa de transmissão de 5 Gb/s para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.

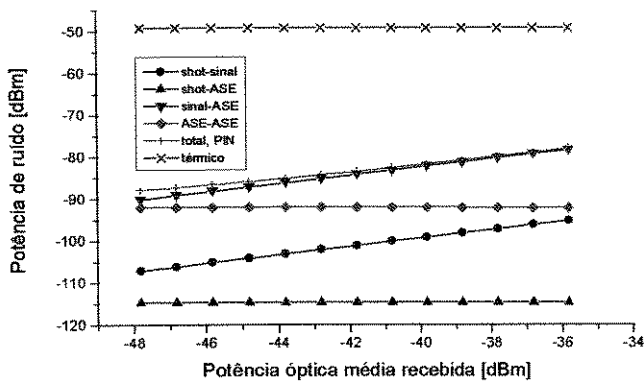


a)

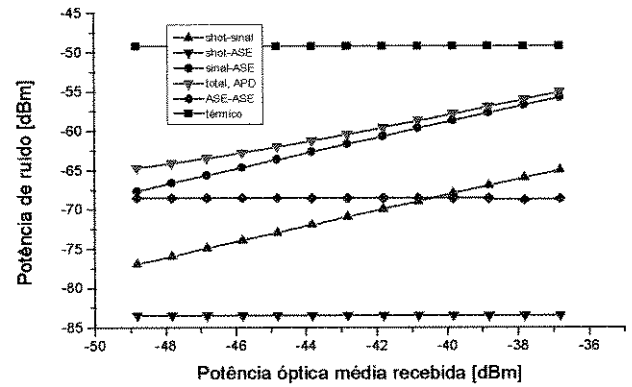


b)

Figura 4.9 a) Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO; b) probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO para fotodiodos PIN e APD, taxa de transmissão de 5 Gb/s.

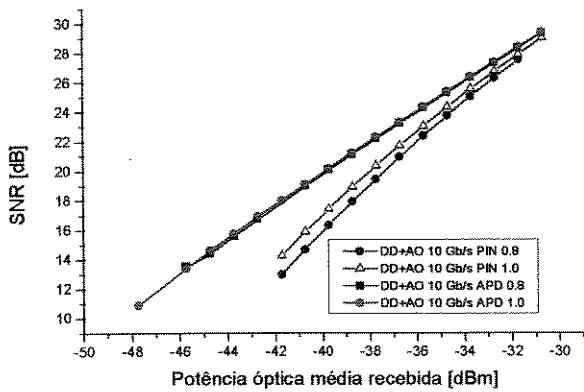


a)

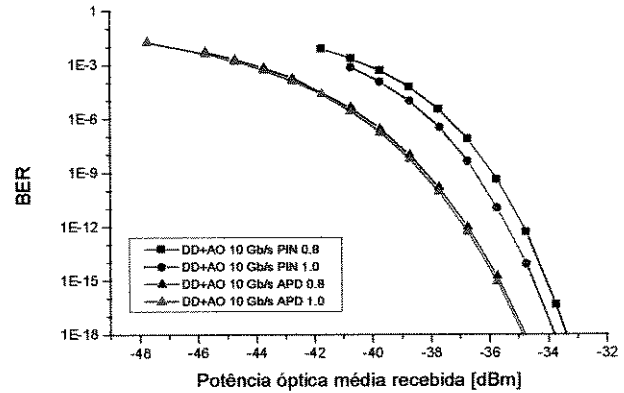


b)

Figura 4.10 a) *Potência de ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com amplificação óptica (AO), taxa de transmissão de 10 Gb/s, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.*



a)



b)

Figura 4.11 a) *Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO; b) probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquema IM/DD com AO para fotodiodos PIN e APD, taxa de transmissão de 10 Gb/s.*

4.4 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se os resultados de simulação dos sistemas ópticos do tipo IM/DD com e sem pré-amplificação óptica em termos da probabilidade de erro e da relação sinal/ruído em função da potência óptica média recebida. As melhores curvas de desempenho, obtidas para três taxas de transmissão 2,5 Gb/s, 5 Gb/s e 10 Gb/s e para esquema IM/DD com e sem pré-amplificação óptica estão apresentados nas figuras 4.12, 4.13 e 4.14 respectivamente.

A figura 4.12 mostra os resultados da simulação para o esquema IM/DD com e sem pré-amplificação óptica para uma taxa de transmissão de 2,5 Gb/s e para os fotodiodos PIN e APD. Verifica-se pela figura 4.12 a, que para o esquema IM/DD sem AO o uso do fotodiodo de avalanche melhora a sensibilidade do receptor em aproximadamente 5 dB, enquanto que para o esquema com pré-amplificação óptica ambos os sistemas oferecem o mesmo desempenho.

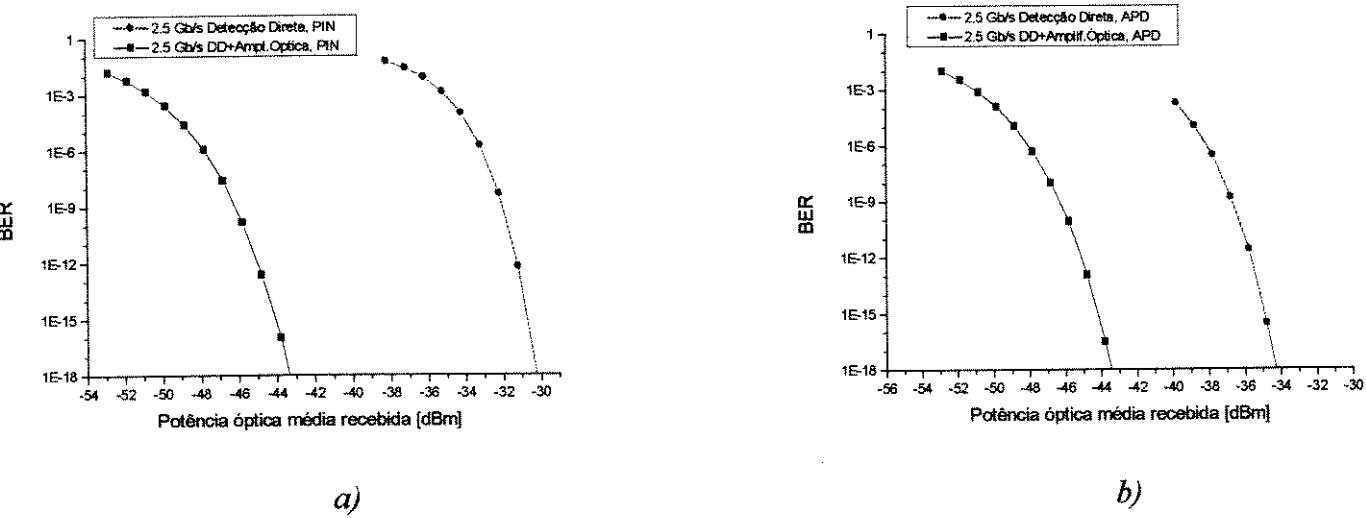


Figura 4.12 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 2.5 Gb/s, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.

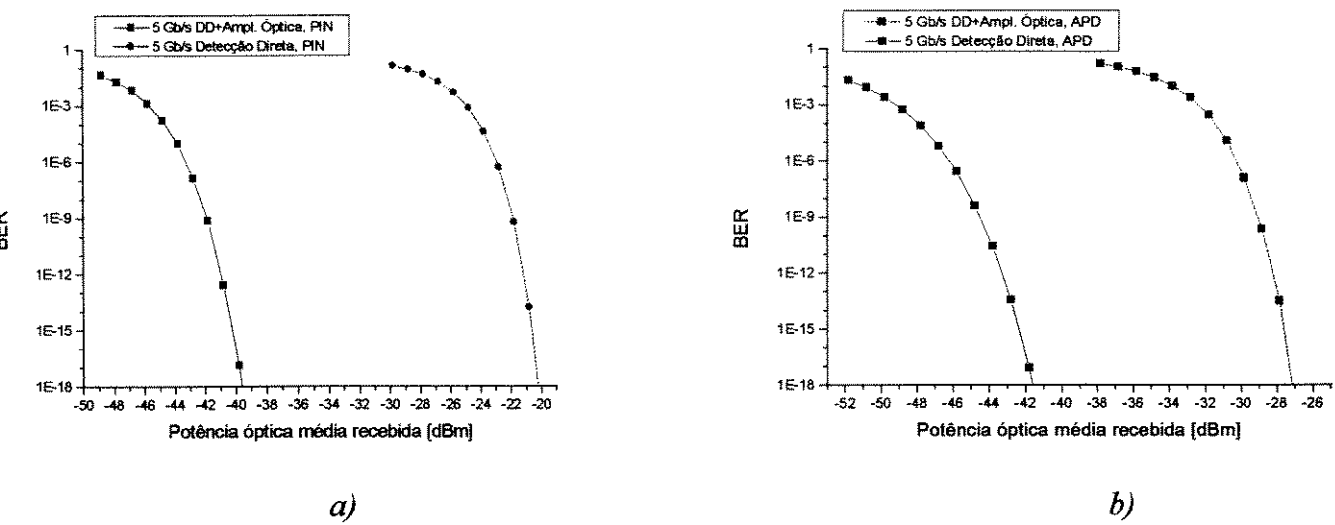


Figura 4.13 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.

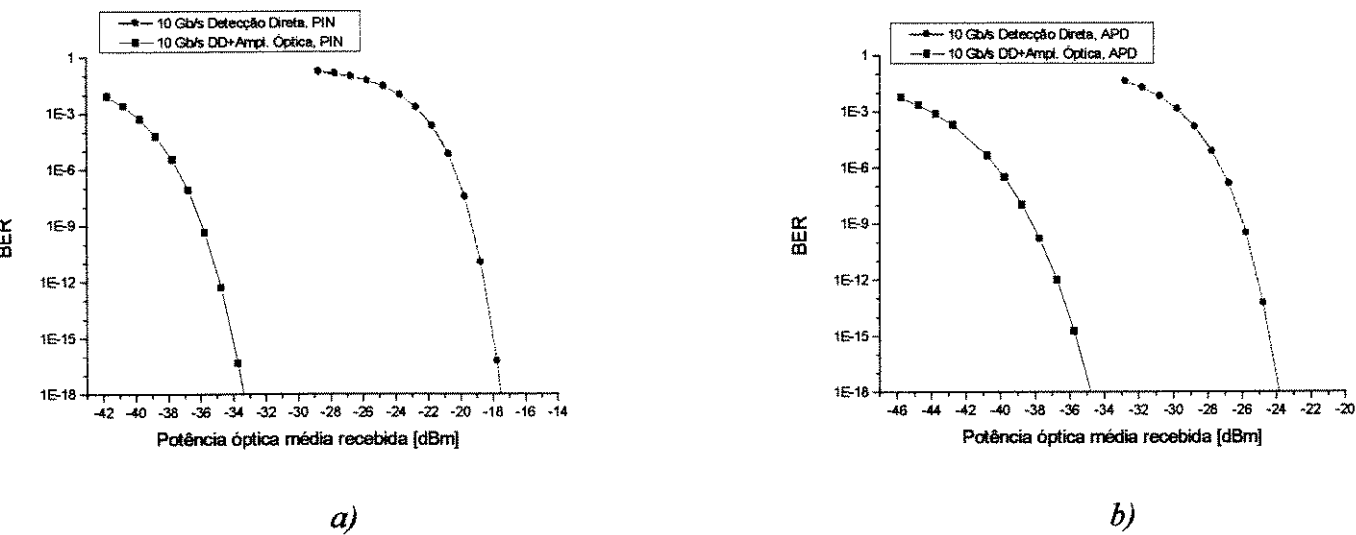


Figura 4.14 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para esquemas de Detecção Direta simulados, taxa de transmissão de 10 Gb/s, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.

A figura 4.13 mostra os resultados da simulação para os esquemas de detecção direta com e sem pré-amplificação óptica para uma taxa de transmissão de 5 Gb/s para os fotodiodos PIN e APD. Verifica-se pela figura 4.13 b, que para o esquema IM/DD sem AO o uso do fotodiodo de avalanche melhora a sensibilidade do receptor em aproximadamente 7 dB, enquanto que para o esquema com pré-amplificação óptica a diferença entre os dois sistemas está em torno de 2 dB.

Pela figura 4.14 podemos verificar que para uma taxa de transmissão de 10 Gb/s e esquema sem pré-amplificação óptica o uso do fotodiodo de avalanche melhora a sensibilidade do receptor em aproximadamente 6 dB, enquanto que para o esquema com pré-amplificação óptica essa diferença diminui até 2 dB.

Capítulo 5

Simulação de Receptores Ópticos Coerentes.

5.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se os resultados da simulação dos receptores coerentes, com detecção homódina e heteródina. São apresentados resultados para o caso de receptores balanceados e não balanceados. Os valores dos parâmetros dos componentes são apresentados no anexo A. O desempenho do receptor foi obtido através das curvas de relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida, e probabilidade de erros vs. potência óptica média recebida. As medidas foram realizadas mantendo-se a potência do oscilador local fixa e variando a potência óptica média recebida. Foram levantados os gráficos de relação sinal/ruído e da probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida, para várias taxas de transmissão.

5.2 Simulação de Receptores Homódinos

A figura 5.1 apresenta o esquema de uma detecção homódina não balanceada.

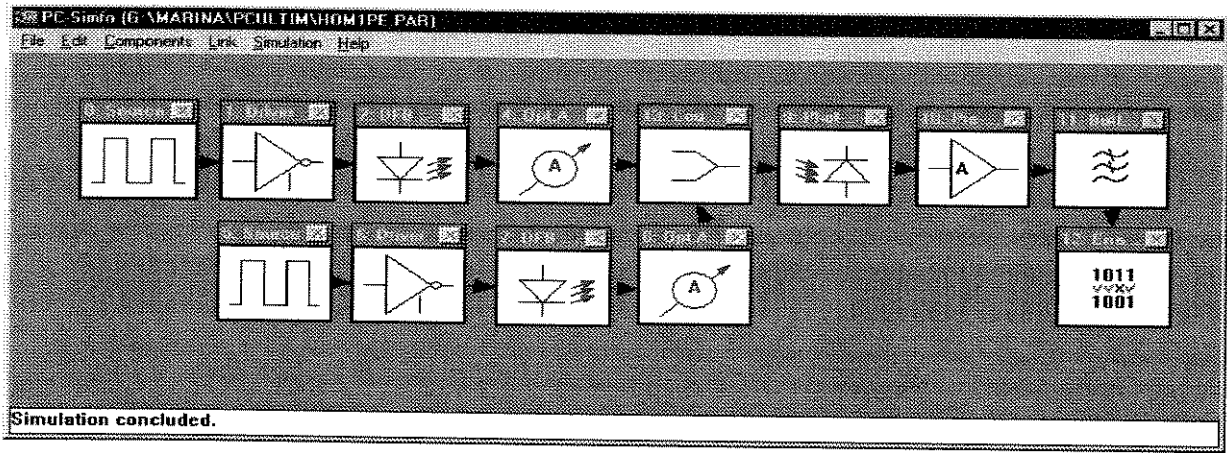


Figura 5.1 Esquema de detecção homódina não balanceada.

No caso de recepção homódina, o laser transmissor e o laser do oscilador local são operados no mesmo comprimento de onda, que em nosso caso é igual a $1,55\text{ }\mu\text{m}$. As figuras 5.2 a, b mostram que o uso do fotodiodo APD no caso de esquema homódino, melhora a relação sinal/ruído quando comparado ao esquema com fotodiodo PIN. Observa-se pelos gráficos da figura 5.2 c, d, que o receptor homódino apresentou pior desempenho do que os receptores de detecção direta analisados anteriormente, por causa da não estabilidade da frequência e da fase dos lasers DFB monomodo.

Para melhorar a eficiência do esquema anterior, usa-se detecção balanceada. A figura 5.3 apresenta o esquema de um receptor óptico homódino balanceado.

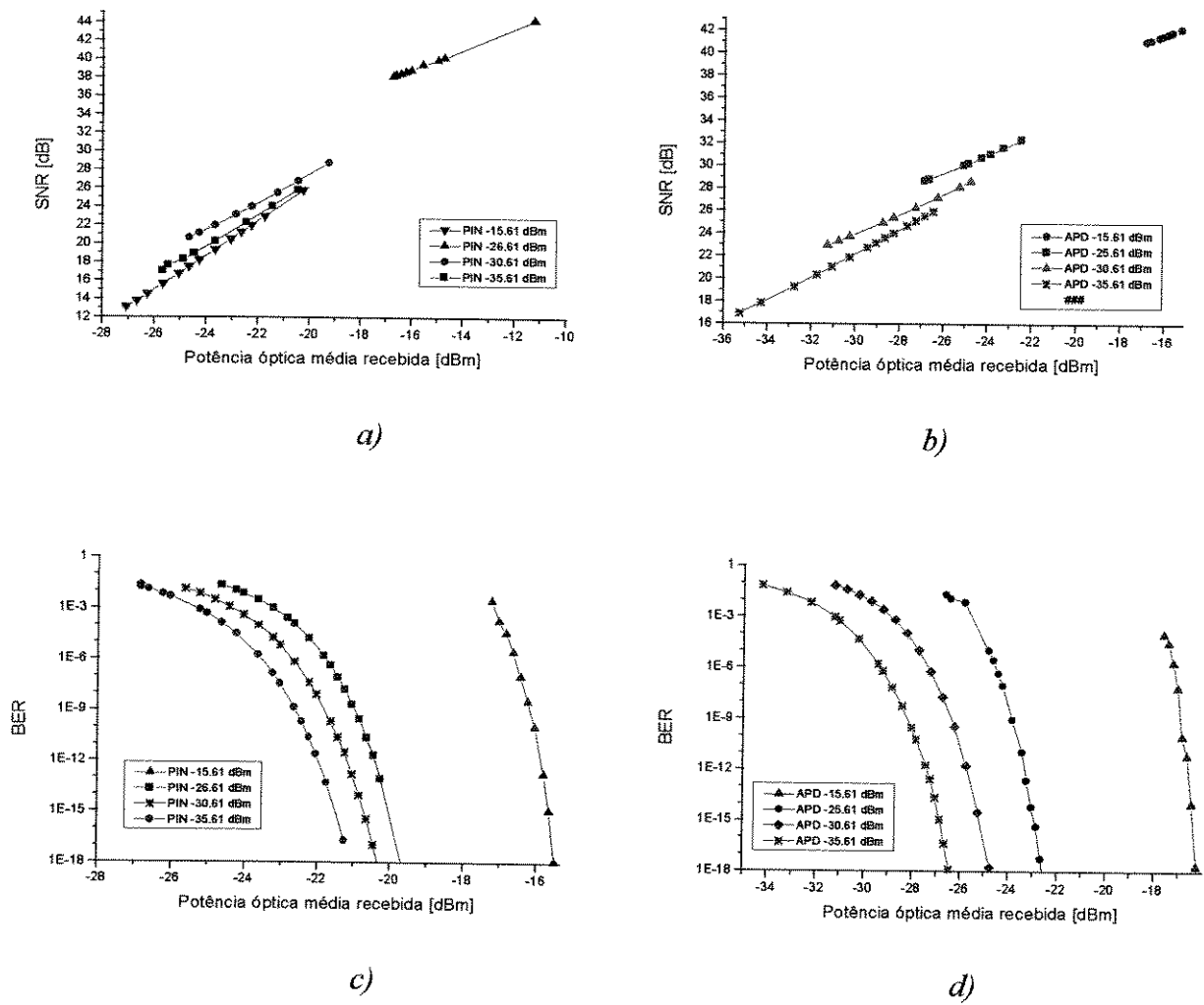


Figura 5.2 *Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para esquema de detecção homódina não balanceado, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, potência do oscilador local fixa e a potência do sinal recebido variável, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida, para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD.*

Para melhorar a eficiência do esquema anterior, usa-se detecção balanceada. A figura 5.3 apresenta o esquema de um receptor óptico homódino balanceado.

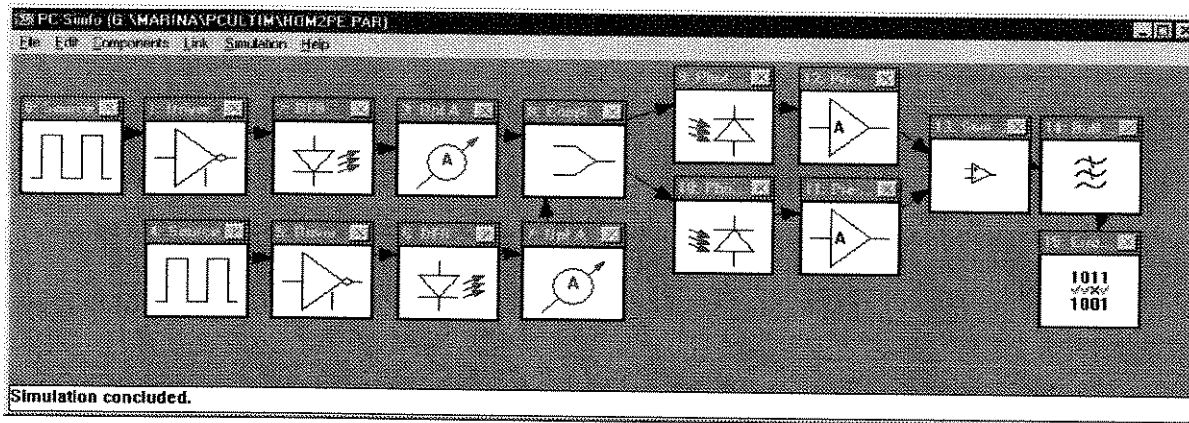
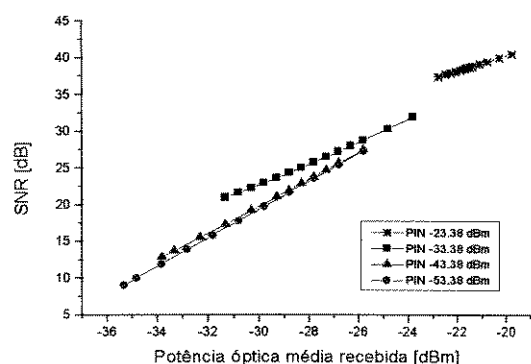


Figura 5.3 Esquema de detecção homódina balanceada.

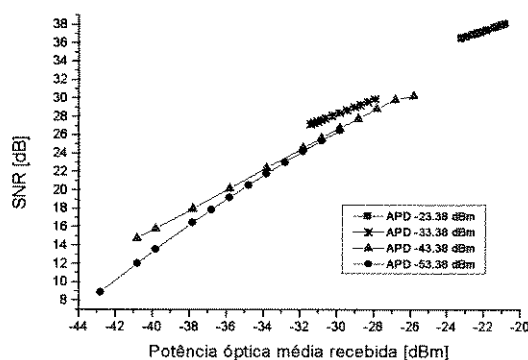
Como no caso anterior, as medidas foram realizadas mantendo-se fixa a potência do oscilador local e variando-se a potência óptica média recebida. Foram levantados os gráficos da relação sinal/ruído e da probabilidade de erro em função da potência óptica média recebida para uma taxa de transmissão 2,5 Gb/s. Verificamos pelo gráfico de relação sinal/ruído que para os esquemas balanceados (figura 5.4 a, b) e não balanceados (figura 5.2 a, b), que os receptores balanceados apresentam um melhor desempenho quando são comparados com os receptores não balanceados.

Esta melhoria poderia ser maior se fossem eliminados os efeitos de “chirp” em frequência, ou seja, se fossem estabilizadas as frequências do laser transmissor e oscilador local. O “chirp” em frequência sempre ocorre quando se coloca um laser sob modulação direta. Isto significa, que apesar do laser ser monomodo, o valor de frequência de pico de emissão, durante o pulso óptico, não é mesmo.

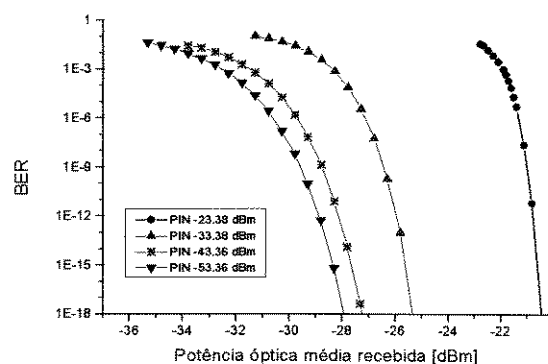
Outro ponto importante para melhorar o desempenho do receptor homódino é a coincidência de fase do sinal recebido e do sinal do oscilador local, que pode ser conseguida através da implementação do circuito óptico PLL, que torna o projeto do receptor homódino mais complexo. Teoricamente, o desempenho dos receptores homódinos simulados (figuras 5.2, 5.4) deveria ficar 3 dB melhor do que apresentam os receptores heteródinos, analisados nas próximas Seções.



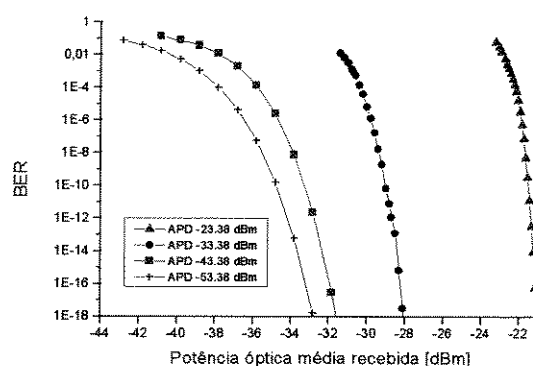
a)



b)



c)



d)

Figura 5.4 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para esquema de detecção homódina balanceada, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, potência do oscilador local fixa, e a potência do sinal variável para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD.

5.3 Simulação de Receptores Heteródinos

A figura 5.5 mostra esquema de um receptor heteródino não balanceado.

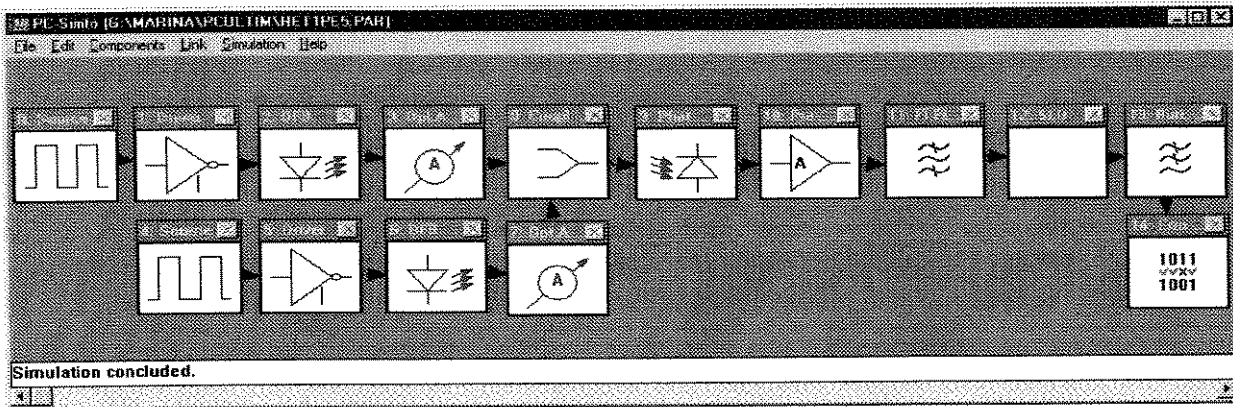
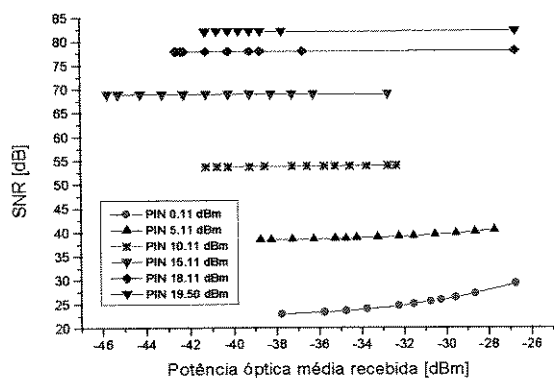
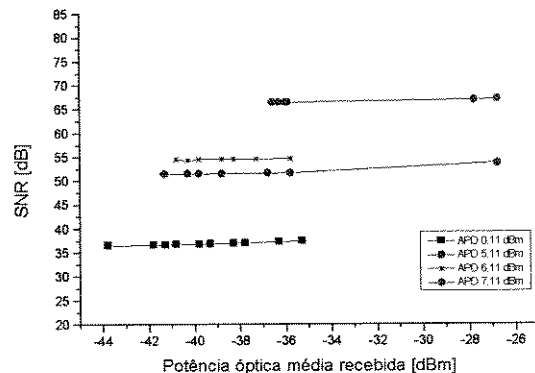


Figura 5.5 Esquema com receptor heteródino não balanceado.

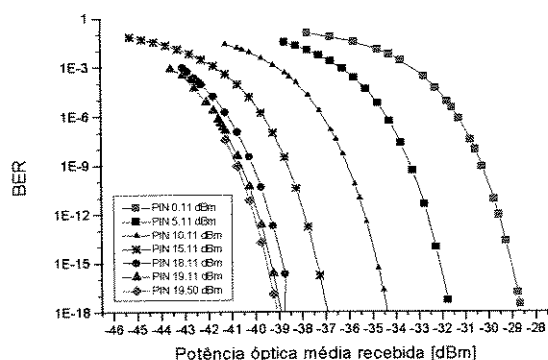
As medidas para as três taxas de transmissão 2,5, 5,0 e 10 Gb/s, foram realizadas em duas situações diferentes: na primeira situação a potência do sinal foi variada mantendo a potência do oscilador local fixa. Assim foram levantados os gráficos da relação sinal/ruído e da probabilidade de erro em função da potência óptica média recebida, para diferentes níveis de potência óptica do oscilador local (figuras 5.6, 5.9 e 5.12). Na segunda situação, a potência do oscilador local foi variada, mantendo-se constante a potência óptica média do sinal recebido (figuras 5.7, 5.10 e 5.14). Observa-se pelos gráficos da figura 5.6, que para uma taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, mantendo-se o nível de potência óptica do oscilador local constante, que a detecção heteródina aumenta significativamente a relação sinal/ruído e melhora a sensibilidade do receptor, quando comparado com esquema IM/DD sem amplificação óptica. Verifica-se pelo gráfico que a relação sinal/ruído depende fortemente da potência do oscilador local. Verifica-se pelo gráfico da probabilidade de erro, que o esquema com detecção heteródina, apresenta uma sensibilidade melhor do que os esquemas IM/DD sem amplificador óptico (em torno de 20 dB) e em torno de 10 dB com relação ao esquema IM/DD com amplificação óptica. As medidas foram obtidas com os valores ótimos da frequência de sintonia e da largura de banda do filtro FI (figura 5.8).



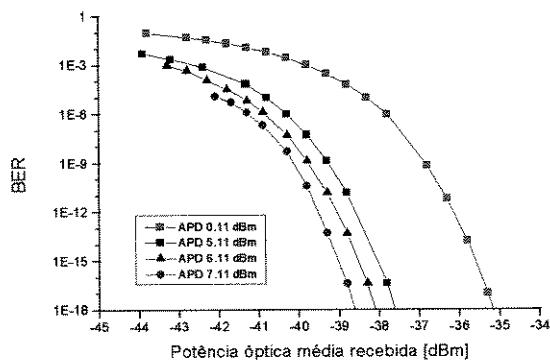
a)



b)

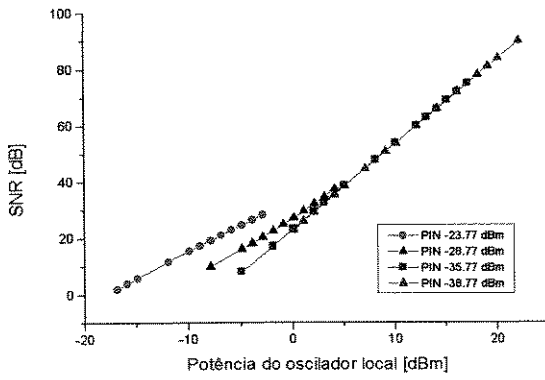


c)

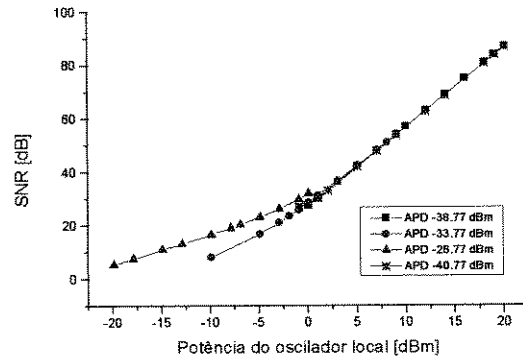


d)

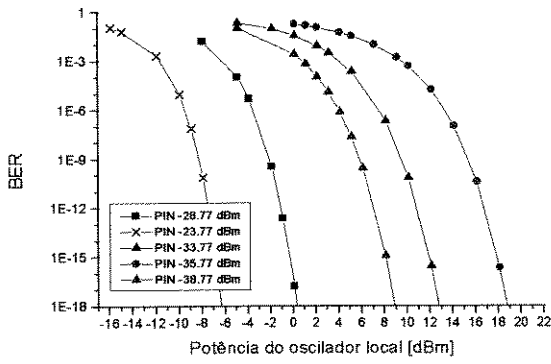
Figura 5.6 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, potência do oscilador local fixa e a potência do sinal recebido variável, para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD.



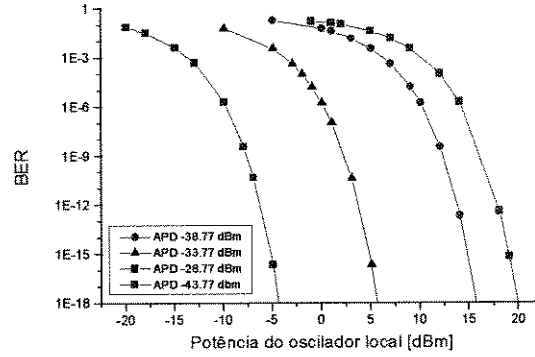
a)



b)



c)



d)

Figura 5.7 Relação sinal/ruído vs. potência do oscilador para esquema para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência do oscilador, para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, com a potência do sinal fixa ($P_{in} = \text{const}$) e a potência do oscilador local variável.

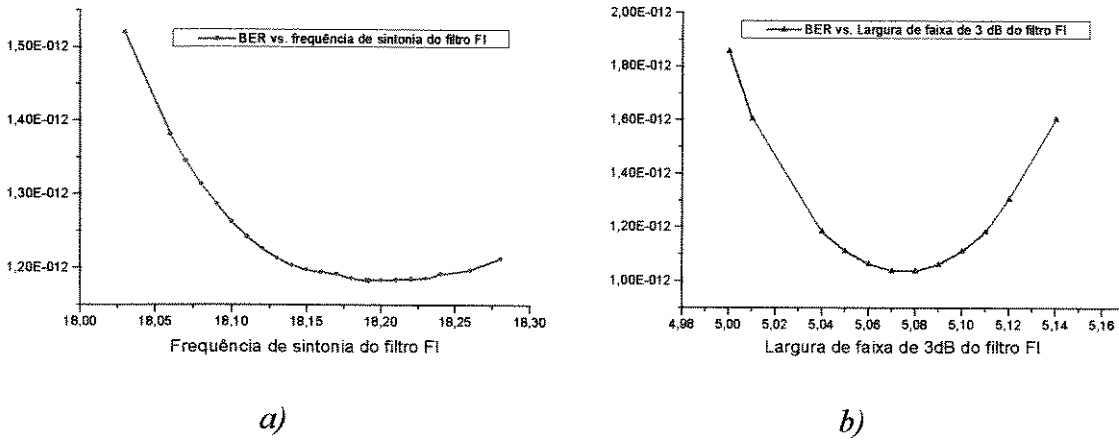


Figura 5.8 a) *Probabilidade de erro vs. frequência de sintonia do filtro FI para receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s; b) probabilidade de erro vs. largura de faixa de 3 dB do filtro FI, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência óptica média recebida - 24,78 dBm, potência do oscilador local 0 dBm.*

Com o aumento da taxa de bits, maiores valores de potência média são necessária para se obter um mesmo valor da probabilidade de erro. Para a mesma situação ($P_{LO} = const$), porém com uma taxa de bits de 5,0 Gb/s, verifica-se pela figura 5.9 que o esquema de detecção heteródina apresenta as melhores curvas da sensibilidade, comparado com os esquemas IM/DD sem pré-amplificação óptica (~ 19 dB) e IM/DD com pré-amplificação óptica (~ 7 dB). Para uma taxa de 10 Gb/s, mantendo-se a mesma situação, temos curvas da probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida aproximadamente 16 dB (para esquema IM/DD sem AO) e ~ 4 dB (para esquema IM/DD com AO) melhores, quando é usada a detecção heteródina. Quando analisamos a segunda situação, com a potência do sinal mantida constante ($P_s = const$) e variando a potência do oscilador local, verificamos pelos gráficos 5.7a, 5.10a, 5.14a, que para todas as taxas, a relação sinal/ruído aumenta linearmente com aumento da potência do oscilador local e são necessários maiores níveis da potência do oscilador local quando são utilizados os fotodiodos PIN. Podemos observar também que com aumento de taxa de bits, maiores valores de potência do oscilador local são necessários para atingir a probabilidade de erro requerida. Verificamos pelo gráficos 5.6 a-b, 5.9 a-b e 5.12 a-b, que com o esquema heteródino de detecção é possível ter a mesma taxa de erro para valores diferentes de potência óptica média na entrada. Observa-se também, que o mesmo valor de probabilidade de erro pode ser conseguido com valores diferentes da relação sinal/ruído, o que não acontece nos esquemas de detecção direta (figura 5.9 b).

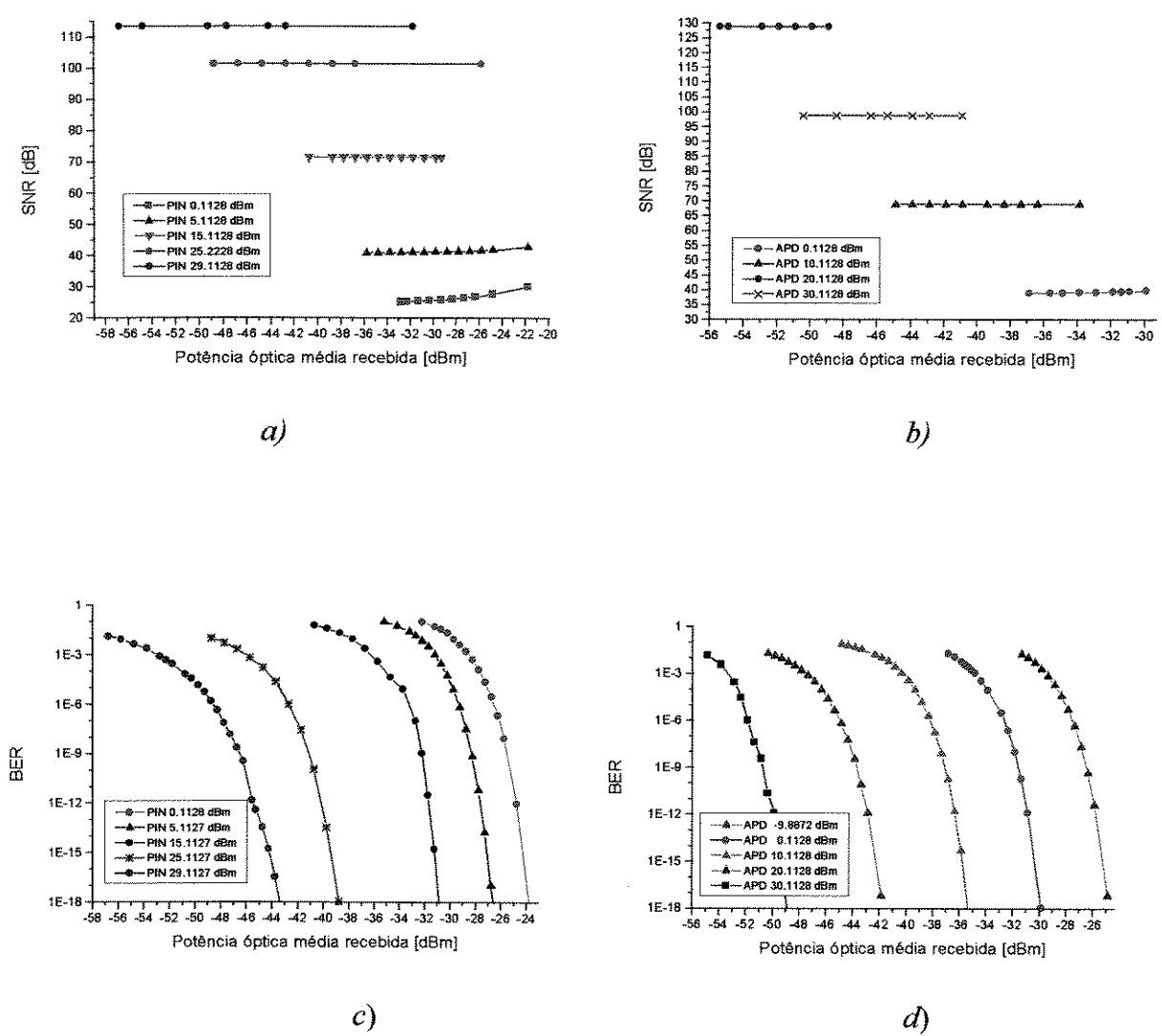


Figura 5.9. Relação sinal/ruído vs. potência óptica média para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência do oscilador local fixa e a potência do sinal variável.

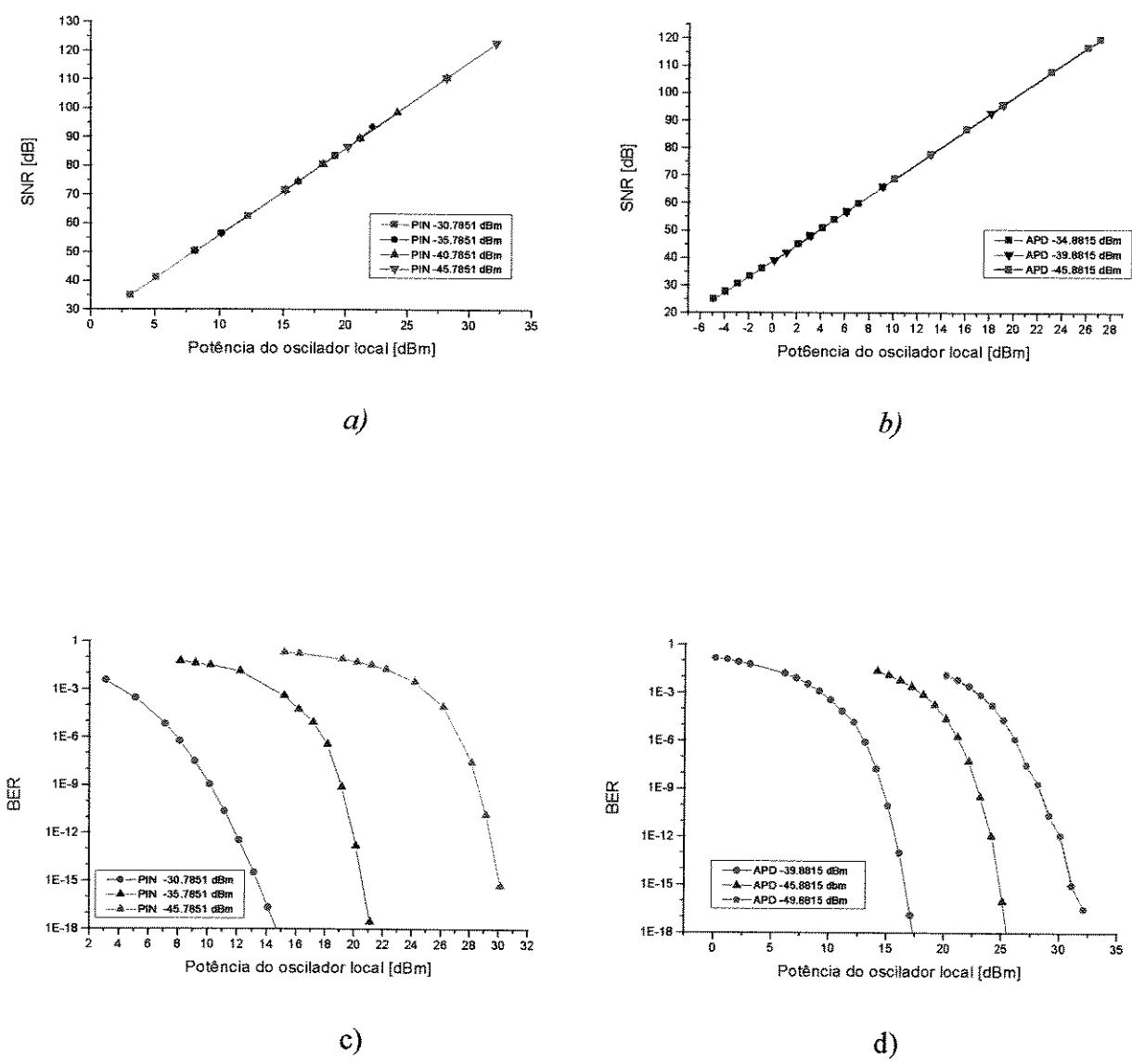


Figura 5.10 *Relação sinal/ruído vs. potência do oscilador local para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência do oscilador local para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência do sinal fixa ($P_{in} = const$), e a potência do oscilador local variável.*

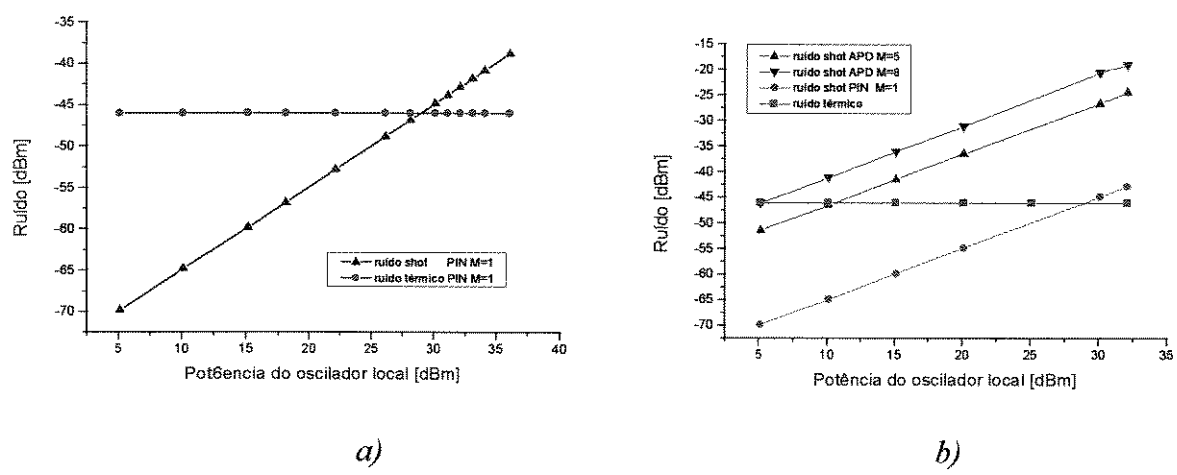


Figura 5.11 Ruído shot e ruído térmico vs. potência do oscilador local para: a) receptor com fotodiodo PIN ($M=1$); b) receptor com fotodiodo APD ($M=5$ e $M=8$) potência do sinal é $-45,88$ dBm para ambos os casos, esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência do sinal fixa ($P_{in} = \text{const}$), e a potência do oscilador local variável.

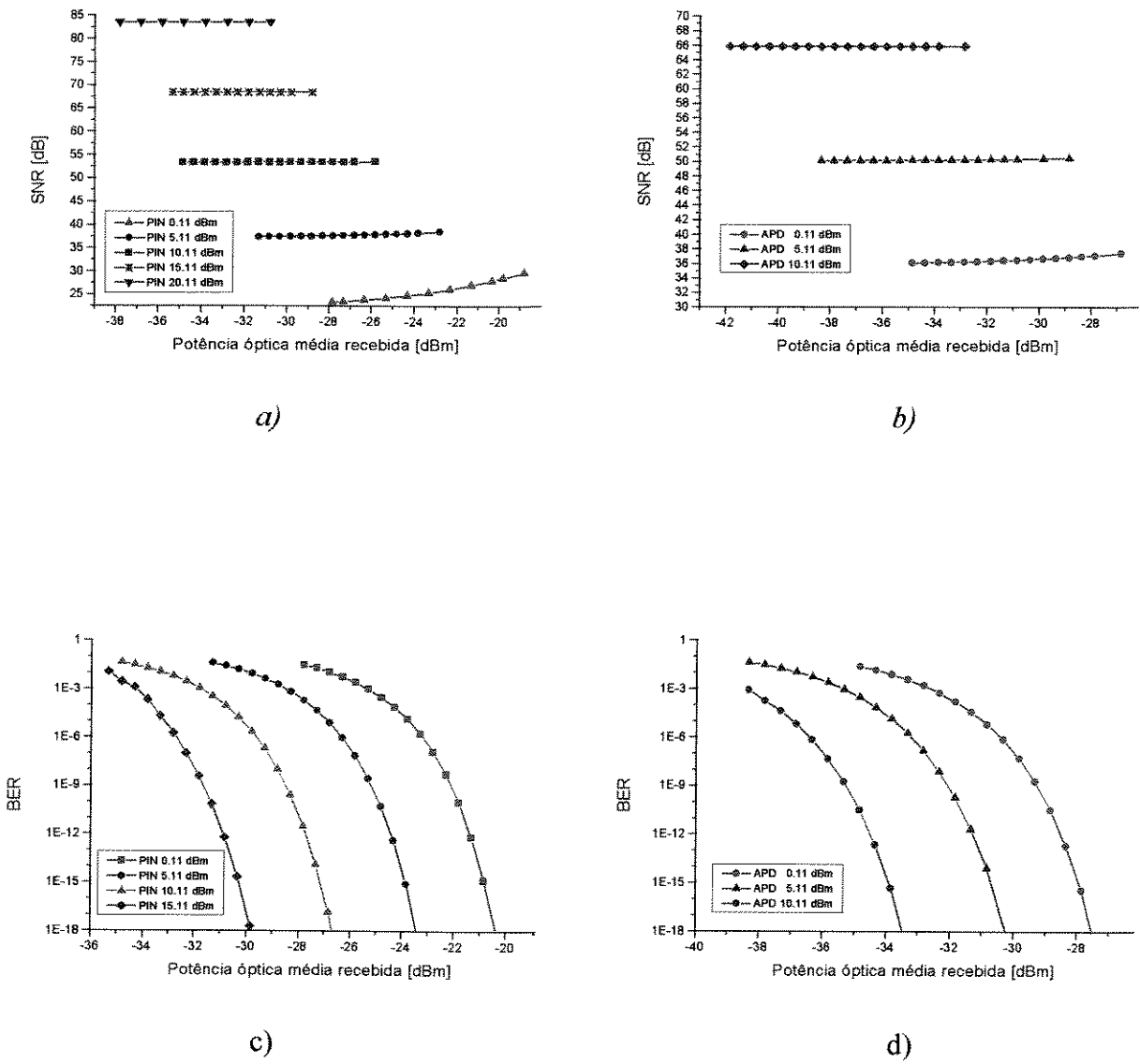
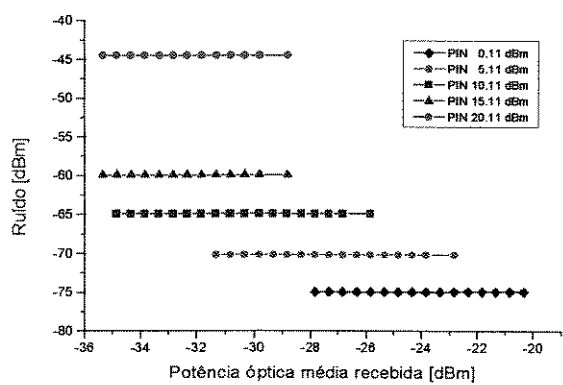
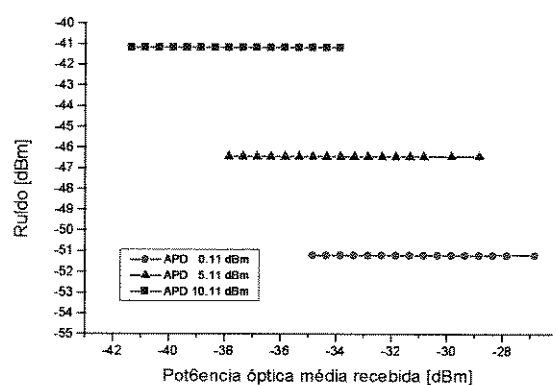


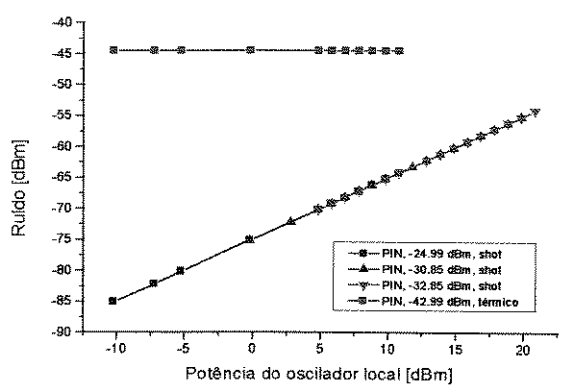
Figura 5.12 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 10 Gb/s, a potência do oscilador local fixa, e a potência do sinal variável.



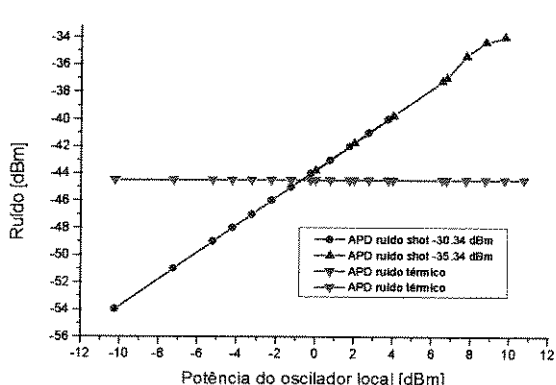
a)



b)

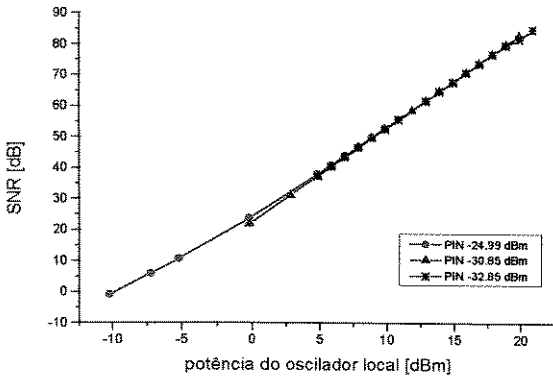


c)

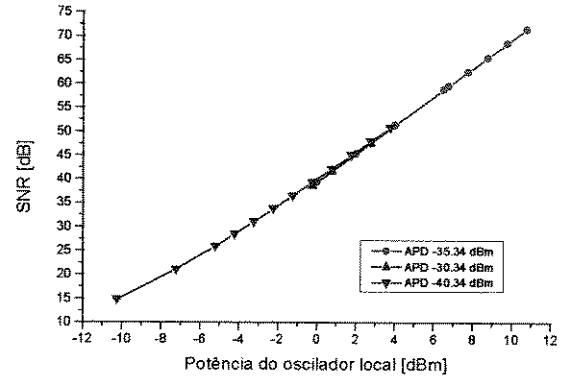


d)

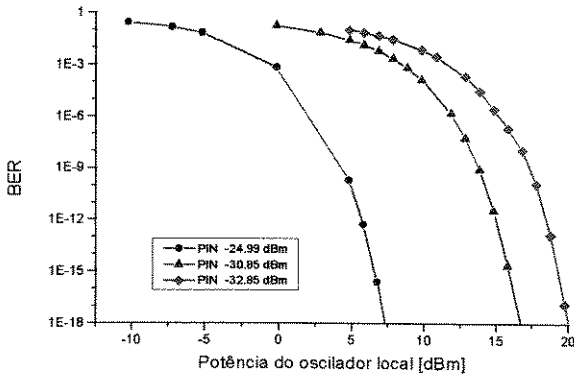
Figura 5.13. *Potência de ruído balístico vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Potência de ruído balístico vs. potência do oscilador local: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino não balanceado, taxa de transmissão de 10 Gb/s.*



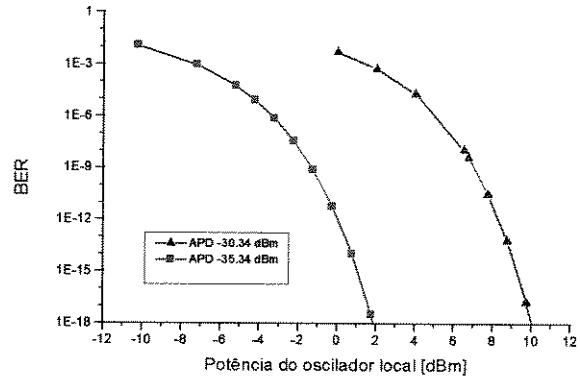
a)



b)



c)



d)

Figura 5.14. Relação sinal/ruído vs. potência do oscilador local para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência do oscilador local para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, taxa de transmissão de 10 potência do sinal fixa ($P_m = \text{const}$), e a potência do oscilador local variável.

A figura 5.15 apresenta o esquema de uma detecção heteródina balanceada.

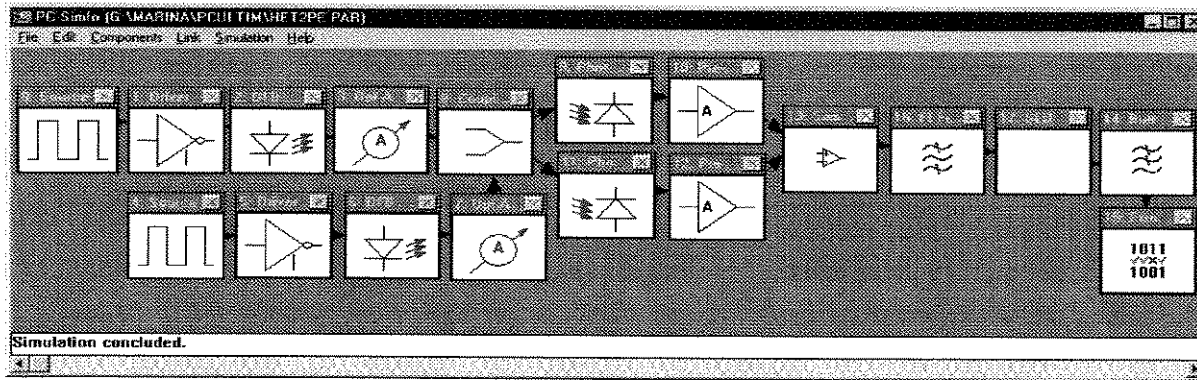
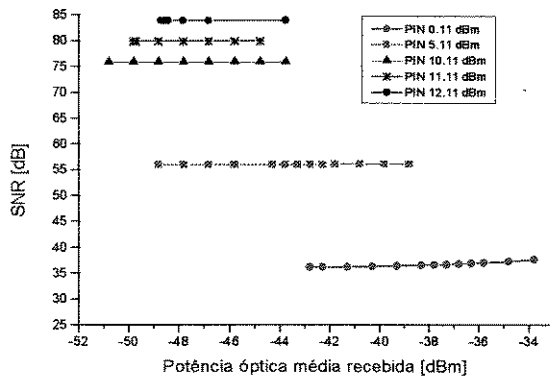


Figura 5.15 Esquema com receptor heteródino balanceado.

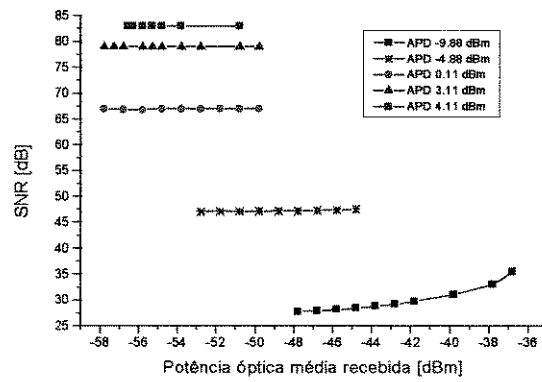
Como em caso anterior, as medidas foram obtidas em duas situações diferentes: na primeira situação a potência óptica média recebida foi variada, mantendo-se fixa a potência óptica do oscilador local. Foram levantados os gráficos de relação sinal/ruído e da probabilidade de erro em função da potência óptica média recebida, para diferentes níveis de potência óptica do oscilador local (figuras 5.16, 5.19 e 5.23).

Na segunda situação, a potência óptica do oscilador local foi variada, mantendo-se constante a potência óptica média do sinal recebido (figuras 5.17, 5.20 e 5.24). Observa-se pelos gráficos da figura 5.16, que para uma taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, para no caso da primeira situação, o desempenho do receptor heteródino balanceado tem uma melhoria de aproximadamente 17 dB na sensibilidade com relação ao receptor heteródino não balanceado.

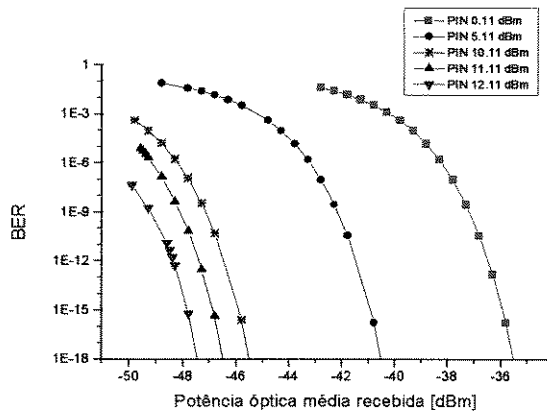
Verifica-se pelo gráfico da figura 5.17a, que a relação sinal/ruído neste caso também apresenta uma dependência linear da potência do oscilador local.



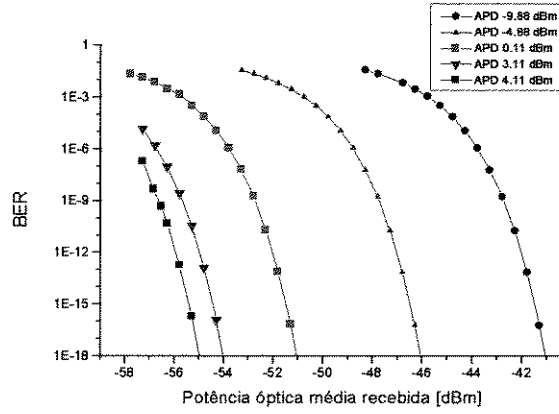
a)



b)

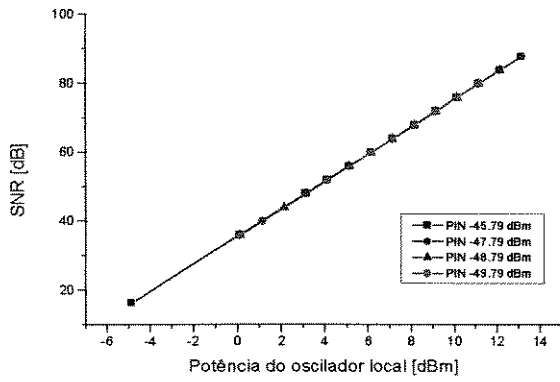


c)

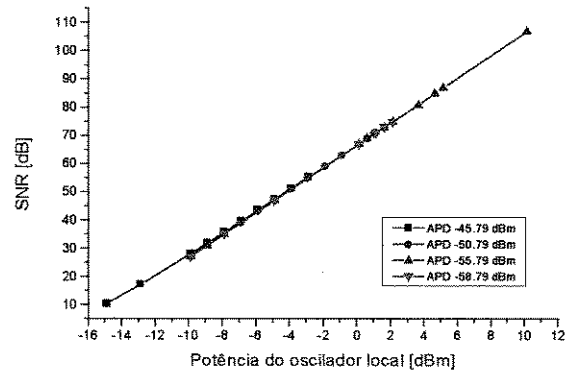


d)

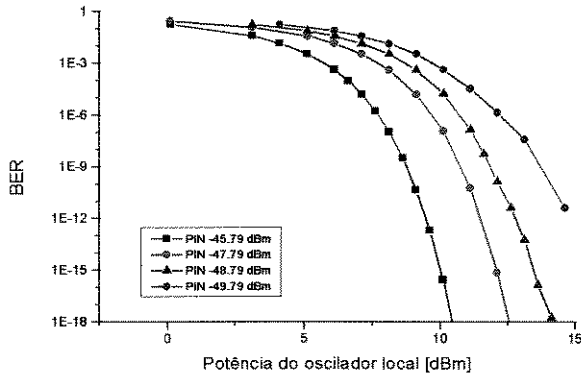
Figura 5.16 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, com a potência do oscilador local fixa e a potência do sinal variável.



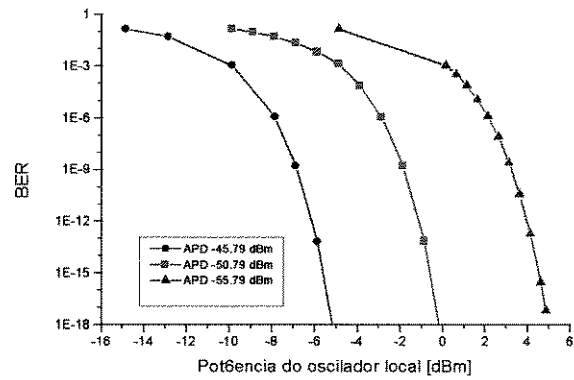
a)



b)



c)



d)

Figura 5.17 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para esquema com receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, potência do oscilador local variável, e a potência do sinal fixa.

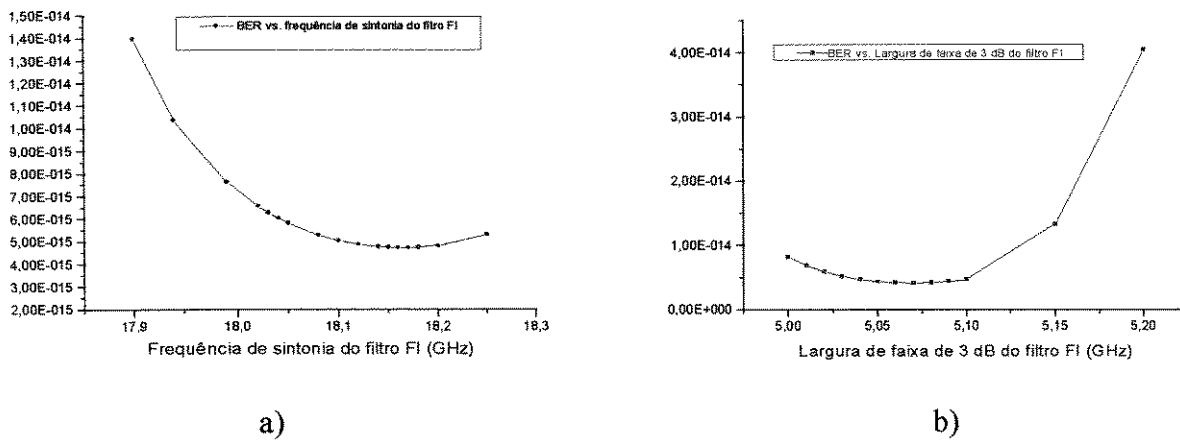
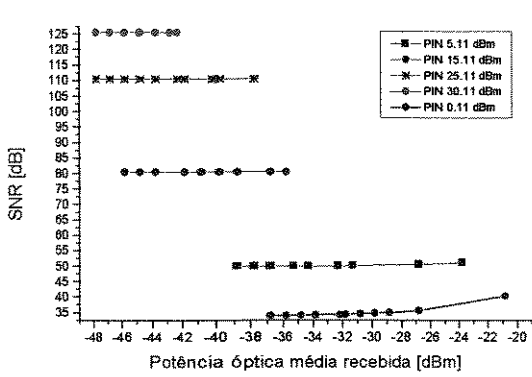


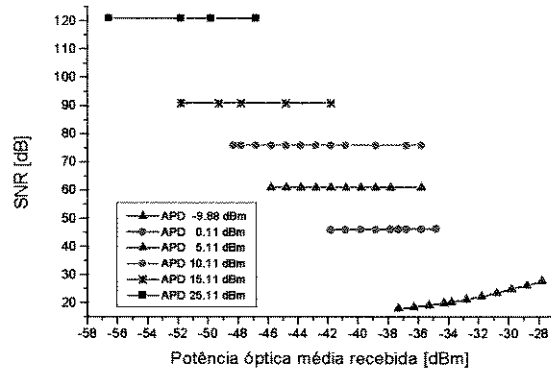
Figura 5.18 a) Probabilidade de erros vs. frequência de sintonia do filtro FI para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão 5 Gb/s; b) Probabilidade de erro vs. largura de faixa de 3 dB do filtro FI para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência óptica média recebida -25,81 dBm, potência do oscilador local 0,11 dBm.

Para a mesma situação, porém com uma taxa de transmissão de 5 Gb/s, o receptor heteródino balanceado apresenta uma melhoria de aproximadamente 6 dB com relação ao receptor heteródino não balanceado. No caso de se manter a potência óptica média recebida constante e variando-se a potência óptica do oscilador local, o uso do esquema balanceado proporciona a mesma probabilidade de erro com potências ópticas menores do oscilador local, tanto para os fotodiodos PIN quanto para fotodiodos APD.

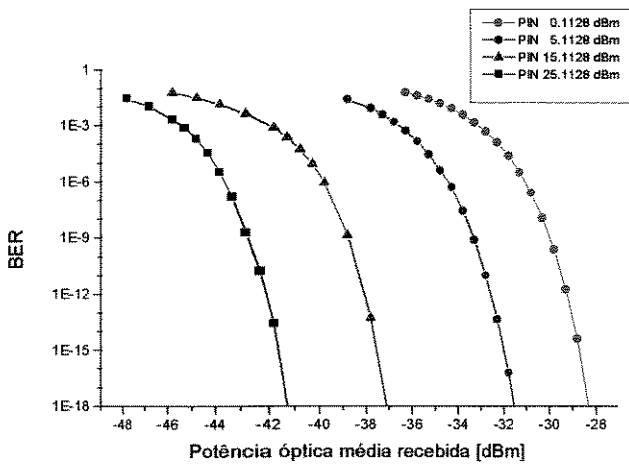
Os resultados da figura 5.23 c mostram que para uma taxa de transmissão de 10 Gb/s, o receptor balanceado é aproximadamente 7 dB melhor do que o receptor não balanceado.



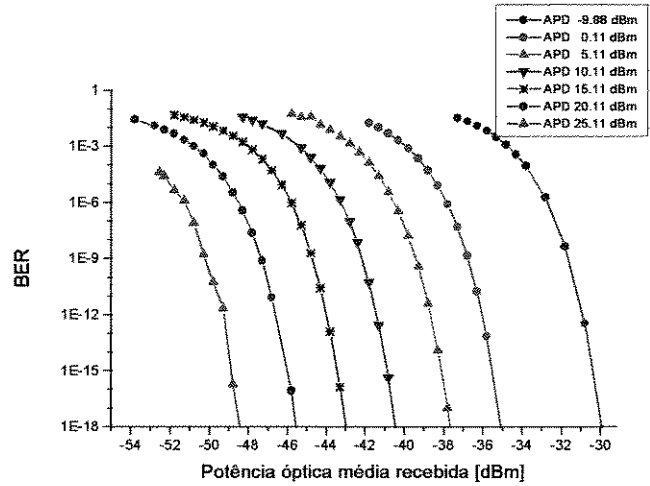
a)



b)



c)



d)

Figura 5.19 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. relação sinal/ruído para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s, potência do oscilador local fixa, e a potência do sinal variável.

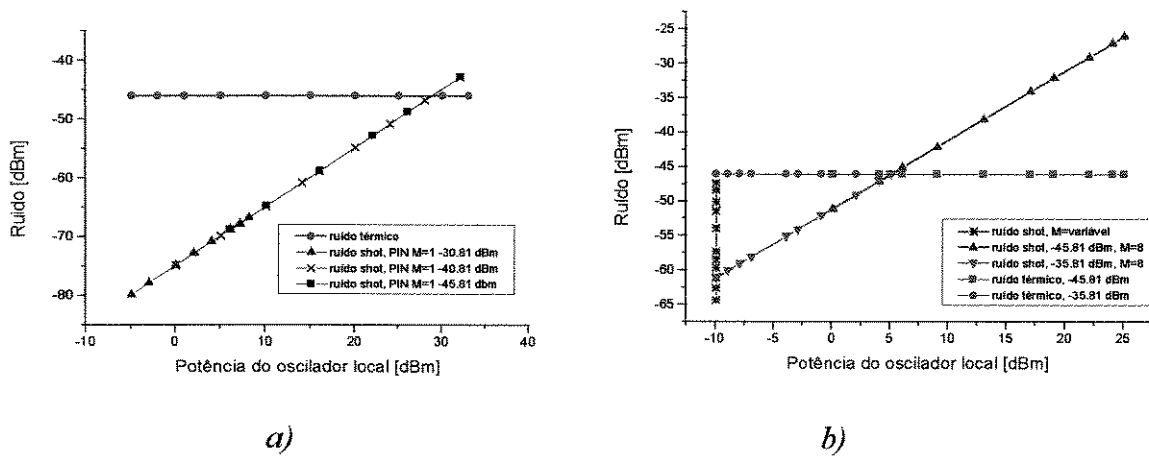
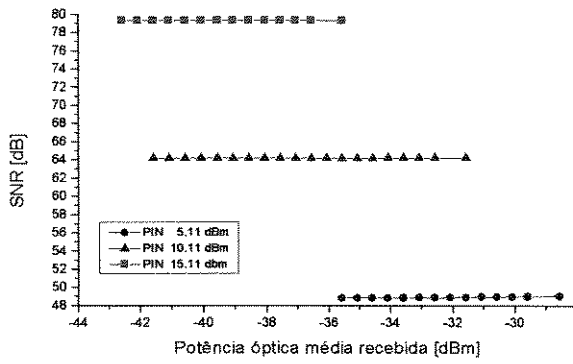
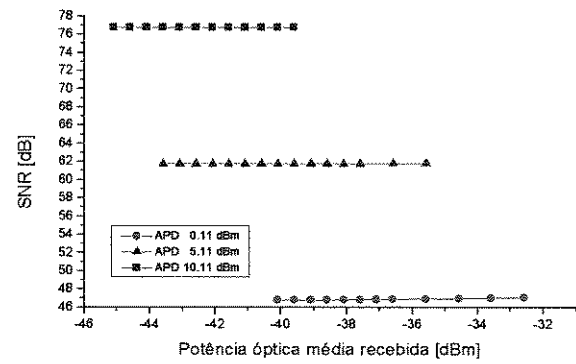


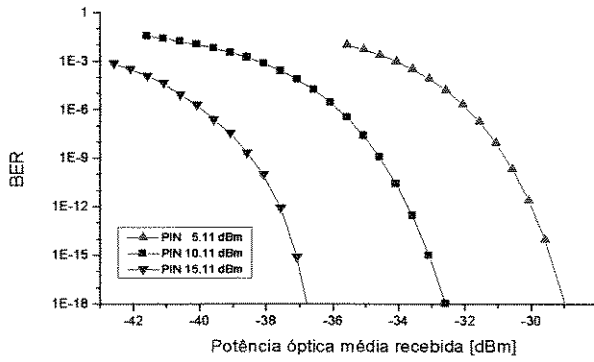
Figura 5.21 Ruído shot e ruído térmico vs. potência do oscilador local para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 5 Gb/s para: a) fotodiodo PIN ($M=1$); b) fotodiodo APD ($M=8$).



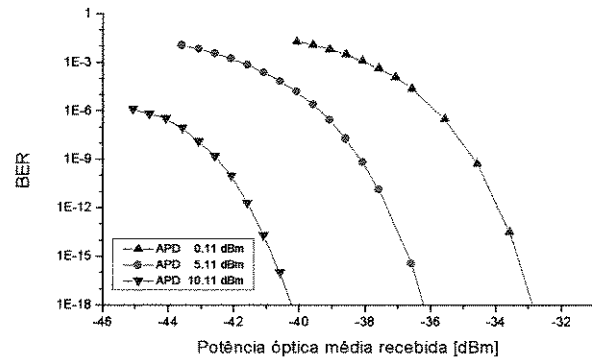
a)



b)

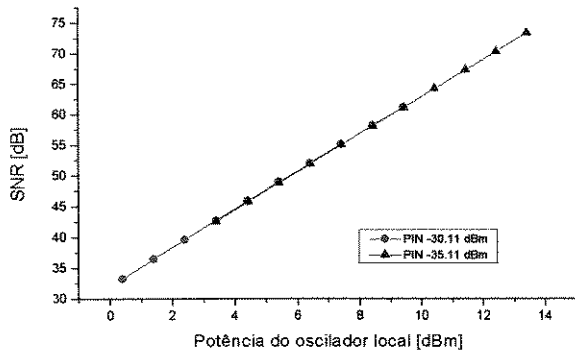


c)

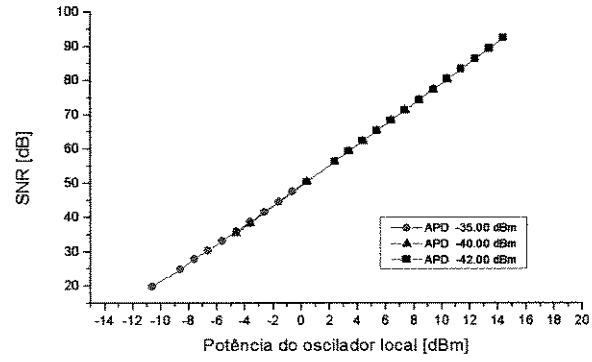


d)

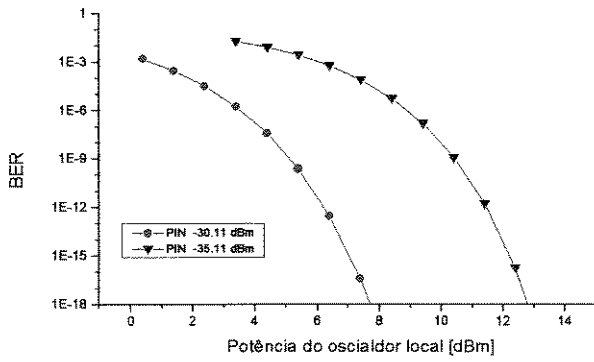
Figura 5.22 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 10 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.



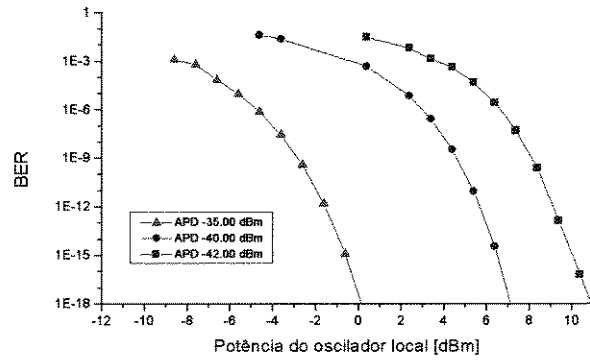
a)



b)



c)



d)

Figura 5.23 Relação sinal/ruído vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: c) fotodiodo PIN; d) fotodiodo APD, para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 10 Gb/s, com a potência do do oscilador local variável e a potência do sinal fixa.

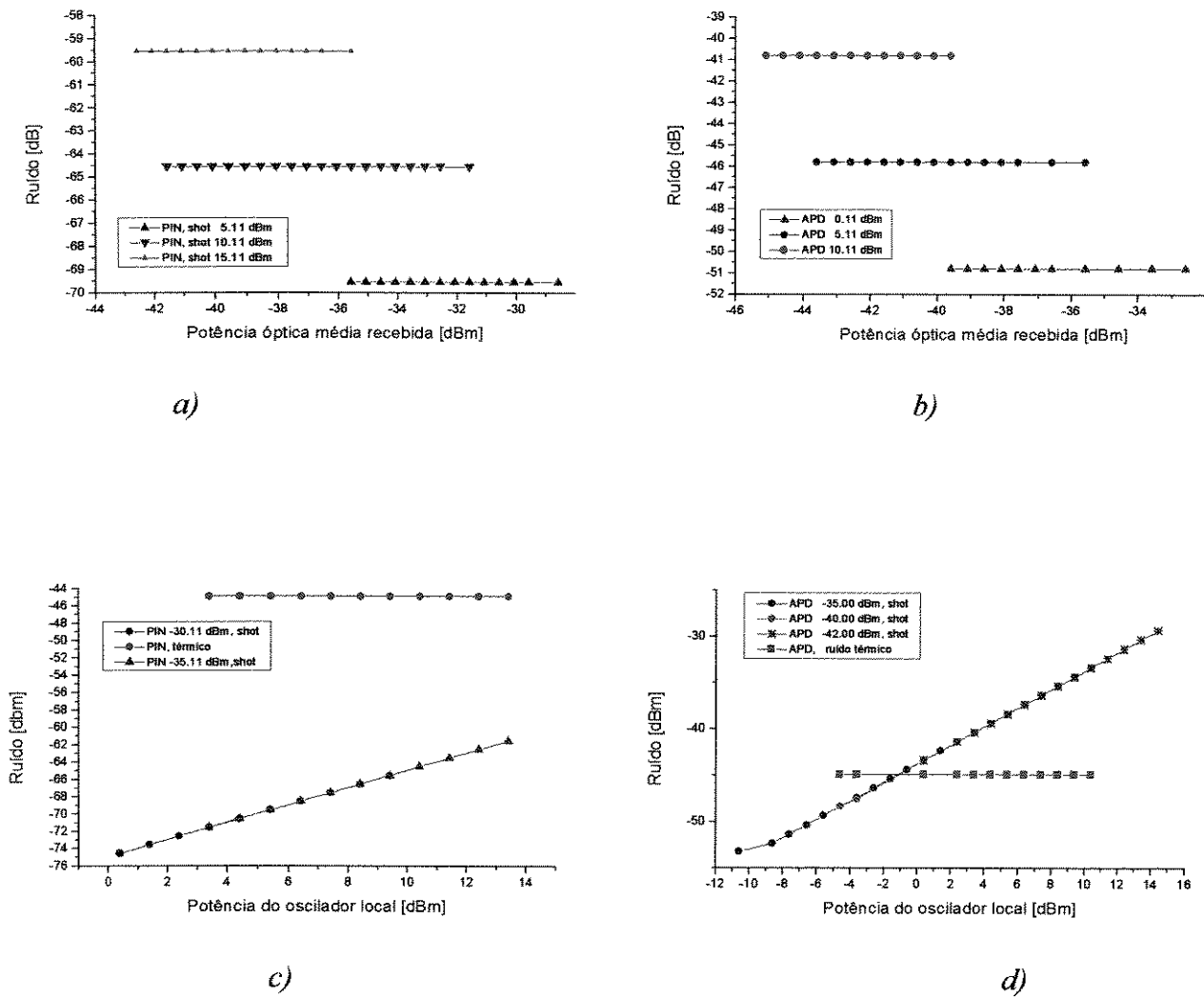


Figura 5.24 Ruído vs. potência óptica média recebida para : a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD. Ruído vs. potência do oscilador local para receptor heteródino balanceado, taxa de transmissão de 10 Gb/s para: c) fotodiodo PIN ; d) fotodiodo APD.

Podemos observar pelos gráficos da Figura 5.21, e 5.24, que para todas as taxas de bit o fator que limita o desempenho do sistema é o ruído térmico, que continua sendo dominante como no caso do esquema IM/DD. Verificamos pelo gráfico da Figura 5.21a e 5.24a, que para o fotodiodo PIN a componente do ruído balístico aumenta, com o aumento da potência do oscilador local. Quando analisamos a situação para fotodiodo APD, podemos observar, que neste caso, o ruído balístico torna-se dominante com os valores menores de potência do oscilador local, por causa de ganho de avalanche (ou, porque neste caso a componente do ruído balístico também é multiplicada pelo ganho).

5.4 Conclusões

De uma maneira geral, analisando os resultados obtidos com a simulação, verifica-se que o receptor heteródino balanceado apresenta um melhor desempenho entre os receptores coerentes analisados. O desempenho dos receptores de detecção homódina foi abaixo do que se esperava, por causa das dificuldades da estabilização das frequência e fase dos lasers do transmissor e do oscilador local.

A figura 5.25 mostra o desempenho dos esquemas não balanceados com detecção heteródina/homódina para taxa de transmissão de 2,5 Gb/s. As linhas traçadas de todas as figuras 5.25-5.30, mostram o desempenho dos esquemas com detecção heteródina/homódina que poderiam ser atingidos com aplicação de outros formatos de modulação, tais como FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK (*Phase Shift Keying*). Verifica-se nas figuras 5.25 a,b e 5.26 a,b que o uso do esquema balanceado para taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, traz melhoramento da sensibilidade do receptor entre 9 dB (PIN) e 16 dB (APD). A figura 5.27 mostra as curvas de probabilidade de erro em função da potência óptica média recebida para esquema não balanceado com detecção heteródina. Como no caso anterior (ou seja, com a taxa 2,5 Gb/s), os receptores com APD apresentam uma melhor sensibilidade ($\sim -49,5$ dBm) em comparação com os receptores PIN (~ -45 dBm). As figuras 5.28 a,b e 5.29 a,b, que para o mesmo valor de potência do oscilador local, ou $P_{LO} = 25,11$ dBm, o uso do esquema balanceado para uma taxa de transmissão de 5 Gb/s, melhora a sensibilidade do receptor entre 5 dB (PIN) e 6 dB (APD). As figuras 5.29 a-b e 5.30 a-b mostram a probabilidade de erro em função da potência óptica média recebida para uma taxa de transmissão de 10 Gb/s. Verifica-se que o melhor desempenho é obtido pelo esquema heteródino não balanceado com APD ($\sim -34,5$ dBm) e PIN (~ -31 dBm) para uma probabilidade de erro de $P_e = 10^{-12}$. A aplicação do esquema balanceado para essa taxa melhora a sensibilidade do receptor de até -41,5 dBm para fotodiodo APD e até -37,5 dBm, para fotodiodo PIN.

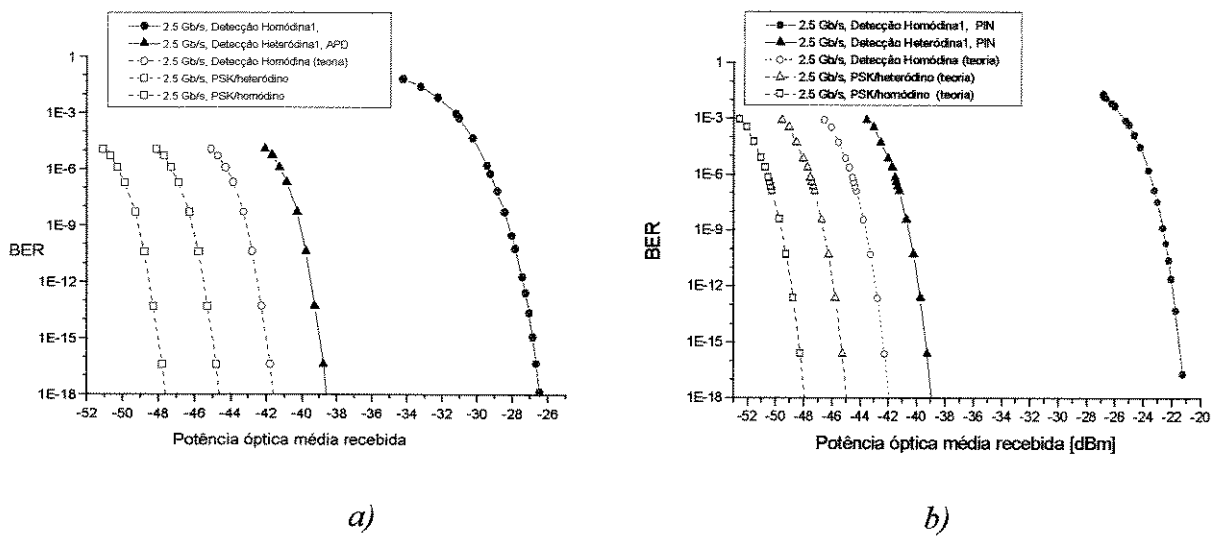


Figura 5.25 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD, para esquemas não balanceados com detecção heteródina/homódina, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.

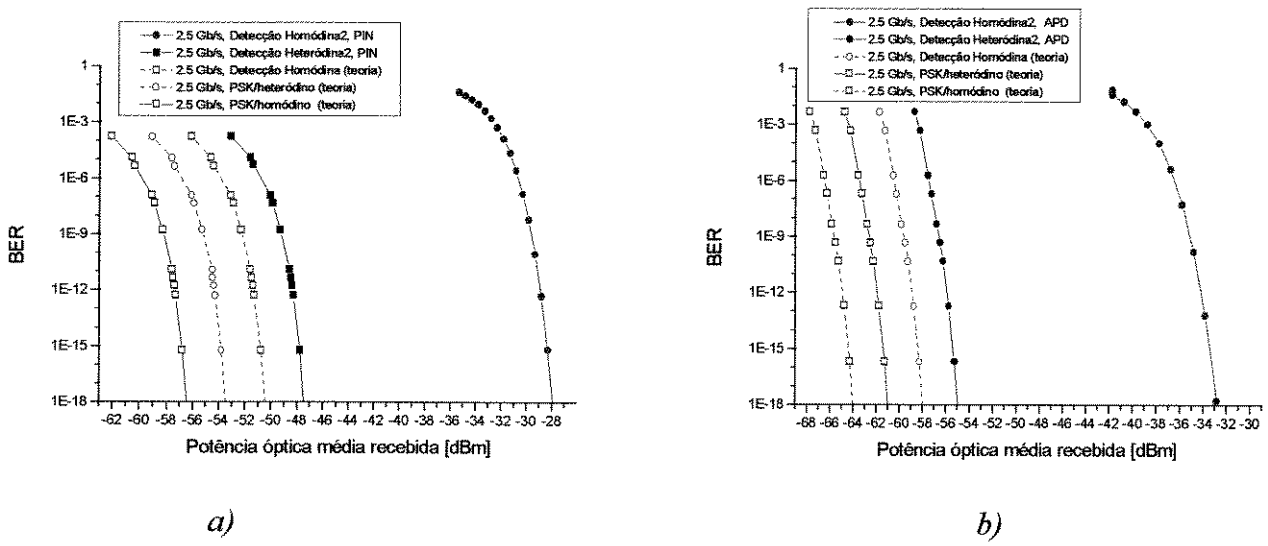


Figura 5.26 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD, para esquemas balanceados com detecção heteródina/homódina, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.

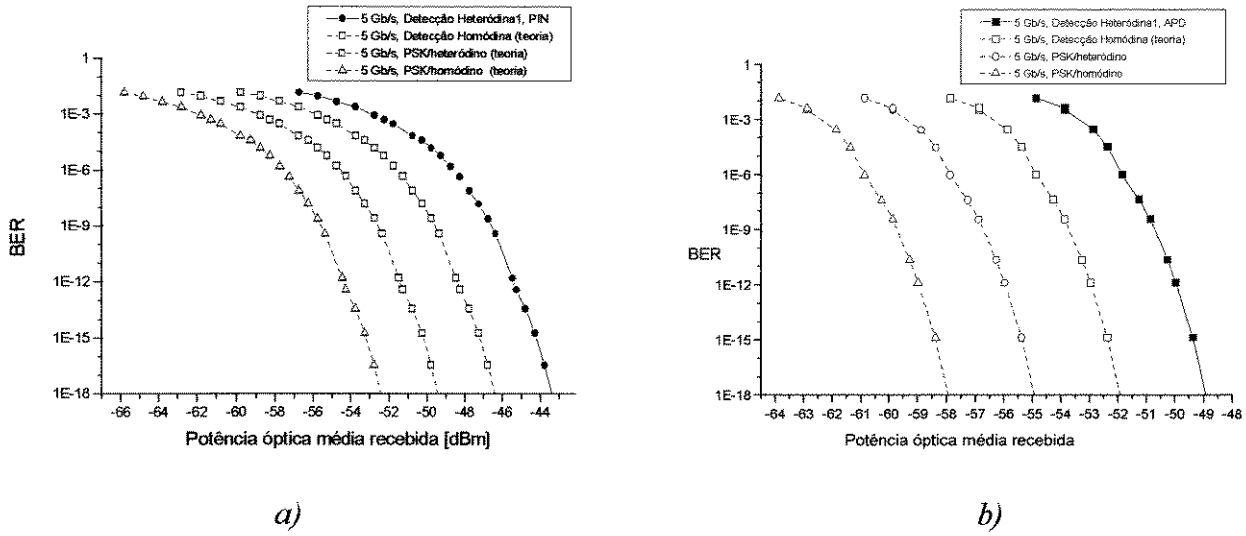


Figura 5.27 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN, $P_{LO} = 25,10$ dBm; b) fotodiodo APD ($P_{LO} = 30$ dBm) para esquemas não balanceados com detecção heteródina/homódina, taxa de transmissão de 5 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.

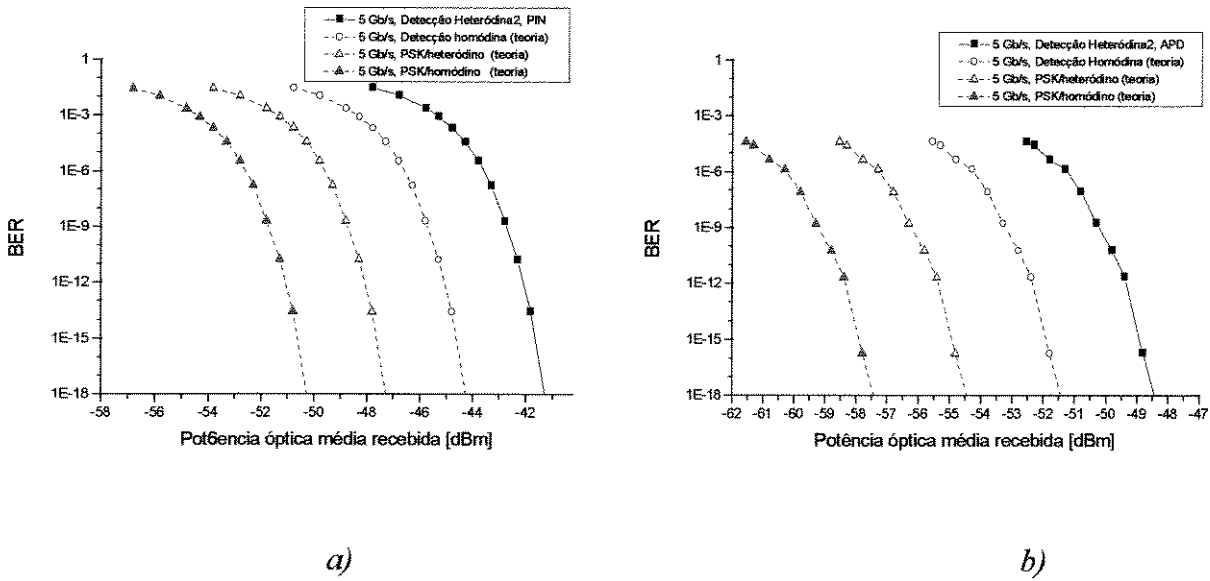


Figura 5.28 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN ($P_{LO} = 25,11$ dBm); b) fotodiodo APD ($P_{LO} = 25,11$ dBm), para esquemas balanceados com detecção/heteródina(homódina), taxa de transmissão de 5 Gb/s, com a potência do sinal variável e potência do oscilador local fixa.

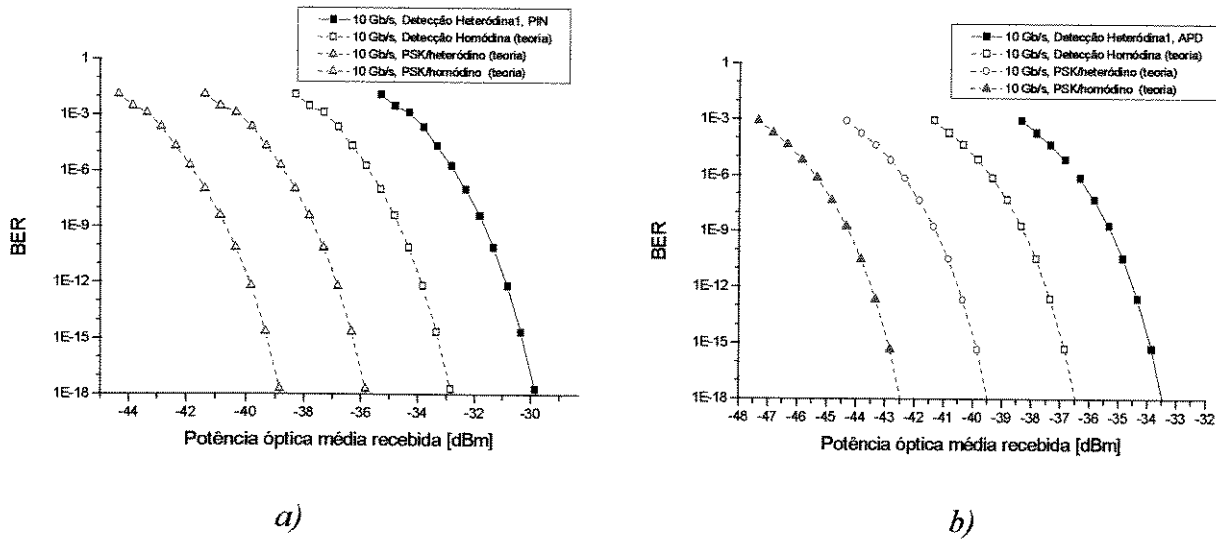


Figura 5.29 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD, para esquemas não balanceados com detecção heteródina/homódina, taxa de transmissão de 10 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.

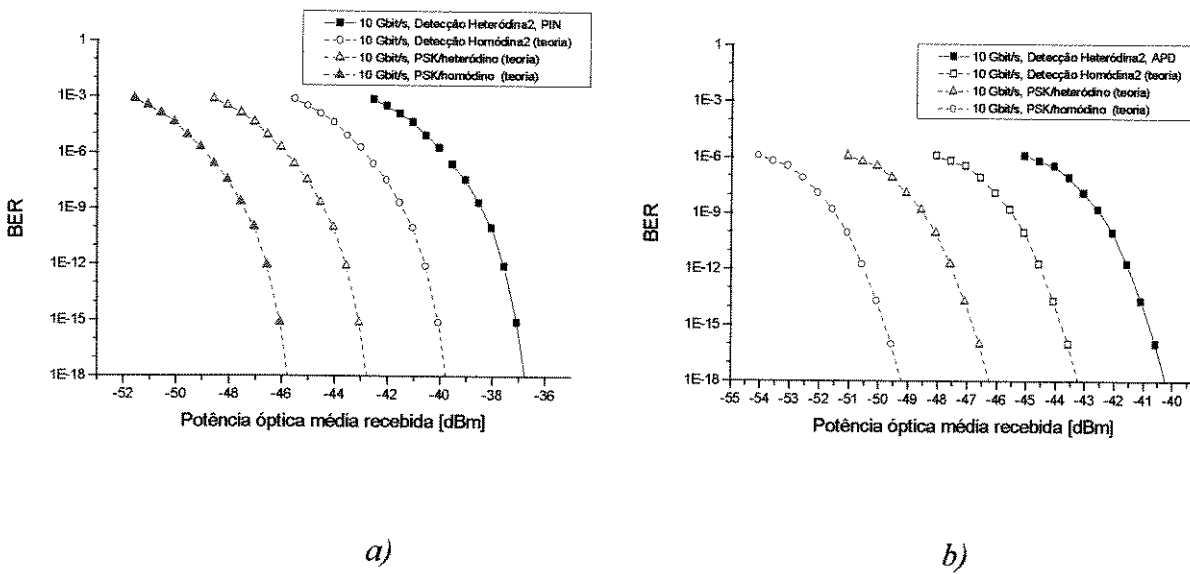


Figura 5.30 Probabilidade de erro vs. potência óptica média recebida para: a) fotodiodo PIN; b) fotodiodo APD, para esquemas balanceados com detecção heteródina/homódina, taxa de transmissão de 10 Gb/s, com a potência do sinal variável e a potência do oscilador local fixa.

Capítulo 6

Conclusões gerais

Neste trabalho fez-se a simulação e a análise de diferentes tipos de receptores ópticos com detecção direta, com e sem amplificação óptica, e de receptores com detecção coerente homódina e heteródina, sem amplificação óptica. Para tal objetivo, realizou-se:

- a implementação das principais esquemas de detecção no ambiente de simulação PC-SIMFO.
- a análise de desempenho de diferentes tipos de recepção óptica num sistema monocal, mediante o levantamento das curvas de relação sinal/ruído em função da probabilidade de erro, para diferentes valores de potência óptica média na entrada e três taxas de transmissão: 2,5, 5 e 10 Gb/s.

Os resultados da simulação, para uma taxa de transmissão de 2,5 Gb/s são apresentados na tabela 6.1. Podemos verificar que o esquema de detecção heteródina apresenta uma sensibilidade melhor (~ -48 dBm) quando é comparado com o esquema de detecção direta com amplificação óptica (~ -40 dBm) e sem amplificação óptica (~ -31 dBm), para receptores com fotodiodo PIN. Para receptores com APD, a diferença de desempenho entre os esquemas de detecção aumenta consideravelmente, ou seja, detecção heteródina com APD apresenta uma sensibilidade de ~ -56 dBm, detecção direta com amplificação óptica apresenta uma sensibilidade de ~ -45 dBm e detecção direta sem amplificação óptica apresenta uma sensibilidade de ~ -35 dBm, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$.

Esquema simulado	Potência óptica média recebida (dBm)	
	PIN	APD
IM/DD	$\cong - 31 \text{ dBm}$	$\cong -35 \text{ dBm}$
IM/DD com AO	$\cong - 45 \text{ dBm}$	$\cong - 45 \text{ dBm}$
Detecção Homódina	$\cong - 22 \text{ dBm}$	$\cong - 25 \text{ dBm}$
Homódina Balanceada	$\cong - 27 \text{ dBm}$	$\cong - 34 \text{ dBm}$
Detecção Heteródina	$\cong - 40 \text{ dBm}$	$\cong - 40 \text{ dBm}$
Heteródina Balanceada	$\cong - 48 \text{ dBm}$	$\cong - 56 \text{ dBm}$

Tabela 6.1 Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 2,5 Gb/s, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$.

Esquema simulado	Potência óptica média recebida (dBm)	
	PIN	APD
IM/DD	$\cong - 21 \text{ dBm}$	$\cong -28 \text{ dBm}$
IM/DD com AO	$\cong - 41 \text{ dBm}$	$\cong - 43 \text{ dBm}$
Detecção Heteródina	$\cong - 40 \text{ dBm}$	$\cong - 50 \text{ dBm}$
Heteródina Balanceada	$\cong - 42 \text{ dBm}$	$\cong - 49\text{dBm}$

Tabela 6.2 Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 5 Gb/s para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$.

Esquema simulado	Potência óptica média recebida (dBm)	
	PIN	APD
IM/DD	$\cong - 19 \text{ dBm}$	$\cong - 25 \text{ dBm}$
IM/DD com AO	$\cong - 35 \text{ dBm}$	$\cong - 37 \text{ dBm}$
Detecção Heteródina	$\cong - 31 \text{ dBm}$	$\cong - 35 \text{ dBm}$
Heteródina Balanceada	$\cong - 38 \text{ dBm}$	$\cong - 42 \text{ dBm}$

Tabela 6.3 . *Potência óptica média recebida para esquemas simulados, taxa de transmissão de 10 Gb/s para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$.*

No caso de uma taxa de transmissão de 5 e 10 Gb/s, as tabelas 6.2 e 6.3 mostram que o melhor desempenho é obtido com os receptores com APD, ou seja, para probabilidade de erro $P_e = 10^{-12}$ a potência óptica média recebida é $\sim$ -50 dBm para o esquema com detecção heteródina, $\sim$ -43 dBm para o esquema com detecção direta e amplificação óptica e $\sim$ -28 dBm para esquema com detecção direta e sem amplificação óptica.

Como resultados gerais desta simulação obteve-se:

- o desempenho dos receptores de detecção homódina ficou abaixo do que se esperava, por causa das dificuldades da estabilização das frequência e fase dos lasers do transmissor e do oscilador local.
- o desempenho dos receptores ópticos de detecção direta e de detecção heteródina corresponde ao encontrado na literatura.

Ficamos com as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

- inserção de novos modelos, em particular de um modulador externo eletro-óptico, para minimizar os efeitos do “chirp” em frequência, que ocorre na fonte, para realizar a simulação de um sistema coerente e comparar seu desempenho com o esquema IM/DD.
- implementação de um modelo de circuito óptico PLL no esquema de detecção homódina, para sincronização da fase do sinal óptico recebido e do sinal do oscilador local.
- simulação do esquema de detecção heteródina com um laser semiconductor acoplado a uma cavidade externa (ECSL) tanto na parte de transmissão, quanto na parte de recepção (LO).
- simulação de sistemas coerentes com outros formatos de modulação, tais como FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK (*Phase Shift Keying*), que entre os sistemas coerentes oferecem a melhor sensibilidade.
- análise de desempenho do sistema com detecção coerente utilizando um amplificador óptico em linha, e comparação do seu desempenho com o do esquema IM/DD com pré-amplificador óptico.
- introdução dos efeitos não lineares da fibra óptica.

Anexo A

Valores utilizados para a simulação dos sistemas

Bit Rate:	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10.0 Gb/s
Optical Source:			
Laser modulation current	60.0 mA	60.0 mA	60.0 mA
Laser threshold current	12.9 mA	12.9 mA	12.9 mA
Laser Bias current	13.8 mA	13.8 mA	27.6 mA
Gain coefficient, a_0	$2.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^3$	$2.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^3$	$2.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^3$
Group velocity, v_g	$8.5 \times 10^{+9} \text{ cm} / \text{s}$	$8.5 \times 10^{+9} \text{ cm} / \text{s}$	$8.5 \times 10^{+9} \text{ cm} / \text{s}$
Optical confinement fator, Γ	0.3	0.3	0.3
Transp. Electron Density, n_0	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$
Gain compression factor:	$4 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$	$4 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$	$4 \times 10^{-17} \text{ cm}^3$
Photon Lifetime:	1.27 ps	1.27 ps	1.27 ps
Eletron Lifetime:	2.5 ns	2.5 ns	2.5 ns
Frac.spont.emiss.:	3×10^{-5}	3×10^{-5}	3×10^{-5}
Active Layer Volume:	$0.9 \times 10^{-10} \text{ cm}^3$	$0.9 \times 10^{-10} \text{ cm}^3$	$0.9 \times 10^{-10} \text{ cm}^3$
Linewidth Factor:	4	4	4
Quantum Efficiency:	0.4	0.4	0.4
Laser wavelength :	1.55 μm	1.55 μm	1.55 μm
Spont.Emission Coef.	1×10^{-4}	1×10^{-4}	1×10^{-4}

Optical Amplifier:

G_0	20 dB	20 dB	20 dB
P_{sout}	1.36 mW	1.36 mW	1.36 mW
n_{sp}	1.0	1.0	1.0
B_o	1.249 THz	1.249 THz	1.249 THz

Bit rate :	2.5 Gb/s	5.0 Gb/s	10 Gb/s
Optical receiver:			
Quantum Efficient:	0.8	0.8	0.8
Gain PIN:	1.0	1.0	1.0
Dark Current	1 nA	1 nA	1 nA
Internal Resistenc. R_{in}	10 Ω	10 Ω	10 Ω
R_{load}	1 $K\Omega$	1 $K\Omega$	1 $K\Omega$
Internal Capacit. C_{AP}	0.1 pF	0.1 pF	0.1 pF
K_{ef}	0.3	0.3	0.3
Temperatura	300 K	300 K	300 K
Receiver bandwidth:	10.0 GHz	25.0 GHz	70.0 GHz

Pre Amplifier Circuit:

Type:	Transimpedance	Transimpedance	Transimpedance
Transistor:	FET	FET	FET
R_a	20 $K\Omega$	20 $K\Omega$	20 $K\Omega$
C_a	0.05 pF	0.05 pF	0.05 pF
I_{gate}	1 nA	1 nA	1 nA
γ	1.1	1.1	1.1
g_m	0.005 S	0.005 S	0.005 S
R_f	0.001 $M\Omega$	0.0005 $M\Omega$	0.00025 $M\Omega$
R_{out}	300 Ω	300 Ω	300 Ω

Eletrical Filter:

Type:	Butterworth	Butterworth	Butterworth
Rank:	4 th	4 th	4 th
Filter Bandwidth:	1.75 GHz	3.75 GHz	7.5 GHz

Anexo B

PC- SIMFO - uma ambiente gráfico.

Neste trabalho apresenta-se o PC-SIMFO - uma ambiente gráfico para simulação de sistemas de comunicação ópticos. Para permitir máxima flexibilidade, o programa utiliza uma estrutura modular composta de quatro componentes principais (figura B.1):

- biblioteca de modelos: contem os modelos matemáticos pré- programados utilizados na simulação, tais como diferentes tipos de gerador de sinais, filtros moduladores, etc.
- configurador: permite construir a configuração do sistema a ser simulado, bem como alterar os valores dos parâmetros dos modelos utilizados.
- gerenciador: supervisiona a execução da simulação, bem como promove o interfaceamento entre as rotinas do programa, gerando e armazenando as amostras do sinal em vários pontos do sistema.
- pós- processador: permite visualizar e processar as amostras geradas durante a simulação a fim de se obter curvas de desempenho.

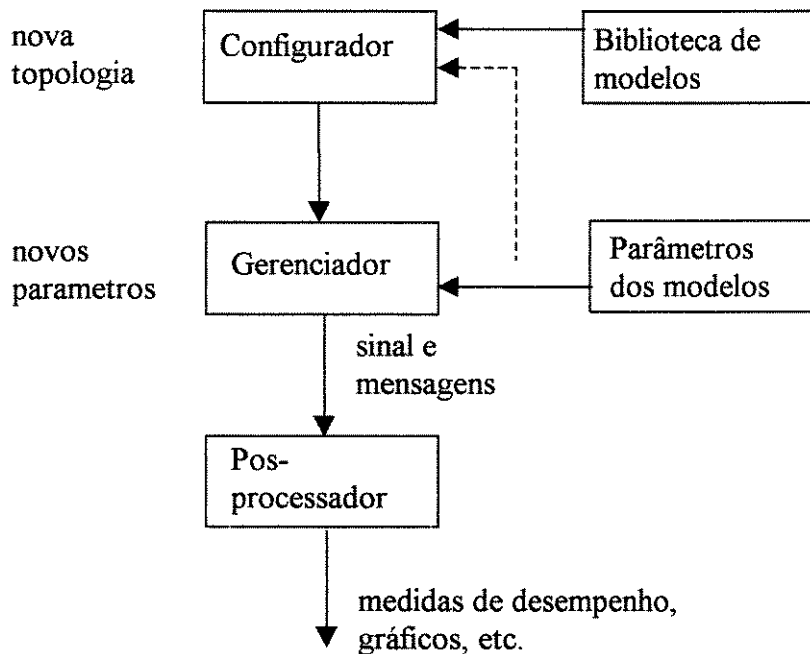


Figura B.1. Estrutura funcional do simulador PC-SIMFO

A principal vantagem do uso de uma estrutura deste tipo é a possibilidade de expansão sem que haja a necessidade de se rescrever todo o programa. O primeiro passo ao iniciar o PC-SIMFO é definir o sistema a ser simulado. Para isso, o usuário escolhe através de menus os componentes que irão compor o sistema que deseja simular e os insere na área do trabalho. Em seguida, conecta os componentes escolhidos de forma a se obter um diagrama esquemático do sistema desejado. Por último, ajusta os diferentes parâmetros do modelo para cada um dos componentes. Uma vez definido o sistema, o usuário pode então dar início a simulação. À medida que a simulação vai sendo executada, o usuário vai sendo informado do seu progresso, podendo a qualquer instante interromper o processo. Finalizada a simulação o usuário pode analisar graficamente o sinal em cada ponto do sistema ou pode ainda aplicar uma série de processamentos (tais como transformada de Fourier, derivada, integral, autocorrelação, espectro de potência, etc.) a fim de verificar o desempenho do sistema.