

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO ÓPTICA
PARA ENLACES TELEFÔNICOS DIGITAIS

JOÃO BATISTA ROSOLEM
SERGIO GELASCHI (ORIENTADOR)

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ELETRICIDADE

TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO ÓPTICA
PARA ENLACES TELEFÔNICOS DIGITAIS

JOÃO BATISTA ROSOLEM
SERGIO GELASCHI (ORIENTADOR)

DISSERTAÇÃO APRESENTADA A ESCOLA
DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS, COMO
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS
PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

SÃO CARLOS
ABRIL DE 1990

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ELETRICIDADE

TÉCNICAS DE MULTIPLEXAÇÃO ÓPTICA
PARA ENLACES TELEFÔNICOS DIGITAIS

JOÃO BATISTA ROSOLEM
SERGIO GELASCHI (ORIENTADOR)

DISSERTAÇÃO APRESENTADA A ESCOLA
DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS, COMO
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS
PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

SÃO CARLOS
ABRIL DE 1990

COMPOSIÇÃO DA BANCA EXAMINADORA:

- PROF. DR. JAROSLAV SMITH (EESC-USP)

- PROF. DR. HÉLIO WALDMAN (UNICAMP)

- PROF. DR. SERGIO CELASCHI (EESC-USP)

DEDICO ESTE TRABALHO:

A MINHA ESPOSA FÁTIMA, A MEUS PAIS, IRMÃOS

E ESPECIALMENTE À: JOÃO B. ROSOLEM JUNIOR

A SERGIO CELASCHI PELA ORIENTAÇÃO,
AMIZADE E EXPERIÊNCIA TRANSMITIDA.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram no desenvolvimento desta Tese, entre eles:

- CLAUDIO A. VIOLATTO, JOSÉ HENRIQUE DE OLIVEIRA e CÉSAR P. D. ÉVORA por permitirem o uso dos laboratórios do CADFO/CPqD-TELEBRÁS:

- JOSÉ TADEU DE JESUS pelos acopladores ópticos:

- JOÃO BATISTA DE AYRES NETO e DANILO CÉSAR DINI pelas valiosas opiniões:

- MILSON T. C. SILVA e AMILCAR GARELLI CÉSAR pela formação acadêmica na área de Comunicações ópticas:

- RALPH R. HEIRINCH, HENRIQUE DE M. B. CARVALHO, ARGEMIRO DE O. S. FILHO E JORGE SALOMÃO PEREIRA pelo instrumental utilizado:

- NELSON GUIMARÃES FILHO, CELSO DE ALMEIDA e ENÉAS C. J. DA CRUZ pela ajuda com os os terminais ELO-34:

- REGE R. SCARABUCCI e RICARDO BRESSAN pelo empréstimo dos terminais ELO-34

- FLÁVIO BORIN e OSWALDO B. M. PROFETA pelo empréstimo dos lasers:

- RICARDO SAAD pelas discussões sobre receptores ópticos:

- ATÍLIO E. REGGIANI pelas fibras:

- JULIO C. SAID e RODRIGO POLO NASCIMENTO pelas emendas:

- JOÃO CARLOS F. REIS, HORICLÉA S. MONTEIRO, JAIR THEODORO DA CUNHA, EDUARDO HIROSHI FERREIRA, ISAÍAS FERREIRA DA SILVA pelo estímulo:

- PEDRO HENRIQUE VALENTE MENDES pela incansável ajuda em
Campo:

- Ao amigo GUILHERME DE ANDRADE GARCIA pelo vivo interesse:

E AS SEGUINTEs EMPRESAS:

FAPESP - Pela concessão da bolsa de mestrado;

CPqD - TELEBRÁS - pelos laboratórios e instrumental;

ELEBRA - pelos terminais ELO-34;

TELEBRASÍLIA - pelo Teste de Campo.

SIGLAS E SÍMBOLOS MAIS USADOS

TB	- Transmissão Bidirecional	
WDM	- Wavelength Division Multiplexing - Multiplexação em Comprimento de Onda	
ELO	- Equipamento Terminal de Linhas Ópticas	
FEB	- Fusão em Estrutura Bicônica	
BER	- Bit Error Rate - Taxa de Erro de Bit	
STB	- Sistema de Telecomunicações Brasileiro	
P _o	- Potência óptica acoplada a fibra	[dBm]
S _o	- Sensitividade do receptor	"
M	- Margem do sistema	[dB]
P _c	- Perda nos conectores ópticos	"
P _e	- Perda nas emendas de fibra	"
P _a	- Perda nos acopladores	"
R	- Razão de acoplamento	"
Refl	- Refletividade do acoplador	"
P _{ret}	- Potência Rayleigh retroguiada pela fibra	[dBm]
P _{ref}	- Potência Fresnel refletida em uma interface óptica	"
P _r	- Potência Rayleigh no receptor	"
P _f	- Potência Fresnel no receptor	"
P	- Penalidade de potência no receptor óptico	[dB]
A _f	- Coeficiente de atenuação total da fibra	[Km] ⁻¹
η	- Coeficiente de espalhamento Rayleigh	"
L	- Comprimento do enlace	[km]
S _p	- Sobra de potência no enlace	[dB]

n1	- Índice de refração do núcleo	
n2	- Índice de refração externo	
Na	- Abertura numérica da fibra	
I	- Isolação óptica	(dB)
B	- Taxa de transmissão	(Mbit/s)
M	- Ganho médio do fotodetector APD	
F	- Fator de excesso de ruído	
r	- Taxa de extinção	
$\langle i \rangle_c^2$	- Ruído térmico	(A) ²
q	- Carga do elétron	(C)

ÍNDICE

	PÁGINA
CAPÍTULO I. INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO II. SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICOS.....	5
2.1. CONSIDERAÇÕES SOBRE A EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS ÓPTICOS.....	6
2.2. SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS USANDO MODULAÇÃO POR CÓDIGO DE PULSOS.....	8
2.3. ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS.....	14
2.4. PROJETO DE ENLACES ÓPTICOS.....	19
2.5. O EQUIPAMENTO ELO-34.....	27
CAPÍTULO III. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL.....	34
3.1. HISTÓRICO, DEFINIÇÕES E PROPRIEDADES.....	35
3.2. ACOPLADORES.....	38
3.3. PROBLEMAS LIMITANTES EM SISTEMAS BIDIRECIONAIS.	43
3.4. ESTUDO DA PENALIDADE NO RECEPTOR ÓPTICO BIDIRECIONAL.....	54
3.5. PROJETO DE ENLACES BIDIRECIONAIS.....	59
3.6. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL E UNIDIRECIONAL COM MULTIPLEXAÇÃO EM COMPRIMENTO DE ONDA.....	61
CAPÍTULO IV. MEDIDAS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS.....	68

4.1. MEDIDAS DE REFLETIVIDADE EM ACOPLADORES	
ÓPTICOS.....	70
4.1.1. MÉTODO DO CASAMENTO ÓPTICO COM ÓLEO....	70
4.2.1. MÉTODO DO CASAMENTO ÓPTICO ATRAVÉS DE	
CORTE EM ÂNGULO DO FINAL DA FIBRA.....	73
4.1.3. MÉTODO DO CASAMENTO ÓPTICO ATRAVÉS	
DA CONFECÇÃO DE MICROLENTE.....	74
4.2. MEDIDAS DE RETROGUIAMENTO RAYLEIGH E FRESNEL	
PELA FIBRA.....	77
4.2.1. RETROGUIAMENTO RAYLEIGH E FRESNEL EM	
FUNÇÃO DO COMPRIMENTO DA FIBRA.....	78
4.2.2. DEPENDÊNCIA DO RETROGUIAMENTO RAYLEIGH	
COM A FREQUÊNCIA DE MODULAÇÃO DA LUZ....	81
4.3. CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES BIDIRECIONAIS	
MULTIMODO.....	86
4.3.1. ENLACE BIDIRECIONAL CURTO.....	87
4.3.2. ENLACE BIDIRECIONAL LONGO.....	90
4.4. TESTE DE CAMPO DO SISTEMA BIDIRECIONAL.....	98
4.4.1. ENCAPSULAMENTO DOS ACOPLADORES PARA	
CAMPO.....	98
4.4.2. INSTALAÇÃO DO ACOPLADOR EM CAMPO.....	100
4.4.2. MEDIDAS EFETUADAS E DESEMPENHO.....	102
4.5. SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA EM RECEPTOR ÓPTICO	
COM DETETOR PIN.....	108
CAPÍTULO V. 5.1. CONCLUSÃO.....	114
5.2. CONTRIBUIÇÕES DESTA TESE.....	117

5.3. TRABALHOS PUBLICADOS DURANTE O MESTRADO.....	118
5.4. TRABALHOS FUTUROS.....	119
CAPÍTULO VI. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	120
APÊNDICE I	125

LISTA DE FIGURAS

PÁGINA

CAPÍTULO II

Fig.2.1. Diagrama de sistema telefônico digital.....	9
Fig.2.2. Códigos usados em sistemas ópticos.....	11
Fig.2.3. Flutuação da linha de base.....	12
Fig.2.4. Situações que causam erros em sistemas ópticos.....	14
Fig.2.5. Medida de taxa de erros.....	15
Fig.2.6. Instrumental para visualizar padrão de olho.....	17
Fig.2.7. Padrão de olho simplificado.....	18
Fig.2.8. Atenuação espectral de fibras ópticas.....	21
Fig.2.9. Sensitividade x taxa de transmissão.....	22
Fig.2.10. Configuração de aplicação típica do ELO-34.....	28
Fig.2.11. Fluxo de sinais no equipamento ELO-34.....	30
Fig.2.12. Mapa da rede óptica de São Paulo/SP.....	32
Fig.2.13. ELOs e DI0s na estação Paraíso, São Paulo/SP.....	33

CAPÍTULO III

Fig.3.1. Sistema de Transmissão Bidirecional.....	37
Fig.3.2. Diagrama esquemático de um acoplador óptico.....	39
Fig.3.3. Processo de fabricação de acoplador óptico FEB.....	40
Fig.3.4. Encapsulamento primário de acoplador FEB.....	41
Fig.3.5. Diagrama real de um sistema bidirecional.....	44
Fig.3.6. Perdas de inserção x razão de acoplamento.....	45
Fig.3.7. Retroguiamento de Fresnel.....	47
Fig.3.8. Métodos para se evitar reflexões de Fresnel.....	49
Fig.3.9. Retroguiamento Rayleigh.....	51
Fig.3.10. Retroguiamento Rayleigh x frequência.....	53

Fig.3.13. Taxa de extinção do sinal óptico com interferência...	58
Fig.3.14. Acoplador WDM.....	61
Fig.3.15. Possibilidades de uso técnica WDM.....	62
Fig.3.16. Razão de acoplamento versus comprimento de onda.....	63

CAPÍTULO IV

Fig.4.1. Sistema experimental para medir refletividade.....	72
Fig.4.2. Refletividade x índice de refração de óleos.....	73
Fig.4.3. Microlente em fibra óptica.....	75
Fig.4.4. Refletividade x diâmetro da microlente.....	76
Fig.4.5. Sistema experimental para medir os retroguiamentos....	78
Fig.4.6. Retroguiamentos x comprimento de fibra.....	80
Fig.4.7. Foto dos retroguiamentos Rayleigh e Fresnel.....	81
Fig.4.8. Sistema experimental do Retr. Rayleigh x frequência...83	
Fig.4.9. Retroguiamento Rayleigh x frequência.....	84
Fig.4.10. Simulação computacional do Retroguiamento Rayleigh...85	
Fig.4.11. Sistema experimental de enlace bidirecional curto....88	
Fig.4.12. BER x Potência de sinal para enlace de 2.5 Km.....89	
Fig.4.13. Penalidade x Potência de Interferência para 2.5 Km...90	
Fig.4.14. Sistema experimental bidirecional de 8 e 9.7 Km.....91	
Fig.4.15. BER x Potência de sinal para 8 Km.....92	
Fig.4.16. BER x Potência de sinal para 9.7 Km.....94	
Fig.4.17. Diagrama de olho para 9.7 Km.....96	
Fig.4.18. Penalidade e Sobre de Potência x L97	
Fig.4.19. Acoplador para teste de campo.....100	
Fig.4.20. Instalação do acoplador em campo.....101	
Fig.4.21. Esquemas utilizados caracterizar TB em campo.....103	
Fig.4.22. BER x Potência recebida para teste de campo.....104	

Fig.4.23. Sistema Bidirecional em tráfego.....	107
Fig.4.24. Sistema experimental para 1.3 um (Pin).....	109
Fig.4.25. BER x Potência de sinal para 1.3 um.....	110
Fig.4.26. Penalidade x Potência Interferente para 1.3 um (Pin).....	111
Fig.4.27. Sobre de Potência x L para enlaces WDM.....	113

APÊNDICE

Fig.A.1. Estrutura Física de Fotodetores Pin e APD.....	128
Fig.A.2. Diagrama de blocos de um receptor óptico.....	128
Fig.A.3. Distribuição probabilística do sinal mais ruído.....	129
Fig.A.4. Probabilidade de erros x Q.....	130

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO II

Tab.2.1. Sistemas ópticos mais usados.....	28
Tab.2.2. Características do equipamento EL0-34.....	31

CAPÍTULO IV

Tab.4.1. Penalidade x Potência de interferência para 8Km.....	93
Tab.4.2. Penalidade x Potência de interferência para 9.7 Km.....	95
Tab.4.3. Características dos acopladores para teste de campo...	99
Tab.4.4. Resultados do desempenho de TB em campo.....	106
Tab.4.5. Características típicas de fibras e acopladores.....	112

RESUMO

Tres das principais técnicas de multiplexação óptica para enlaces telefônicos digitais são apresentadas e discutidas neste trabalho. As técnicas aqui apresentadas são conhecidas como: Transmissão Bidirecional (TB) no mesmo comprimento de onda, Transmissão Bidirecional WDM e Transmissão Unidirecional WDM. Estas técnicas permitem aumentar a capacidade de transmissão de um sistema de comunicações ópticas. Foi dado ênfase ao estudo de TB no mesmo comprimento de onda, sendo os resultados estendidos para as outras técnicas. Na parte experimental foram realizados estudos pioneiros sobre Transmissão Bidirecional (TB) em enlaces ópticos com fibra multimodo de perfil de índice gradual. Estes estudos visaram a compreensão e determinação dos limites de aplicação da técnica de TB. Medidas realizadas em Sistemas Bidirecionais operando em 0.85 μm , 45 Mbit/s (fotodetector APD) e fibra multimodo padrão Telebrás, permitem concluir que esta técnica é aplicada em enlaces de até 10 Km de comprimento. As medidas experimentais estão de acordo com o modelo teórico de ruído desenvolvido. Medidas realizadas em laboratório com o sistema multimodo foram completadas com um teste de campo de TB. Adicionalmente, foram iniciados experimentos de TB para sistemas monomodo em 1.3 μm , 45 Mbit/s (fotodetector Pin), com o objetivo de determinar suas limitações.

ABSTRACT

In this work three of the main optical multiplexing techniques used for telephone links are presented and discussed. The techniques here presented are known as: Bidirectional Transmission (BT) at same wavelength, WDM Bidirectional Transmission and WDM Unidirectional Transmission. In general, these techniques manyfold the transmission capacity of an optical communications system. Pioneer studies on Bidirectional Transmission (BT) in optical links with multimode fiber of gradual index profile are presented here. These studies aim to determine the application limits of the BT technique. Measurements realized on Bidirectional Systems operating at 0.85 μm , 45 Mbit/s (APD photodetector) and multimode fibers (Telebras Standard) allow to conclude that this technique is applicable on links up to 10 Km length. The model developed on noise theory supports the experiments results. The laboratorial measurements on the multimode system were completed with BT field test. Additionally, BT experiments were initiated on single mode systems operating at 1.3 μm , 45 Mbit/s (Pin photodetector) with the same objective as before.

" INTRODUÇÃO "

É notável o impulso que a tecnologia das comunicações ópticas teve nos últimos dez anos. Notadamente esta tecnologia teve rápida ascensão em telecomunicações devido as suas excelentes características tais como: possibilidade de enlaces de distâncias mais longas, transmissão de maior quantidade de informações, tamanho reduzido de seus componentes, menor interferência eletromagnética e menor custo de implantação e operação. O uso comercial desta tecnologia vem sendo intensificado nos últimos anos a ponto de ser realidade a instalação de enlaces ópticos ligando bairros, metrópoles e continentes. Dentro de alguns anos esta tecnologia deve chegar a casa do usuário, integrando-o com o mundo através de vídeo, telefone e serviços de texto e dados. Estes novos serviços que irão compor a RDSI (Rede Digital de Serviços Integrados) só se tornarão possíveis com o uso de comunicações ópticas.

Mesmo com todas as vantagens mencionadas acima, é crescente o volume de pesquisas em todo o mundo com o objetivo de aumentar a capacidade de transmissão de uma cabo óptico. Uma das maneiras de aumentar esta capacidade de transmissão é através do uso de técnicas de multiplexação óptica, que tornam possível a transmissão de várias portadoras ópticas por uma única fibra

O uso de técnicas de multiplexação óptica traz diversas vantagens entre as quais a redução no custo total dos sistemas telefônicos. Particularmente, no projeto de Redes Locais, estas técnicas de multiplexação otimizarão a distribuição de linhas ópticas até a casa do usuário. Podem ainda ser aplicadas nos enlaces do Sistema Brasileiro de Telecomunicações (STB) e ajudar a atenuar alguns dos problemas atuais vividos por este setor. Os problemas atuais do STB são em parte causados pelos baixos investimentos que vem sendo realizados no setor, o que tem acarretado problemas técnicos como: saturação das linhas telefônicas, baixa taxa de instalação de cabos ópticos e equipamentos terminais, tarifas reduzidas, além de problemas de administração técnica das estações telefônicas.

Visando uma possível utilização das técnicas de multiplexação óptica nos enlaces do STB, descrevemos neste trabalho a técnica de multiplexação óptica conhecido como: Transmissão Bidirecional ("Full-Duplex"). O técnica bidirecional permite o tráfego de informações em dois sentidos e simultaneamente por uma única fibra óptica. Esta técnica pode ser utilizada tanto em enlaces ligando estações telefônicas urbanas e interurbanas como também em futuros projetos de RDSI. Também introduzimos neste trabalho o conceito da técnica WDM ("Wavelength Division Multiplexing") que permite o uso de transmissão bidirecional e unidirecional de portadoras ópticas de vários comprimentos de onda por uma única fibra óptica.

Para compreensão de todos os detalhes envolvidos no processo de Transmissão Bidirecional, organizou-se este trabalho na seguinte forma: o cap.II resume um estudo de

sistemas ópticos convencionais, ou seja sistemas que não empregam técnicas de multiplexação óptica na transmissão e recepção dos sinais telefônicos. São descritas aqui as tecnologias usadas nos enlaces ópticos convencionais, bem como são citados os problemas limitantes e os cálculos para o projeto destes enlaces. Descreve-se também a tecnologia nacional usada nos terminais ópticos de transmissão e recepção ELO-34 que atualmente são usados na interligação de centrais telefônicas brasileiras. O cap. III introduz o conceito de transmissão bidirecional e mostra os elementos básicos que possibilitam o uso desta técnica: os acopladores ópticos. Este capítulo contém uma análise das limitações impostas pelo uso do método bidirecional, descrevendo também os procedimentos utilizados para diminuir estas limitações. Uma modelagem de projeto para enlaces bidirecionais é proposta. Ainda neste capítulo é comentada a técnica de WDM, que possibilita o uso de sistemas unidirecionais e bidirecionais em vários comprimentos de onda. O cap. IV apresenta as medidas experimentais realizadas para caracterizar os parâmetros limitantes do método bidirecional. Os resultados experimentais relatados no capítulo IV se referem em sua maior parte ao sistema multimodo brasileiro operando em 0.83 μm , que constitui a maioria dos enlaces ópticos brasileiros instalados até o momento. A outra parte dos resultados experimentais deste capítulo se refere ao sistema monomodo operando em 1.3 μm . Estes resultados foram obtidos nos laboratórios do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento da TELEBRÁS (CPqD), sediado em Campinas - SP. Ainda neste capítulo são

mostrados os resultados do Teste de Campo realizado com o sistema bidirecional multimodo nas centrais da TELEBRASÍLIA, BRASÍLIA - DF. No Cap.V apresentamos as conclusões finais, contribuições, trabalhos publicados e trabalhos futuros. No Cap.VI encontra-se a lista de referências bibliográficas desta dissertação. A modelagem utilizada na interpretação dos dados apresentados no capítulo IV é descrita em detalhes no Apêndice I.

CAPITULO II

" SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICOS "

II.1. CONSIDERAÇÕES SOBRE A EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS ÓPTICOS

II.2. SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS USANDO MODULAÇÃO POR CÓDIGO DE PULSOS (PCM)

II.3. ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS

II.4. PROJETO DE ENLACES ÓPTICOS

II.5. O EQUIPAMENTO ELO-34

11.1. CONSIDERAÇÕES SOBRE A EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS ÓPTICOS

Desde que a utilização comercial de fibras ópticas tornou-se viável no início dos anos 70, uma grande variedade de sistemas ópticos foram desenvolvidos e voltados em sua maioria para telefonia. Os primeiros sistemas já operavam com modulação digital do tipo PCM e serviram na substituição de velhos cabos coaxiais que interligavam as centrais telefônicas urbanas. Nos Estados Unidos, os primeiros sistemas ópticos urbanos foram implementados com fibra multimodo e operavam em 850 nm com taxa de transmissão de 45 Mbit/s ^[1]. Neste país foi instalado em 1983 o primeiro enlace interurbano comercial, ligando as cidades de Nova York e Washington, operando com 90 Mbit/s e com fibras multimodo em 850 nm. Estes sistemas usam repetidores com espaçamento médio de 7 Km.

No início, a utilização de fibras multimodo era maior, visto que as fibras monomodo apresentavam problemas sérios de emendas em campo. Em 1983 estas dificuldades começaram a ser superadas, abrindo caminho para a utilização em larga escala de fibras monomodo. A utilização de fibras monomodo em 1300 nm, janela de baixas atenuação e dispersão, permitiu a implantação de enlaces de grande distância e com menor número de repetidores. Em 1983, o Japão concluiu um enlace monomodo de 2.840 Km ligando o país de ponta a ponta, operando em 1300 nm com taxa de 400 Mbit/s e com repetidores distantes 30 Km entre si ^[1]. Em 1988 previa-se a operação deste mesmo enlace com taxa de 1.6 Gbit/s. Atualmente no Japão novos enlaces estão sendo instalados para operarem em 1.6 e 4.0 Gbit/s, com distância de 40 Km entre repetidoras. No final

de 1988 foi instalado entre os Estados Unidos e a Europa o primeiro cabo transatlântico submarino usando fibras ópticas, o TAT-8^[2]. Este sistema usa dois pares de fibras monomodo, operando cada par numa taxa de transmissão de 280 Mbit/s em 1300 nm. A distância do enlace é de 6.700 Km, com repetidoras distantes 70 Km entre si.

No Brasil, o primeiro sistema óptico, denominado ELO-34 foi instalado com tecnologia Telebrás em 1982 na cidade do Rio de Janeiro^[3], interligando as centrais de Jacarepaguá e Cidade de Deus. O sistema opera com fibras multimodo em 850 nm e com taxa de 34 Mbit/s. Atualmente, sistemas ópticos estão sendo instalados em todo o país ligando centrais urbanas. Estes primeiros sistemas ainda usam fibras multimodo operando em 850 nm e com taxa de 34 Mbit/s. A distância máxima entre repetidores nestes enlaces é de 12 Km, no entanto esta situação de extremo é dificilmente utilizada devido a proximidade natural da maioria das centrais telefônicas urbanas.

O primeiro sistema monomodo brasileiro operando em 1300 nm, foi implantado em 1988 interligando as cidades de Brasília e Taguatinga, operando a 34 Mbit/s e com distância entre repetidoras de 24 Km^[1]. Dentro de dois anos, deverá ser lançado comercialmente uma hierarquia superior em taxa de transmissão. O sistema denominado ELO-140, utilizará fibras monomodo operando em 1300 nm e com taxa de transmissão de 140 Mbit/s. Sua aplicação se dará na interligação de grandes metrópolis brasileiras.

A nível mundial, grandes novidades são esperadas para a próxima década. A utilização da janela de 1550 nm com atenuação e dispersão menores que a janela de 1300 nm, possibilitarão a

Implantação de enlaces com menor número de repetidores e operando com altas taxas de transmissão. Sistemas ópticos usando detecção coerente, aliados a baixa atenuação da fibra na janela de 1550 nm poderão ser implantados sem usar repetidores em distâncias superiores a 250 Km. Finalmente, com o advento dos amplificadores ópticos integrados e o uso de técnicas de multiplexação óptica (WDM) os sistemas ópticos do futuro terão elevado sua capacidade de transmissão. Enlaces de até 1.500 Km poderão vir a serem instalados com repetidores de baixo custo, laser monomodo e fibras de dispersão deslocada.

11.2. SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS USANDO MODULAÇÃO POR CÓDIGO DE PULSOS (PCM)

Os sistemas telefônicos atuais empregam técnicas digitais na multiplexação dos canais de voz, provenientes dos usuários (tributários). A multiplexação digital melhora sensivelmente a qualidade dos canais telefônicos além de diminuir o tamanho físico das centrais ^[4]. Um típico diagrama de um sistema telefônico usando multiplexação ou modulação digital é mostrado na Fig.2.1.

A modulação dos sinais analógicos sob a forma digital utilizada atualmente é conhecida em telefonia como PCM (Pulse Code Modulation) ou modulação por código de pulsos. Neste método

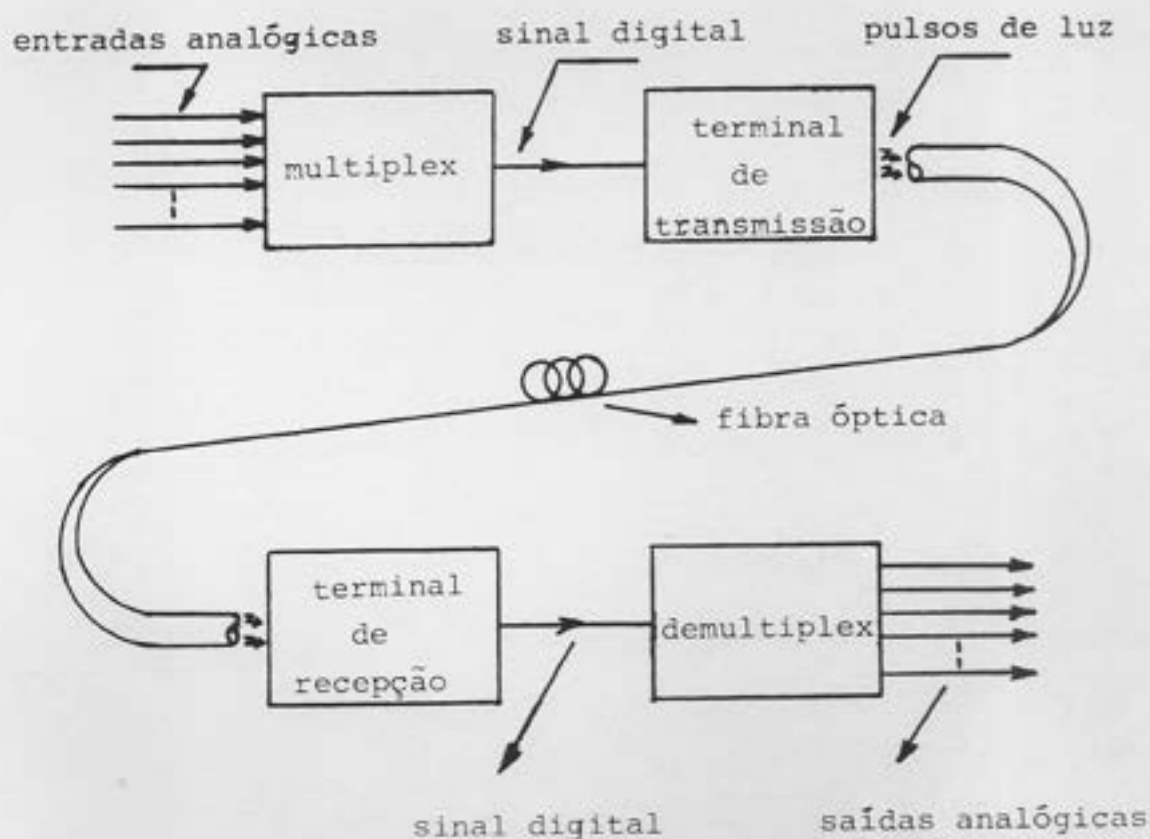


Fig.2.1. Diagrama de um sistema telefônico digital [7].

os sinais analógicos de voz, provenientes dos canais telefônicos são convertidos em sinais digitais através de um conversor analógico-digital. A conversão é tal que o sinal analógico se transforma numa sequência de bits que compõe um código binário. Após a conversão, o sinal digital passa por diversos níveis de multiplexagem dentro do sistema telefônico até formar a taxa de informação final. Uma vez formada a taxa final o conjunto de bits ou códigos sofre alterações antes de ser enviado ao transmissor. Estas alterações incluem: mudanças de código, embaralhamento, adição de canal de serviço, monitoramento de taxa de erro, entre outras. As mesmas fases descritas acima

estão presentes no receptor, atuando com fluxo de sinais ao inverso.

Antes da conversão eletro-óptica no transmissor, ocorre uma troca de códigos no sinal digital. Esta mudança é necessária uma vez que fibras ópticas não operam com sinais negativos, como pode ocorrer com alguns tipos de códigos usados nas diversas etapas de multiplexação digital [5]. Um tipo de código bastante usado nas etapas de multiplexação digital é o HDB3 (High Density Bipolar) [5] que é um código de duas polaridades. Já o sinal transmitido pela fibra é unipolar, ou seja, apresenta apenas uma polaridade na formação do código. Dois códigos muito usados em sistemas ópticos são o RZ ("Return to Zero") e o NRZ ("No Return to Zero") [5]. A diferença entre estes dois códigos, como mostra a Fig.2.2 está no fato de que no código NRZ o pulso ocupa todo o seu período enquanto que no código RZ o pulso ocupa até metade do seu período. Os códigos RZ e NRZ apresentam dois níveis binários definidos como: ZERO e HUM, sendo que a duração do bit é chamada de período do bit. Uma tensão elétrica V corresponde ao nível HUM e zero volts ao nível ZERO. Na conversão eletro-óptica, o nível HUM corresponde ao tempo em que o emissor de luz está ligado e o ZERO quando o emissor está inativo. A modulação do emissor é feita diretamente por uma corrente elétrica $i(t)$ correspondente ao sinal digital. A conversão transforma esta corrente em potência óptica $p(t)$ na mesma sequência do sinal digital. Após percorrer a fibra (e serem distorcidos) os pulsos de luz são detetados por um fotodetetor que converte diretamente a potência óptica $p(t)$ em corrente elétrica $i(t)$. O sinal após a conversão é amplificado, filtrado e segue para um circuito

regenerador de pulsos.

Apesar da transmissão digital ser uma forma bastante eficiente de comunicação, existem alguns fatores que podem degenerar os pulsos digitais e conseqüentemente gerar erros na informação transmitida. Como erro denominamos a interpretação incorreta feita por um circuito de decisão de uma marca (HUM) ou espaço (ZERO). O erro acontece se o ruído introduzido no sistema ou a deformação forem tais que ultrapassem o limiar do circuito

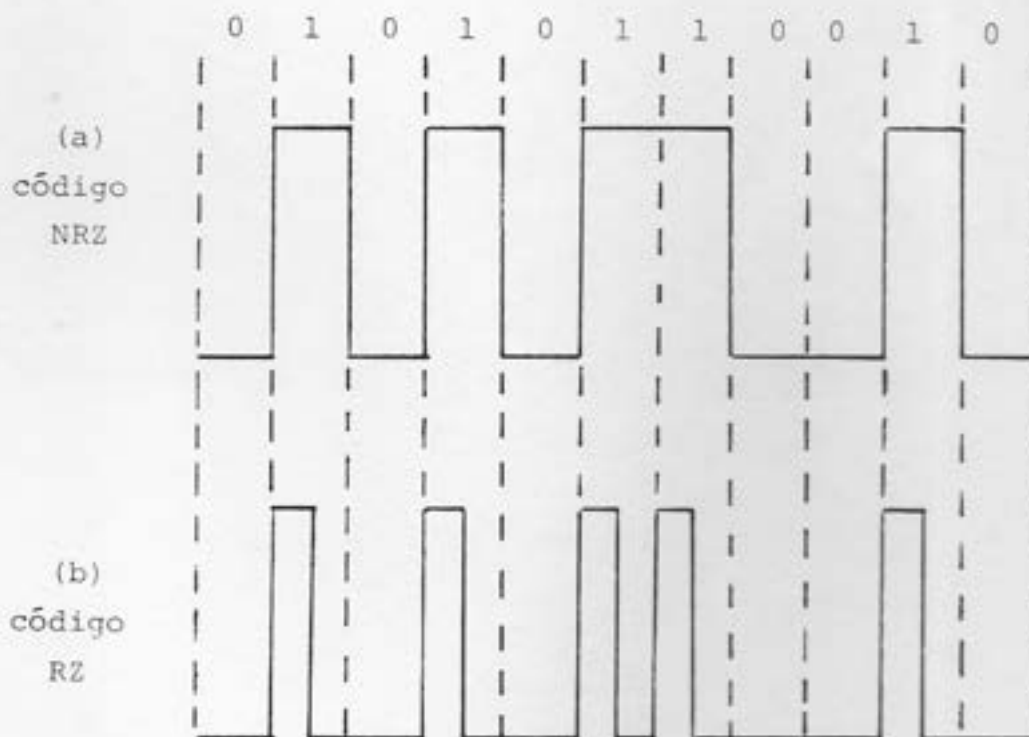


Fig.2.2 - Códigos usados em sistemas ópticos: a) NRZ e b) RZ

de decisão no regenerador de pulsos. Os próprios códigos adotados podem contribuir na geração de erros. O código do tipo RZ tem a desvantagem de usar o dobro da largura de banda usada pelo código NRZ, além de gerar problemas de sincronismo, quando uma longa fila de espaços esta presente no código. Por outro lado, o código NRZ pode gerar problemas de flutuação da linha de base, quando uma longa fila de marcas estão presentes no código. Longas sequências de marcas geram um nível DC alto no sinal transmitido. Este nível DC gera "rabos" no sinal, quando filtros de acoplamento capacitivo são usados na saída do receptor. Esta situação é ilustrada na Fig.2.3.

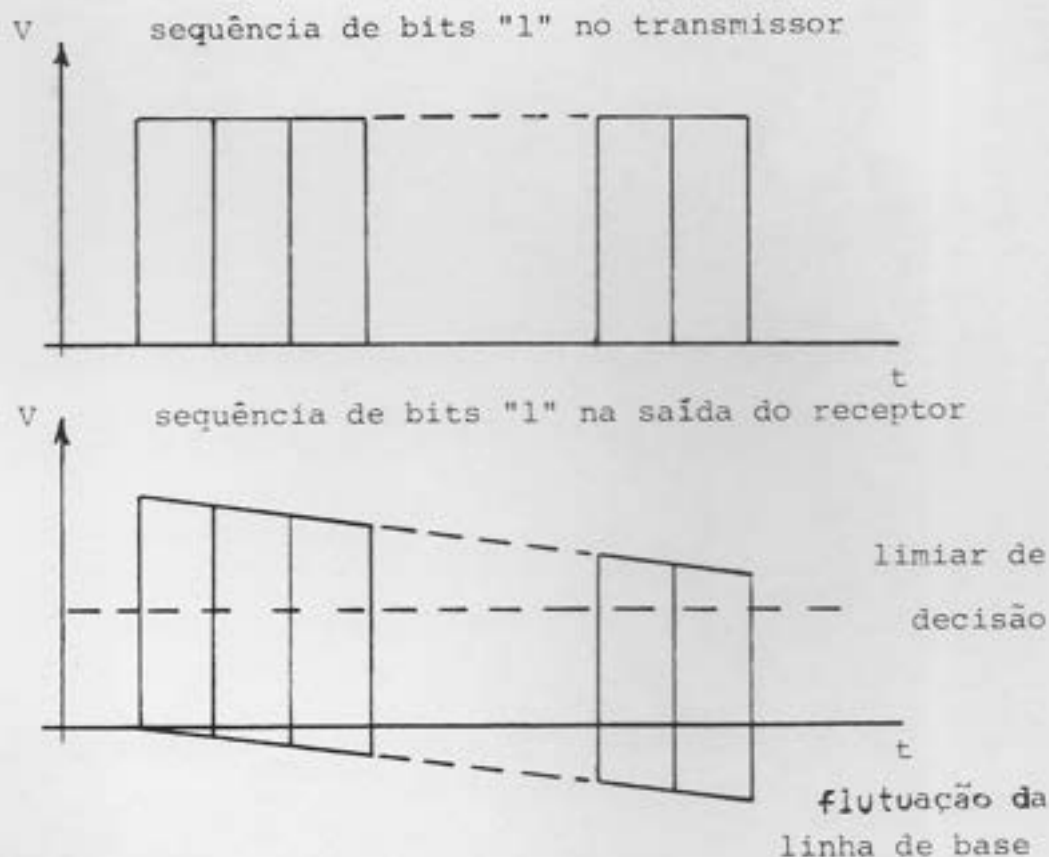


Fig.2.3 - Ilustração do problema da flutuação da linha de base

Duas técnicas usadas para contornar o problema da flutuação da linha de base são: o uso de circuitos embaralhadores e o uso de códigos de bloco. Os embaralhadores geram, a partir do sinal a ser transmitido, uma sequência com padrão de dados aleatórios numa lei bem conhecida [8]. No receptor os desembaralhadores retiram o código original do sinal embaralhado, eliminando desta forma longas filas de espaços ou marcas. Uma outra maneira de eliminar o problema é através do uso de códigos de bloco [5]. Neste método, blocos de m bits são convertidos em blocos de $n > m$ bits sendo então transmitidos. Como resultado desta adicional redundância torna-se necessário um aumento na largura de banda do sistema. Apesar disso o novo código (designado agora por mBnB) proporciona: sincronização adequada, informação de taxa de erro e inserção de canal de serviço. Alguns outros fatores relacionados ao meio transmissor podem também causar erros no sistema, entre estes fatores temos o efeito de dispersão que causa um problema conhecido como interferência intersimbólica [5,6]. Outro fator que pode gerar erros no sistema é aquele devido a atenuação do sinal imposta pelo meio transmissor. Finalmente existem os erros causados por ruído do fotodetetor e do amplificador de entrada usado nos receptores ópticos [7]. Esta classe de ruídos será estudada com mais detalhes no Cap.3. Na Fig.2.4 mostramos as situações de erro descritas acima.

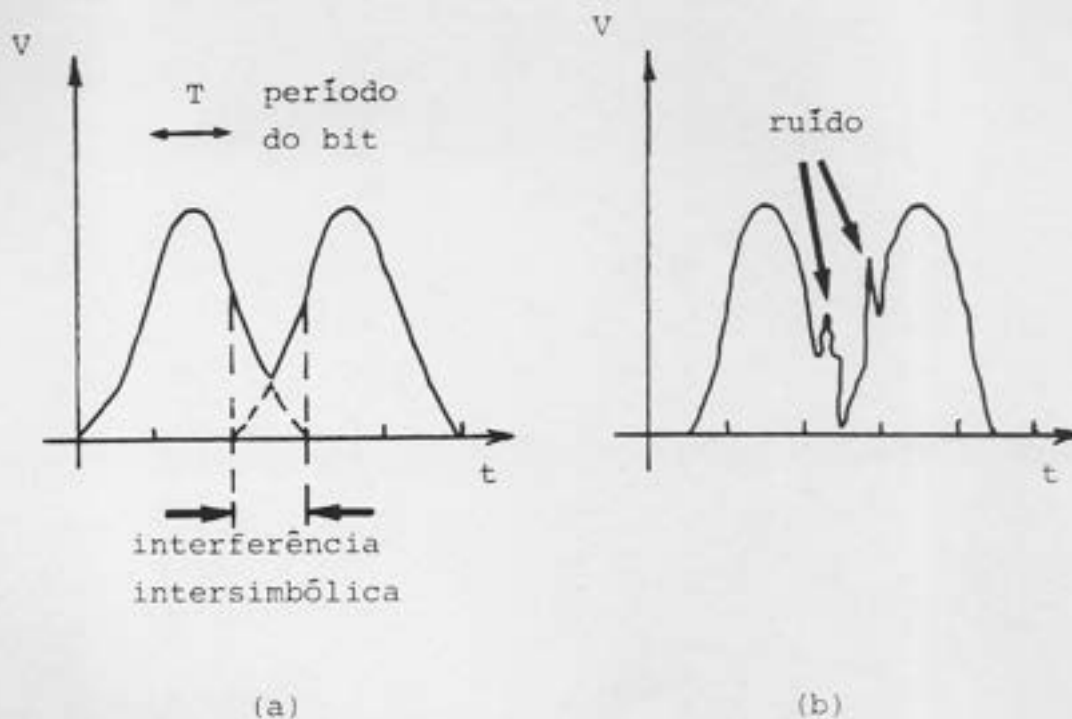


Fig.2.4 - Algumas das principais situações que podem causar erros em sistemas ópticos [5].

11.3. ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS ÓPTICOS DIGITAIS

O método padrão de se quantificar os erros em um sistema digital é através da obtenção da Taxa de Erros de Bit ou BER ("Bit Error Rate"), que é definida por [5]:

$$\text{BER} = \frac{\text{Numero de erros}}{B t} \quad (2.1)$$

onde B = Taxa de transmissão do sistema

t = intervalo de tempo de avaliação de erros

Na prática a medida da BER é feita usando um aparelho denominado Gerador de Padrão e Detetor de Erros. Este aparelho gera uma sequência pseudo-aleatória de bits ou um padrão definido de bits ou ainda um bloco de palavras binárias. A finalidade do gerador de padrão é simular os sinais digitais provenientes dos diversos canais telefônicos. Em sua utilização a saída do gerador de padrão é acoplada ao sistema a ser testado, os dados gerados passam por todo o sistema de transmissão e são detetados no receptor. A saída deste é então levada a um detetor de erros, geralmente conjugado e sincronizado com o gerador, onde os dados são comparados um a um, após o que se obtém a relação expressa na Eq.2.1. A Fig.2.5 ilustra o esquema para a obtenção da BER.

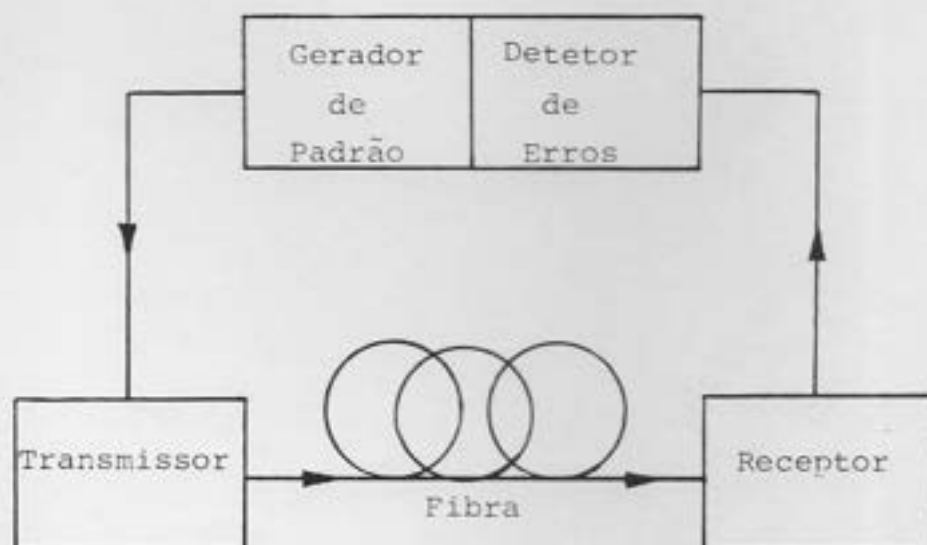


Fig.2.5 - Esquema para medir-se a Taxa de Erros de Bit (BER) [5].

O desempenho quantitativo de um sistema óptico é comumente avaliado quando a taxa de erros binários é obtida em função da potência óptica que chega no receptor. De acordo com as recomendações do CCITT uma taxa máxima de 10^{-9} BER, ou seja um erro em um bilhão de bits é desejável.

Outro método (mais qualitativo) bastante usado na análise do desempenho de sistemas digitais é o do diagrama de olho. O método do diagrama de olho é feito no domínio do tempo e permite a visualização dos efeitos de distorção na forma dos pulsos através de um osciloscópio. Para que se possa visualizar o padrão de olho é necessário o arranjo de instrumentos conforme mostra a Fig.2.6.a. Um gerador de padrão gera uma sequência pseudo-aleatória de bits que é enviada ao meio transmissor. Os sinais após serem detetados no receptor são aplicados na entrada vertical do osciloscópio. Por outro lado, na entrada horizontal é aplicada a saída do "trigger" do gerador de padrão. O resultado é que a sequência pseudo-aleatória de bits se superpõe e forma um padrão conhecido como padrão de olho devido a sua semelhança com o olho humano. A Fig.2.6.b. ilustra o processo de formação do padrão de olho. Algumas características de desempenho podem ser obtidas do Diagrama de Olho. Considere como exemplo o padrão ilustrado na Fig.2.7. As seguintes informações podem ser extraídas deste diagrama:

- 1) A largura do olho aberto define o intervalo de tempo sobre o qual o sinal pode ser amostrado sem ter erros devido a interferência intersimbólica. O melhor tempo de amostra é o

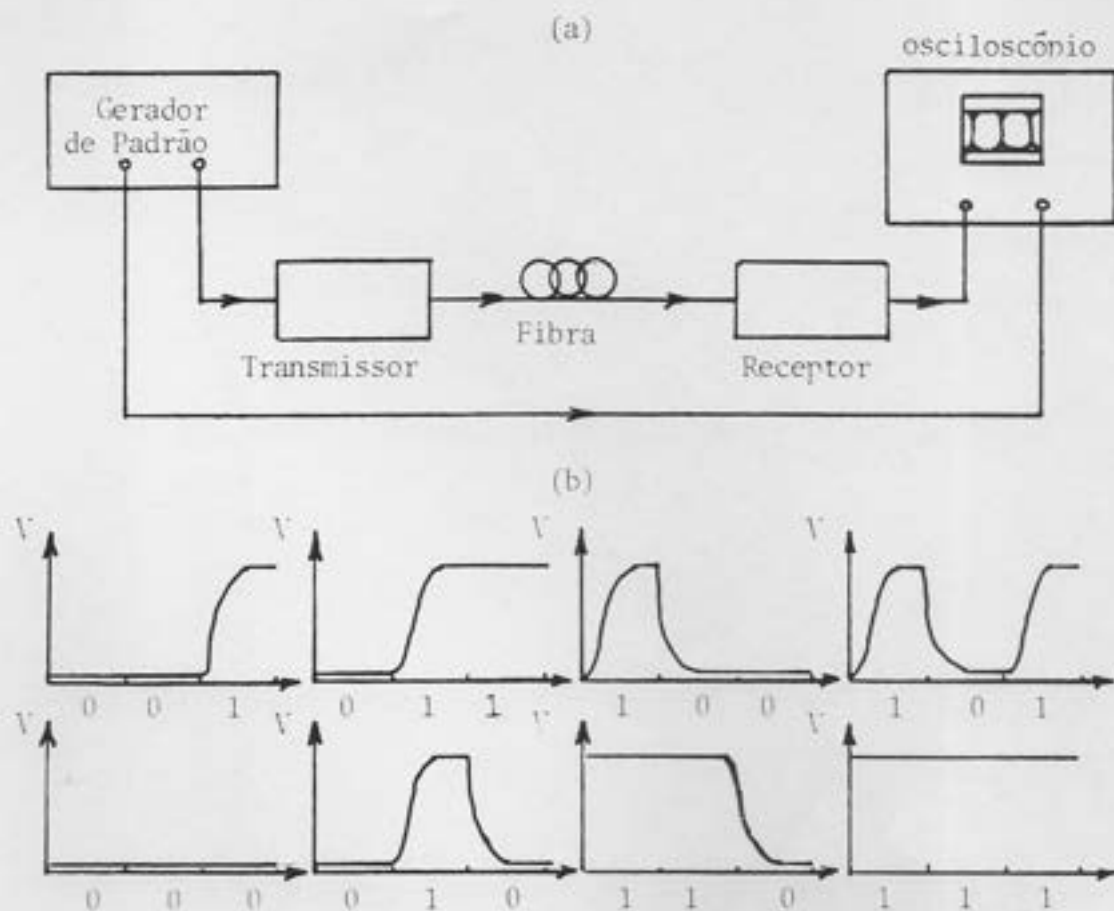


Fig.2.6 - a) Arranjo de instrumentos para visualizar o padrão de olho, b) Sinais que formam o padrão [5].

obtido quando a altura do olho aberto é a maior possível.

2) A altura do olho é reduzida devido a distorção em amplitude. A distorção máxima é dada pela distância vertical entre o topo do olho aberto e o nível máximo de sinal. Uma menor abertura do olho gera dificuldades na detecção do sinal.

3) A altura do olho aberto em um específico tempo de amostra dá a margem de ruído ou imunidade a ruído. A margem de

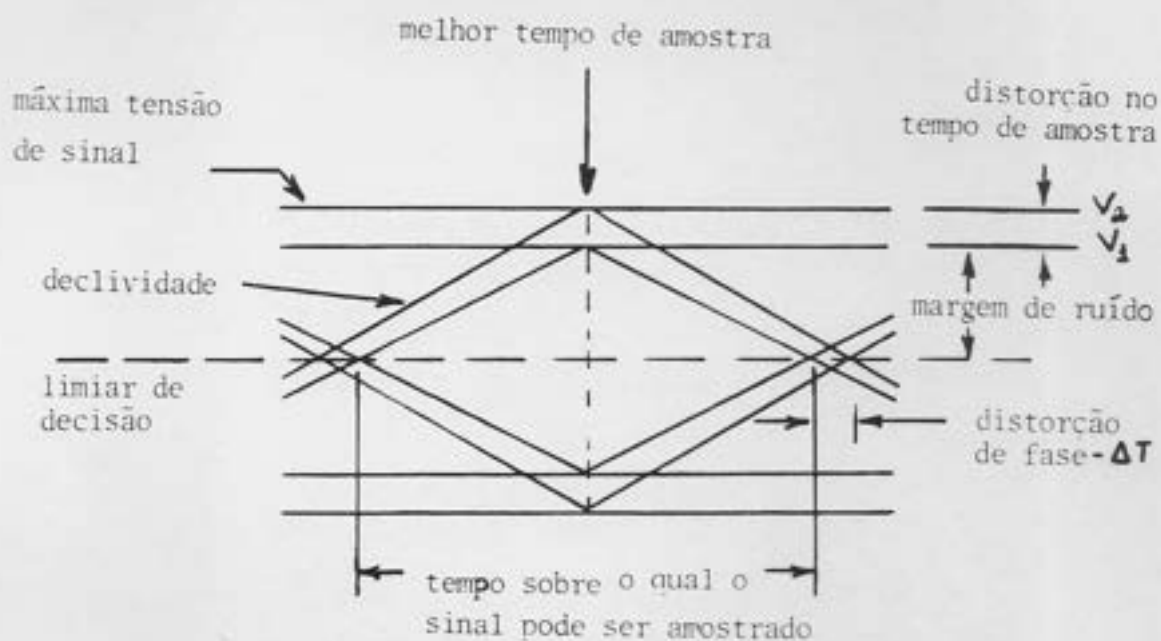


Fig.2.7 - Padrão de olho simplificado [5].

ruído é dada por :

$$\text{Margem de ruído} = (V1/V2) 100\% \quad (2.2)$$

4) A declividade do olho determina a sensibilidade do sistema a erros de sincronização. A possibilidade de erros de sincronização aumenta se a declividade se torna mais horizontal.

5) Distorção de fase que surge devido a ruído no receptor e dispersão da fibra pode ser dada por:

$$\text{Distorção de fase} = (\Delta T / T_b) 100\% \quad (2.3)$$

onde T_b é o período do bit.

6) Além destes fatores outros podem ser obtidos, tais como: tempo de resposta do sistema e a sua não-linearidade.

O diagrama de olho é um critério mais qualitativo na análise de desempenho de um sistema digital, mas quando usado por um observador experimentado, torna-se uma ferramenta de grande utilidade nesta análise.

11.4 PROJETO DE ENLACES ÓPTICOS

Um enlace óptico convencional é composto de três elementos básicos que são: a fonte de emissão de luz, a fibra óptica e o receptor óptico. O desempenho de um enlace óptico depende das características dos elementos acima. Podemos mencionar os parâmetros particulares a cada elemento e que devem ser analisados para que atendam as necessidades do enlace desejado [5].

1) Fonte Emissora (Laser ou LED)

- Comprimento de onda de emissão
- Largura de linha espectral
- Potência de saída
- Área efetiva de radiação
- Padrão de emissão

2) Fibra óptica (Multimodo ou Monomodo)

- Diâmetro do núcleo
- Perfil de índice de Refração
- Largura de banda
- Atenuação
- Abertura numérica

3) Fotodetector (APD ou Pin)

- Responsividade
- Comprimento de onda de operação
- Velocidade
- Sensitividade

A decisão inicial no projeto de um sistema óptico ⁽⁵⁾ recai sobre o comprimento de onda de operação do sistema. Esta escolha é ditada pelas características de atenuação da fibra, podendo recair nas três janelas de baixa atenuação que são: 850 nm, 1.300 nm ou 1.550 nm. Para enlaces de curta distância pode-se operar na região de 850 nm com atenuação em torno de 3 dB/Km. Em enlaces de longa distância, pode-se tirar vantagem das baixas: atenuação e dispersão que ocorrem em 1.300 nm e 1.550 nm (ver na Fig.2.18 gráfico de atenuação espectral de fibras ópticas). Uma vez escolhido o comprimento de onda de operação pode-se escolher o fotodetector, observando dois aspectos principais que são a sensibilidade (mínima potência recebida para uma dada taxa de erros) e o tempo de resposta do fotodetector. A escolha poderá recair sobre fotodetectores Pin ou APD (Avalanche Fotodiode). O tipo APD necessita de centenas de volts para operar e requer circuitos complexos de controle, no entanto possui maior sensibilidade do que os do tipo Pin. APDs de Si operam na região de 850 nm e os de Ge na região de 1.300 nm e 1.550 nm. Fotodetectores Pin por outro lado são mais simples,

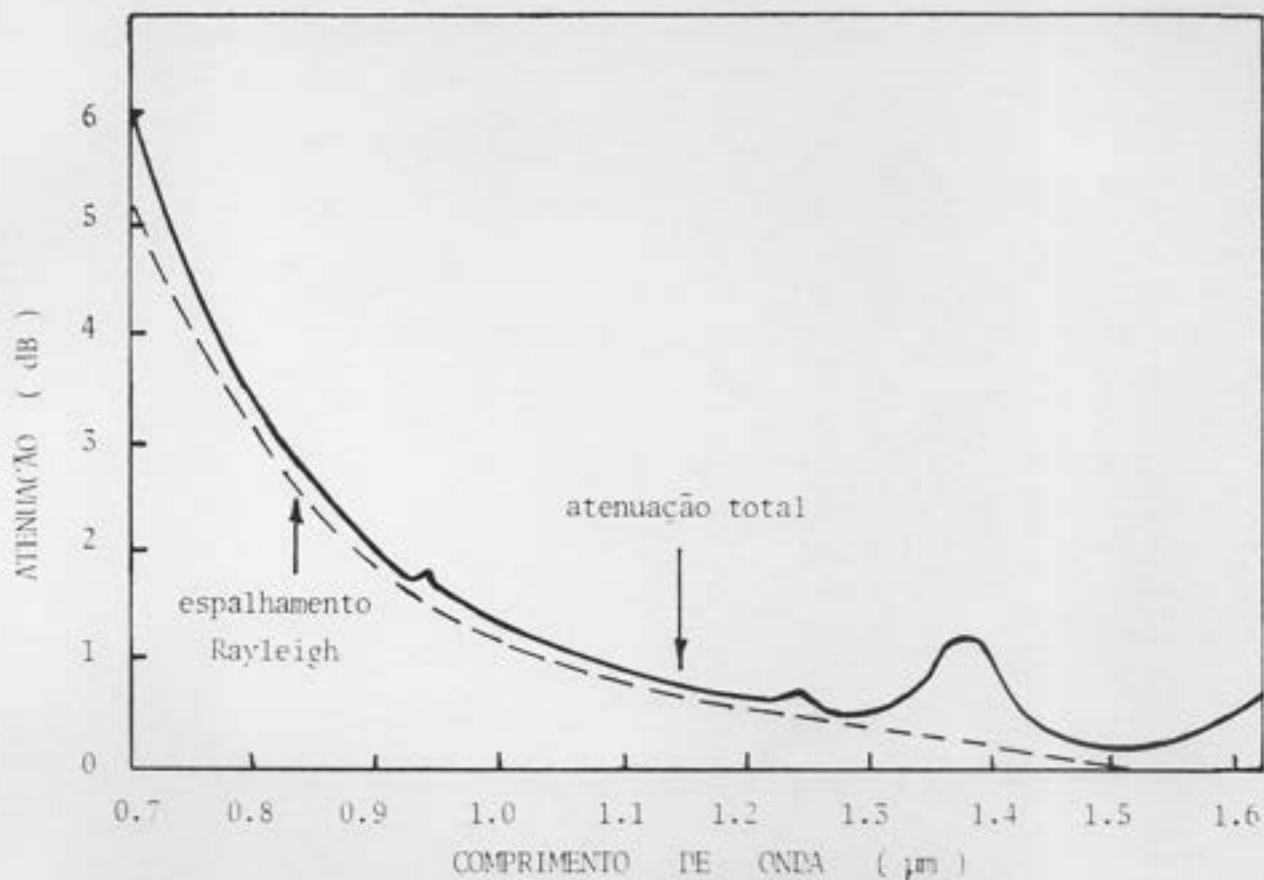


Fig.2.8 - Atenuação espectral de fibras ópticas [10].

baratos e mais estáveis com a temperatura e são usados entre 1.300 e 1.500 nm. O critério de sensibilidade deve ser avaliado também em função da taxa de transmissão do sistema. A Fig.2.9 ilustra um gráfico de sensibilidade como função da taxa de transmissão para os fotodetetores comentados acima.

A escolha da fonte emissora pode ser feita agora, recaindo a escolha sobre Laser ou LED. Lasers são fontes mais potentes e com largura de linha espectral mais finas do que LEDs, o que os tornam mais atraentes em qualquer região espectral de operação. LEDs no entanto são mais baratos e podem atuar na região de 1.300 nm e 1.550 nm onde as características de dispersão e atenuação da fibra são baixas.

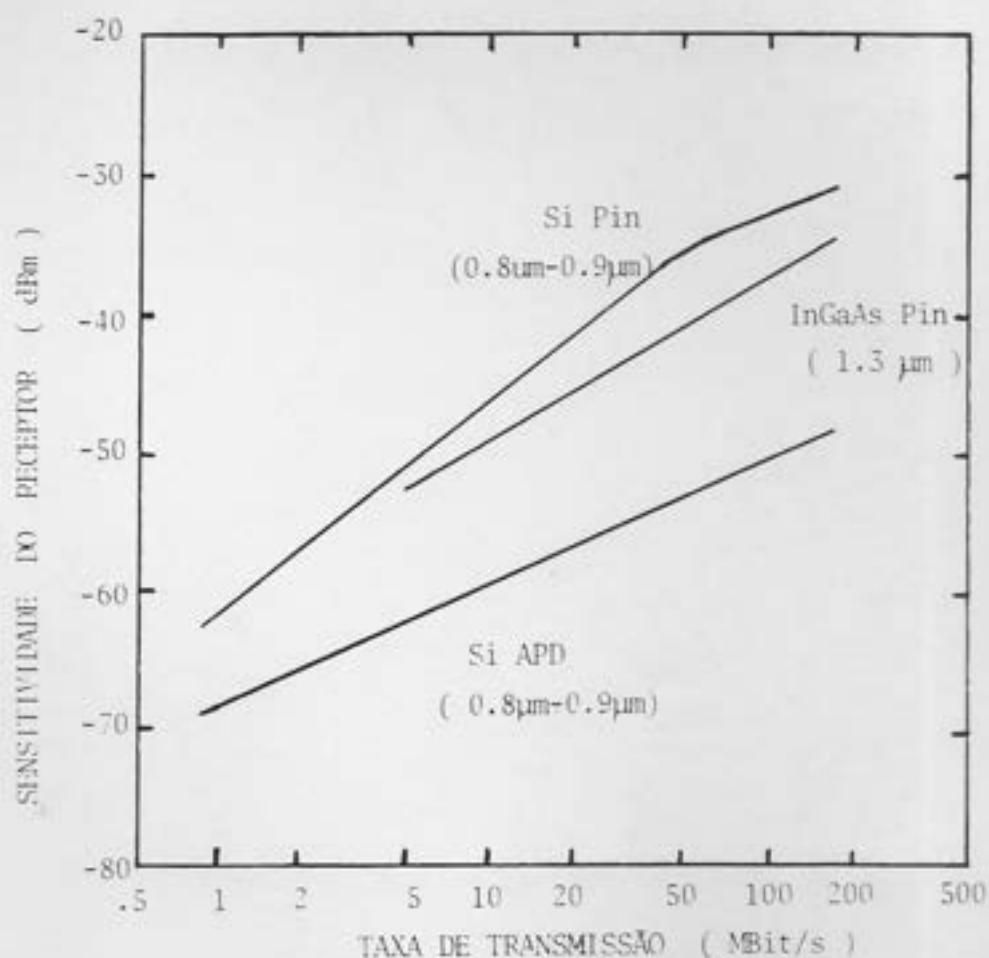


Fig.2.9 - Sensitividade x taxa de transmissão [5].

Finalmente, deve-se escolher o tipo de fibra a ser usada. Para enlaces de curta distância pode-se usar fibras multimodo de perfil de índice gradual. Fibras multimodo possuem maior facilidade na realização de emendas do que as monomodo, no entanto não podem ser usadas em enlaces longos devido a alta atenuação e a alta dispersão. Fibras monomodo são melhores do que as multimodo tanto em atenuação como em dispersão. Nos últimos anos, a tecnologia de emendas de fibra monomodo vem sendo consideravelmente melhorada a ponto de se usar estas fibras em

qualquer situação, desde enlaces urbanos até enlaces interurbanos de longa distância.

Uma vez escolhidos os elementos e obtidos suas características particulares, pode-se determinar a distância máxima do enlace (sem uso de repetidor). O primeiro critério a ser avaliado é o orçamento de potência do enlace (Power Budget). Para isso os seguintes dados são necessários:

Po = Potência de luz acoplada pelo emissor na fibra (dBm)

So = Sensitividade do receptor (dBm)

Af = Atenuação da fibra no comprimento de onda de operação (dB/Km)

Pe = Perdas nas emendas de fibra (dB)

Pc = Perdas nos conectores (dB)

M = Margem de segurança do sistema (dB)

A distância máxima pode ser dada por ^(5,8) :

$$L(\text{Km}) = \frac{(P_o - S_o - nP_e - mP_c - M)}{A_f} \quad (2.4)$$

onde n = número de emendas de fibras no enlace

m = número de conectores no enlace

Se a distância acima for superada, torna-se necessário repetidor, aumentando o custo e a complexidade do sistema.

Em geral, o espaçamento entre emendas é feito de quilometro em quilometro devido a problemas de cabeamento das fibras. Quanto a margem de segurança, ela é necessária para prevenir eventuais degradações dos componentes ópticos do

sistema. Uma margem de 6 dB é geralmente adotada na maioria dos sistemas.

O orçamento de potência não é suficiente para garantir o desempenho do sistema. Uma análise de tempo de resposta (ou largura de banda) do sistema inteiro deve ser feita para garantir o desempenho do sistema. Esta análise é função dos tempos de resposta de todos os elementos do enlace. Para que o sistema satisfaça as condições de tempo de resposta a seguinte expressão [5] deve se verificar :

$$t_{sist}^2 > t_{trans}^2 + t_{fibra}^2 + t_{rec}^2 \tag{2.5}$$

- onde t_{sist} = tempo de resposta do sistema
- t_{trans} = tempo de resposta do transmissor
- t_{fibra} = tempo de resposta da fibra
- t_{rec} = tempo de resposta do receptor

A degradação no tempo de resposta de um enlace não deve exceder a 70% do período do bit para o código NRZ e 35% para o código RZ, de forma que [5] :

$$t_{sist} = \frac{0.7}{B} \text{ (NRZ)} \quad \text{ou} \quad \frac{0.35}{B} \text{ (RZ)} \tag{2.6}$$

onde B é a taxa de transmissão do sistema

O tempo de resposta do transmissor é o do conjunto emissor de luz mais circuito de modulação. Da mesma forma o tempo de resposta do receptor é o do conjunto fotodetector mais amplificadores. Para o receptor a seguinte expressão empírica é válida [5] :

$$t_{rec} = \frac{0.35}{B} \quad (2.7)$$

onde B é a largura de banda do receptor.

O tempo de resposta da fibra é dado como dependência de três fatores associados a dispersão [12]: dispersão intermodal, dispersão material e dispersão do guia. Dispersão intermodal só aparece em fibras multimodo, e se origina do fato de os modos presentes na fibra percorrem caminhos diferentes e portanto possuem tempo de viagem distintos. Se cada modo que carrega uma certa parcela da energia de um pulso chega em um determinado instante do tempo então o efeito final é a distorsão na forma do pulso original. A dispersão material ocorre devido a variação no índice de refração da fibra com o comprimento de onda da fonte de sinal. Este tipo de dispersão é dominante em fibras monomodo. Dispersão do guia de onda ocorre devido a dependência da velocidade de grupo de cada modo com o comprimento de onda. A somatória destes efeitos é expresso de maneira única pela capacidade de transmissão B_f da fibra, dada em (Mbit/s).Km ou (Gbit/s).Km. A expressão final para o tempo de resposta do sistema fica:

$$\left(\frac{0.7}{B}\right)_{(NRZ)}^2 > \left(t_{trans}\right)^2 + \left(\frac{1}{L B_f}\right)^2 + \left(\frac{0.35}{B}\right)^2 \quad (2.8)$$

Os critérios acima são fundamentais para garantir um bom desempenho do enlace óptico. Como resumo apresentamos na Tab.2.1,

as características de sistemas ópticos mais usados e os
 (1)
 seus limites técnicos .

Compr. de onda (nm)	Fonte emissora	Tipo de Fibra	Distância máx. (Km)	Detetor	Capacidade max transmissão (Gbit/Km.s)
830	Laser GaAs	Multimodo gradual	15	APD(Si)	3
1300	LED	Monomodo	80	Pin(InGaAs)	3
1300	Laser Multimodo	Monomodo	100	Pin(InGaAs)	60
1550	Laser Multimodo	Monomodo com disp. deslocada	150	Pin(InGaAs) APD(Ge)	200
1550	Laser DFB	Monomodo	150	Pin(InGaAs) APD(Ge)	400
1550	Laser DFB com desloc. $\lambda/4$	Monomodo com disp. deslocada	150	Pin(InGaAs) APD(Ge)	800

Tab.2.1 - Sistemas ópticos mais usados e seus limites técnicos (1).

11.5. O EQUIPAMENTO ELO-34

O ELO-34 (Equipamento Terminal de Linhas Ópticas à 34 Mbit/s) como sugere o nome é o elemento final de ligação entre os sistemas de multiplexação digital e a fibra óptica [3,9]. Ele foi desenvolvido por ação conjunta do CPQD-TELEBRÁS e Universidade de Campinas-UNICAMP(FEC). Apenas dois anos após o início de seu desenvolvimento (1980), o equipamento já era testado na primeira linha óptica instalada no Brasil, ligando duas centrais na cidade do Rio de Janeiro. Atualmente o ELO-34 é produzido por várias empresas nacionais entre elas a ELEBRA e a NEC do Brasil.

Fundamentalmente a função do equipamento óptico é, na transmissão, de conformar o sinal digital recebido dos equipamentos multiplex, em geral sob a forma bipolar, adequando-o para a transmissão pelas fibras ópticas, e na recepção, recuperar o sinal óptico recebido e entregá-lo aos equipamentos multiplex sob a forma elétrica original.

Fisicamente, o equipamento consiste em um bastidor de 560 mm de altura, contendo 17 unidades (cartões de circuito impresso) sendo 15 deles distintos entre si.

O ELO-34 recebe o sinal em código HDB3 de um equipamento de multiplexação digital de terceira hierarquia: o MCP-480. Este sinal com taxa de transmissão de 34,368 Mbit/s corresponde a 480 canais telefônicos. O sinal, após transitar pelo ELO-34, sofre algumas modificações, sendo enviado a fibra (via laser) com taxa final de transmissão de 45,824 Mbit/s. A Fig.2.10 ilustra uma configuração de aplicação típica do ELO-34.

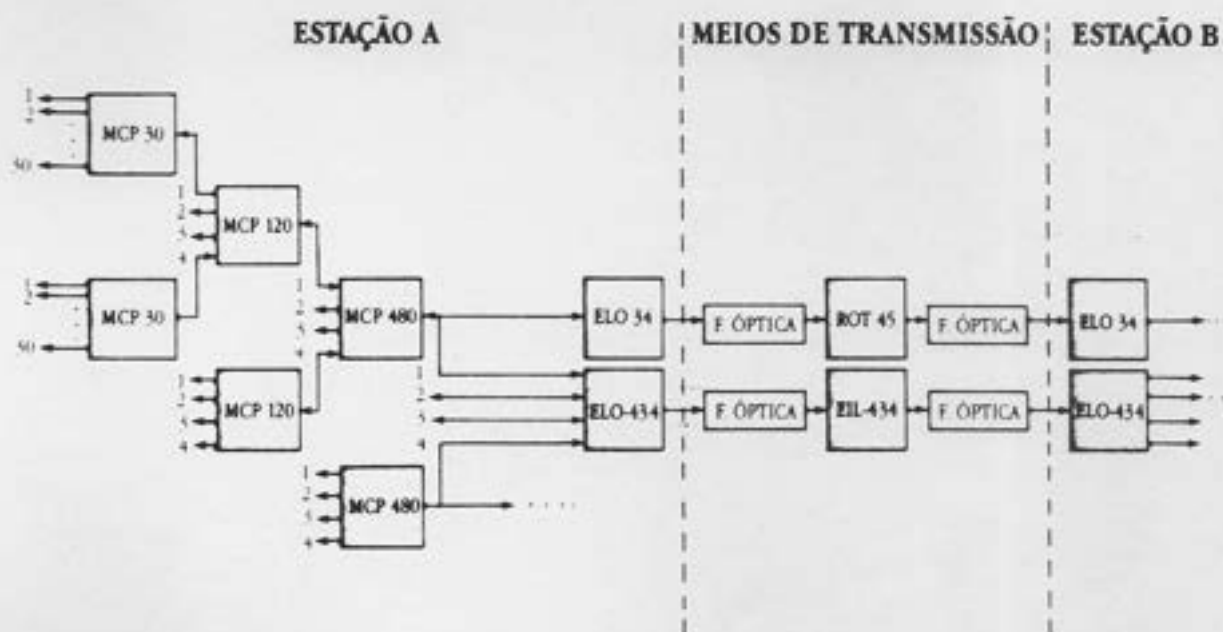


Fig.2.10 - Configuração de aplicação típica do ELO-34 (3).

Internamente o fluxo de sinais no equipamento se dá pelo seguinte sentido [9] (ver Fig.2.11):

TRANSMISSÃO:

- placa ie1 (interface de entrada) - realiza a equalização do sinal da linha e separa os pulsos positivos e negativos do sinal HDB3;

- placa ie2 (decodificador HDB3) - extrai o relógio de 34,368 MHz e o código HDB3 do sinal de entrada;

- placa emb (embaralhador) - torna a sequência de pulsos de entrada quase aleatória ;

- placa cd1 (codificador 1) - converte a taxa de relógio de 34,368 MHz em 45,824 MHz (codificação mBnB = 3B4B)

- placa cd2 (codificador 2) - processa o sinal do canal de

serviço. Nesta unidade também são inseridas as informações de alarme para o envio ao terminal remoto (outro lado da linha):

- placa mdi (modulador) - transforma o sinal elétrico em pulsos de luz do tipo "on-off". Esta unidade tem controle sobre: existência de sinal codificado na entrada, potência média óptica emitida, nível de corrente de polarização do laser, ausência de potência óptica e temperatura do laser:

- placa ait (alarme da transmissão) - concentra, prioriza, temporiza e exterioriza os sinais correspondentes as condições de falhas nas unidades ie1, ie2, emb, mdi, cvr(s) e cvr(i):

- placa cvr(s,i) (conversor de alimentação superior e inferior) - conversor de alimentação de -48V para 5V, -5.2, 12 e -12V.

RECEPÇÃO

- placa dmi (demodulador) - transforma os pulsos de luz recebidos pelo fotodetector em pulsos elétricos. Os valores de potência óptica devem estar entre -10 e -54 dBm, sendo o valor mínimo associado a 10^{-9} BER. A conversão eletro-óptica é feita por meio de um fotodetector Avalanche de Si. A seguir, o sinal elétrico passa por um amplificador de transimpedância e um amplificador principal, sendo depois submetido a filtragem por filtro de Butterworth de 3 polos, faixa de 30 MHz:

- placa err (extrator de relógio de recepção) - procede a regeneração do sinal recebido do dmi e extrai o relógio de 45,824 MHz deste sinal,

- placa dc1 (decodificador 1) - realiza a conversão da taxa de relógio de 45,824 MHz para 34,368 MHz para posterior decodificação:

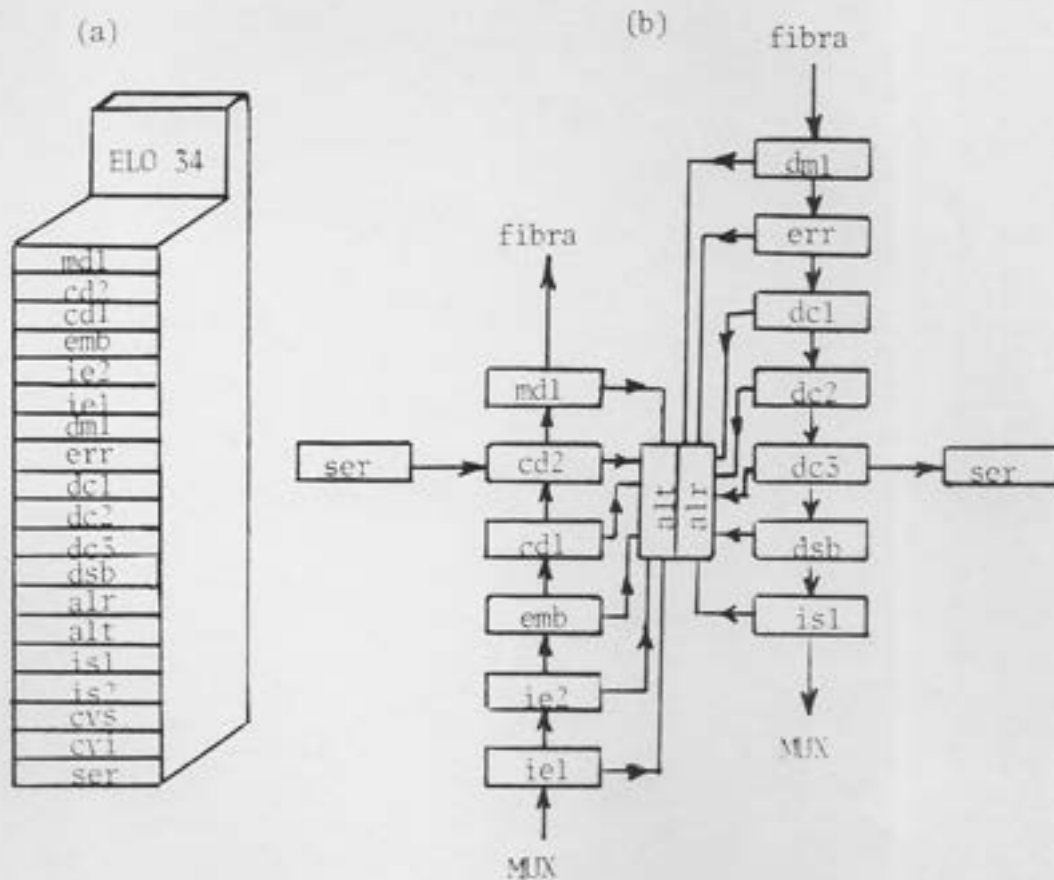


Fig.2.11 - Fluxo de sinais simplificado do Equipamento ELO-34.

- placa dc2 (decodificador 2) - converte a sequência codificada de linha em blocos correspondentes as palavras código, para posterior decodificação nas respectivas palavras fonte. Exerce o controle sobre o alinhamento dos blocos.

- placa dc3 (decodificador 3) - realiza a decodificação 3B4B, retirando da palavra codificada as informações relativas a 3 bits de informação, canal de serviço e alarme remoto, violação da palavra código (detetor de erros), recepção de sinal indicativo de alarme (SIA) e sincronismo;

- placa emb (desembaralhador) - na função de recepção realiza o desembaralhamento do sinal de tráfego:

- placa is1 (interface de saída) - incorpora ao sinal desembaralhado NRZ o código HDB3 bipolar;

- placa air (alarme da recepção) - idem a placa ait, para dmi, err, dc3,dc2,dc1,emb, e is1.

Na tab.2.2 resumimos as características técnicas do equipamento ELO-34.

Capacidade.....	480 canais de voz
Taxa de transmissão da linha.....	45 Mbit/s
Código de linha.....	3B4B
Interface elétrica.....	34 Mbit/s, HDB3
Fonte óptica.....	Laser 830 nm
Detetor óptico.....	APD de Si
Sensitividade do receptor.....	-50 dBm, BER < 10 ⁻⁹
Alimentação primária.....	-48 Vcc ± 25%
Fibra óptica.....	multimodo gradual (50/125um)
Conectores ópticos.....	Diamond
Estilo contrutivo.....	Mecânica Vertical

Tab.2.2 - Resumo das características técnicas do ELO-34 [9]

O equipamento ELO-34 tem aplicação principal na interligação de centrais telefônicas urbanas, como exemplo ilustramos na fig.2.12 o diagrama de instalação da rede óptica da área metropolitana da grande São Paulo [8].

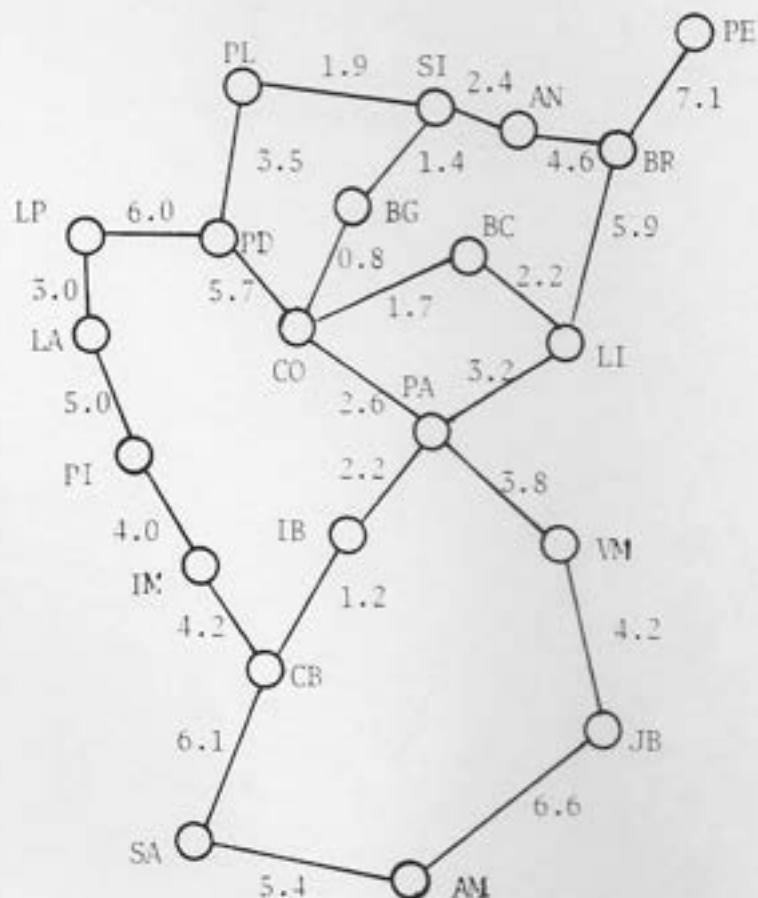


Fig.2.12 - Mapa da instalação da rede óptica de São Paulo. O mapa indica as distâncias em Km entre as estações telefônicas urbanas situadas nos bairros da cidade de São Paulo.

Uma central telefônica acomoda mais de um equipamento ELO-34, estes ELOs são perfilados verticalmente e horizontalmente perfazendo um quadro de equipamentos. Cada equipamento usa duas fibras, sendo uma para transmitir e outra para receber sinais. Existem unidades que fazem a interface entre o equipamento óptico

3

e o cabo de fibras subterrâneo. Estas unidades recebem o nome de DIO (Distribuidor Intermediário Óptico) e são simples bastidores que contém ferrolhos para junção dos conectores da fibra do equipamento óptico com os conectores da fibra do cabo subterrâneo. A Fig.2.13 ilustra a disposição dos ELOs e DIOs na central telefônica do Paraíso, na cidade de São Paulo.

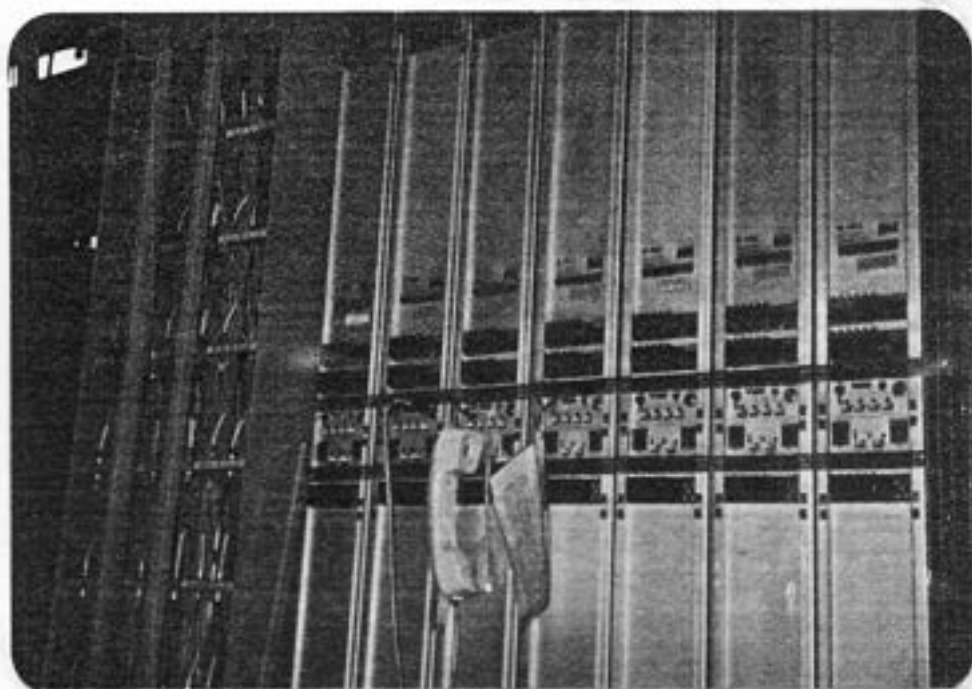


Fig.2.13 - Foto mostrando a disposição dos ELOs e DIOs na estação telefônica do Paraíso (PA) na cidade de São Paulo em novembro de 1988.

CAPÍTULO III

" TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL "

III.1. HISTÓRICO, DEFINIÇÕES E PROPRIEDADES

III.2. ACOPLADORES

III.3. PROBLEMAS LIMITANTES

III.4. ESTUDO DA PENALIDADE NO RECEPTOR ÓPTICO BIDIRECIONAL

III.5. PROJETO DE ENLACES BIDIRECIONAIS

III.6. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL E UNIDIRECIONAL COM

MULTIPLEXAÇÃO EM COMPRIMENTO DE ONDA

III.1. HISTÓRICO, DEFINIÇÕES E PROPRIEDADES

Não é nova a idéia de usar um mesmo meio de comunicação para se transmitir vários canais de informação. Particularmente em telecomunicações a maximização da capacidade de informação de um dado meio de comunicação reverte na diminuição do custo do sistema, além de diminuir a distância quase que sempre crescente nos últimos anos, entre a oferta de serviços e a quantidade de usuários de um sistema telefônico.

Em telecomunicações, existem vários exemplos que mostram a maximização de um meio de comunicação. O uso da híbrida permite a conversação de duas pessoas em um canal telefônico através de um único par de fios de cobre^[4]. O uso de técnicas de polarização em antenas de microondas para comunicação via satélite, possibilita a transmissão e recepção de duas portadoras pela mesma antena. Um outro exemplo de sobre-utilização ocorre quando na pausa de voz de um dado tributário (usuário de canal telefônico), são inseridos neste canal (momentaneamente silencioso) sinais de um outro tributário. Os recursos citados acima duplicam a capacidade de transmissão de um dado sistema. As fibras ópticas que atualmente são extensamente usadas em telecomunicações também oferecem esta possibilidade. A duplicação da capacidade de um dado sistema óptico usando a mesma fibra para transmissão simultânea e em sentidos opostos de dois sinais ópticos recebe o nome de transmissão bidirecional (TB) ou transmissão duplex. Os primeiros experimentos com TB foram feitos em 1977 com enlaços de pequeno tamanho e com baixa taxa de transmissão^{[12]-[14]}.

Recentemente foram divulgados na literatura científica resultados obtidos em enlaces laboratoriais de comprimento superior a 30 Km e com taxas de modulação de Gbit/s [15]-[23]. Alguns enlaces instalados em campo são também descritos, como o de 31 Km em Martlesham e o de 30 Km em Colchester, ambos os enlaces na Inglaterra, além do enlace de 48 Km entre Odense e Vissenbjerg na Dinamarca. A aplicação de TB em redes locais vem sendo também extensamente pesquisada, acredita-se que sua aplicação venha a se tornar realidade em breve [24]-[31].

Do ponto de vista técnico para que TB seja possível torna-se necessário unir cada transmissor e receptor óptico de um terminal de transmissão numa única fibra óptica. Isto é feito através de um dispositivo óptico conhecido como acoplador [32][33]. Um sistema de TB é composto por dois transmissores, dois receptores, dois acopladores e um enlace de fibras ópticas. Como mostra a Fig.3.1, de cada lado do enlace existe um transmissor e um receptor que são unidos a fibra por meio de um acoplador óptico. O sinal proveniente do transmissor Tx deve se dirigir ao receptor Rx do outro lado da linha. De maneira idêntica o sinal do transmissor Ty deve se dirigir ao receptor Ry. Uma das características do sistema com TB, como já comentado é a duplicação da capacidade de transmissão de um enlace óptico, esta característica permite a minimização do custo de um cabo óptico em enlaces a serem instalados, como também permite a duplicação das linhas já instaladas e em funcionamento, bastando para isso inserir os acopladores nas estações telefônicas e duplicar o número de equipamentos de transmissão.

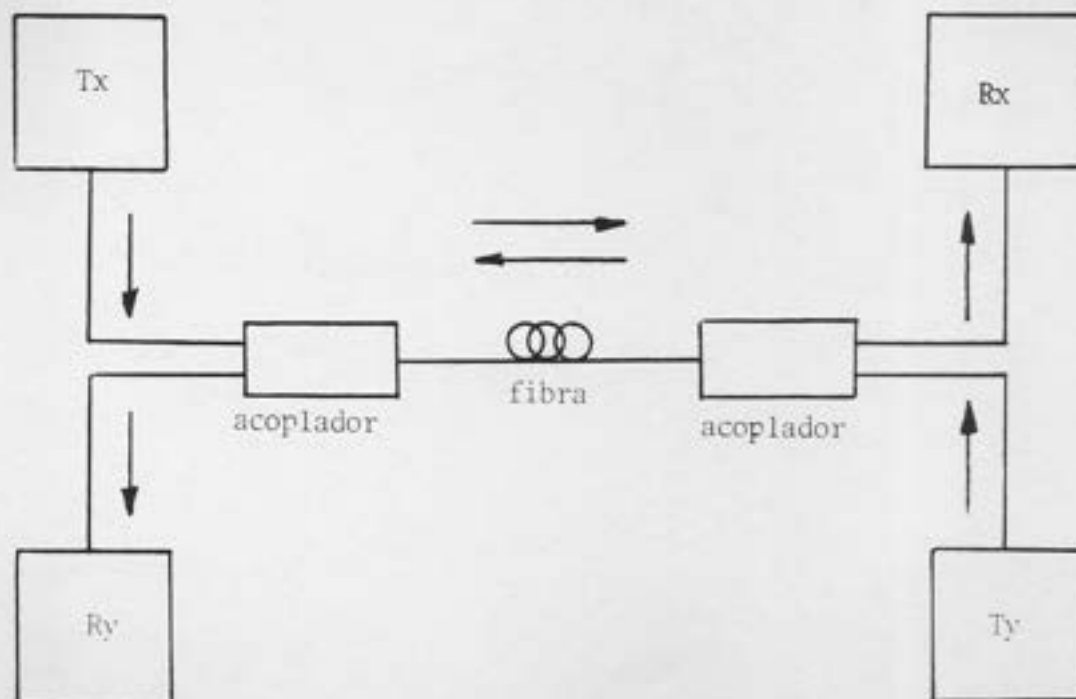


Fig.3.1 - Sistema de transmissão bidirecional.

Diversas tecnologias de fabricação de acopladores vem sendo pesquisadas desde a década passada. Entre estas tecnologias podemos citar: a fabricação de acopladores em substratos através de deposição de guias ópticos; a fabricação de acopladores através de microlentes; acopladores por aproximação mecânica de fibras polidas e finalmente os acopladores de fusão FEB (Fusão em Estrutura Bicônica). A tecnologia de fabricação do tipo FEB tem feito acopladores com excelentes características para uso em TB. Esta tecnologia já é de domínio nacional e por esta razão os acopladores FEB serão utilizados neste projeto. A seguir veremos como se comportam e como são modelados os acopladores do tipo FEB.

III.2. ACOPLADORES

A necessidade de se obter dispositivos que combinassem sinais luminosos em fibras ópticas deu início ao desenvolvimento de acopladores ópticos. Acopladores representam em comunicações ópticas papel semelhante aos conectores Y e T utilizados em sistemas eletrônicos. As aplicações de acopladores compreendem a utilização em redes locais telefônicas, em rede de computadores, sensores interferométricos, transmissão bidirecional, multiplexação em comprimento de onda e instrumentação industrial.

A técnica de fabricação de acopladores que pretendemos abordar aqui é a técnica Fusão em Estrutura Bicônica. Esta técnica é extensamente usada atualmente devido as excelentes características de desempenho obtidas por estes acopladores. Um diagrama esquemático de um acoplador óptico FEB é mostrado na Fig.3.2. Nesta figura P1, P2, P3 e P4 são as respectivas potências ópticas nos braços 1, 2 (de entrada) e 3 e 4 (de saída). As potências nos braços 1, 2, 3 e 4 costumam ser chamadas por:

P1 = Potência óptica lançante
 P2 = " " retroguiada
 P3 = " " não acoplada
 P4 = " " acoplada

A partir destas quatro potências é possível definir as figuras de mérito de um acoplador [32][33]:

$$R = \text{razão de acoplamento} = P_4 / (P_3 + P_4) \quad (3.1)$$

$$R_{\text{refl}} = \text{refletividade} = P_2 / P_1 \quad (3.2)$$

$$P_a = \text{perda intrínseca} = (P_3 + P_4) / P_1 \quad (3.3)$$

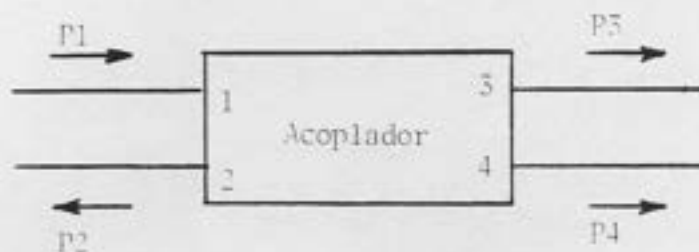


Fig.3.2 - Diagrama esquemático de um acoplador óptico.

As figuras de mérito dos acopladores são dependentes do processo de fabricação. Na técnica FEB duas ou mais fibras são fundidas em temperaturas superiores a 1300 °C enquanto são submetidas a uma tensão mecânica de puxamento no que resulta a formação de uma estrutura bicônica na região de fusão das fibras. A Fig.3.3.a ilustra o processo de fabricação de um acoplador pela técnica FEB e a Fig. 3.3.b mostra a região de estrutura bicônica formada após a fabricação do dispositivo.

[32][33]

A sequência de fabricação inicia-se com a retirada do revestimento primário das fibras (silicone ou acrilato) na região a ser fundida e realiza-se opcionalmente um desbaste químico de parte da casca (apenas fibras multimodo) das duas fibras a serem fundidas. As fibras são então torcidas de modo a mantê-las em contato durante a fusão. A fusão pode ser feita por uma microchama, arco elétrico, laser ou através de um forno de

grafite, sendo este ultimo, o meio usado atualmente no CPqD-
 (35)
 Telebrás para fabricar dispositivos do tipo FEB .

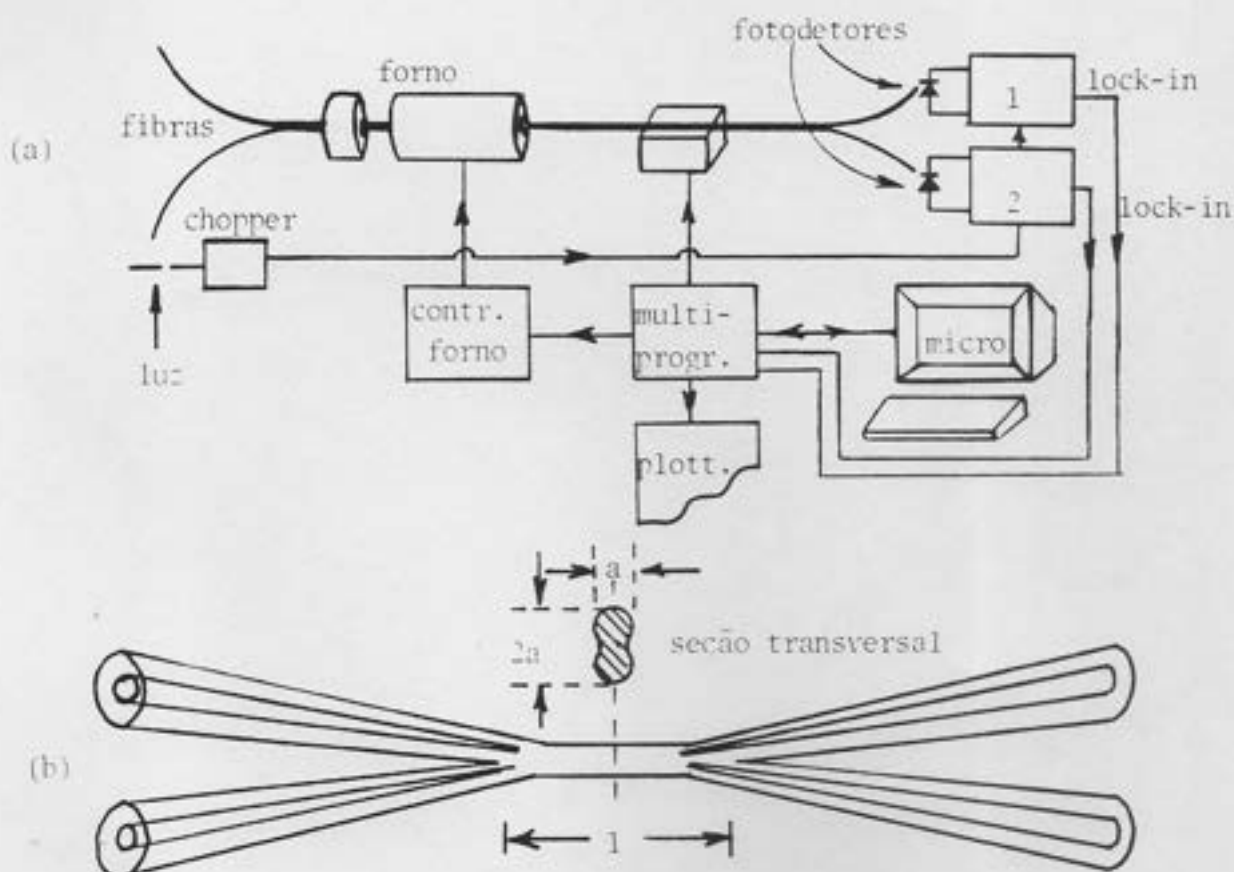


Fig.3.3 - (a) Processo de fabricação de um acoplador óptico pela técnica FEB, (b) Região de acoplamento após a fusão.

Simultaneamente a fusão, a região aquecida é tracionada. A velocidade de puxamento e a temperatura da fonte de calor são otimizadas de modo a formar uma estrutura bicônica simétrica de perfil suavemente alongado. Durante o processo de fusão - puxamento é feito um contínuo monitoramento das potências de saída do acoplador, a fim de permitir a interrupção do processo

quando atingida a R desejada. Após a fabricação do dispositivo torna-se necessário um encapsulamento de proteção para a região fundida. A Fig. 3.4 mostra uma foto do encapsulamento primário (para uso em laboratório) de um acoplador óptico. O dispositivo mede aproximadamente 8,0 cm de comprimento por 0,6 cm de largura.



Fig.3.4. - Foto ilustrando o encapsulamento primário de um acoplador óptico FEB do CPqD-TELEBRÁS.

O acoplamento óptico entre duas fibras monomodo pode ocorrer por dois processos ^{[32][33]}: primeiro, quando os núcleos se encontram separados por uma distância menor do que a distância de decaimento do campo evanescente na casca da fibra. Neste caso, a potência do guia lançante é parcialmente transferida ao guia acoplado. O segundo processo (FEB) de acoplamento é obtido afunilando-se as fibras na região de acoplamento e garantindo-se o contato físico entre elas. Maiores ^{[32][33]} detalhes deste processo encontram-se na literatura. O guia de onda a ser analisado Fig.3.3.b (região de acoplamento)

consiste de um dielétrico de índice de refração n_2 e seção transversal aproximadamente constante, imerso em um meio de índice de refração externo n_3 . As potências de saída P_3 e P_4 para acopladores monomodo sem perdas podem ser expressas por:

$$P_3 = P_1 \cos^2(cz) \quad (3.4)$$

$$P_4 = P_1 \sin^2(cz) \quad (3.5)$$

Onde c = coeficiente de acoplamento

z = distância de interação da luz no guia

Para acopladores de fusão forte (nosso caso) ou seja acopladores cuja seção transversal se aproxima de um retângulo o coeficiente de acoplamento c pode ser dado por:

$$c = \frac{3\pi\lambda}{32 n_2 a^2 (1 + 1/v)^2} \quad (3.6)$$

onde λ = comprimento de onda da luz

a = raio do núcleo

$$v = \text{frequência normalizada} = \frac{2\pi a}{\lambda} (n_2^2 - n_3^2)^{1/2} \quad (3.7)$$

Acopladores monomodo possuem uma característica de grande importância que é a variação na razão de acoplamento com o comprimento de onda, como mostram as Equações: 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7. Esta característica é discutida na seção 3.6 onde são apresentados enfiados usando a técnica de multiplexação em comprimento de onda. Por outro lado, em acopladores multimodo FEB a razão de acoplamento é independente do comprimento de onda.

III. 3. PROBLEMAS LIMITANTES EM SISTEMAS BIDIRECIONAIS

A partir do diagrama simplificado ilustrado na Fig.3.1, analisaremos algumas características de um enlace bidirecional real que nos permitirão determinar os seus fatores limitantes. A Fig.3.5. ilustra um diagrama de blocos mais real de um enlace bidirecional usando acopladores FEB com quatro braços, os quais comumente são designados por acopladores 2x2. Outros dois termos muito usados em TB que facilitam o entendimento do texto a seguir são: "local" - que pode designar um terminal, um acoplador, um transmissor ou um receptor. Neste caso o transmissor local sempre será considerado como transmissor de potência interferente. "distante" - que pode designar os mesmos elementos citados acima. O transmissor distante é considerado como transmissor de sinal de informação para o receptor local. Tomando como referência a Fig.3.5., a escolha da estação local ou distante é arbitrária.

O processo de transmissão e recepção em um enlace bidirecional se dá da seguinte forma: um transmissor óptico Tx emite luz, que é dividida na saída do primeiro acoplador conforme sua razão de acoplamento. Parte da luz é perdida no braço não usado e parte é guiada pelo enlace de fibras chegando ao segundo acoplador. Parte da luz que chega ao segundo acoplador se dirige agora ao receptor óptico Rx e parte é perdida no transmissor Ty. De maneira análoga funciona o sistema a partir do transmissor Ty. Poderia se pensar a primeira vista que com uma escolha mais apropriada da razão de acoplamento R existiria menor perda de luz

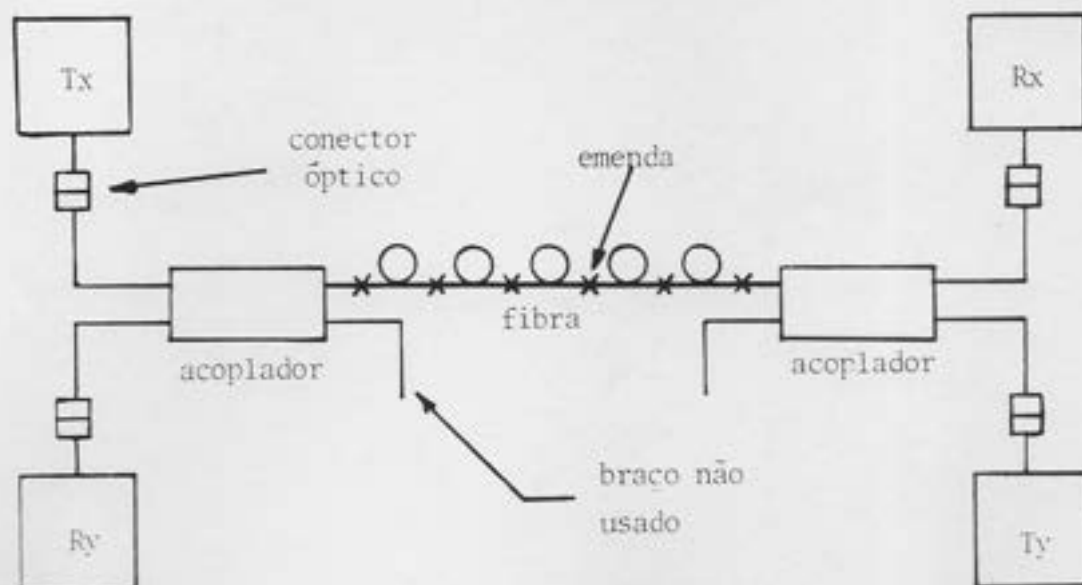


Fig.3.5 - Diagrama de um enlace bidirecional mais real usando acopladores FEB 2x2.

no braço não usado do acoplador. Por exemplo, para pequenos valores de R pouca luz é perdida no sentido de transmissão e muita perda ocorre no sentido de recepção. Para grandes valores de R ocorre o mesmo problema de maneira inversa. A Fig.3.6 mostra a dependência da perda de potência no enlace devido a razão de acoplamento. Isto ocorre porque os acopladores usados são recíprocos em relação ao sentido de propagação da luz. Acopladores não recíprocos vem sendo pesquisados no CPqD/Telebrás com o intuito de diminuir as perdas de acoplamento em enlaces bidirecionais. De acordo com a Fig.3.6 a razão de acoplamento que minimiza as perdas no enlace é a de 0.5 ou -3 dB. O uso de acopladores com $R = 0.5$ já impõe perdas de 6 dB (2

acopladores) na linha de transmissão. Um segundo fator de perdas associado aos acopladores é perda intrínseca (P_a). Este fator de perdas aparece devido ao processo de fusão das fibras que formam o acoplador e devido ao processo de encapsulamento final da região bicônica, e portanto depende da qualidade final do dispositivo. A perda intrínseca mais a perda de acoplamento constituem as perdas de inserção dos acopladores na linha de transmissão bidirecional.

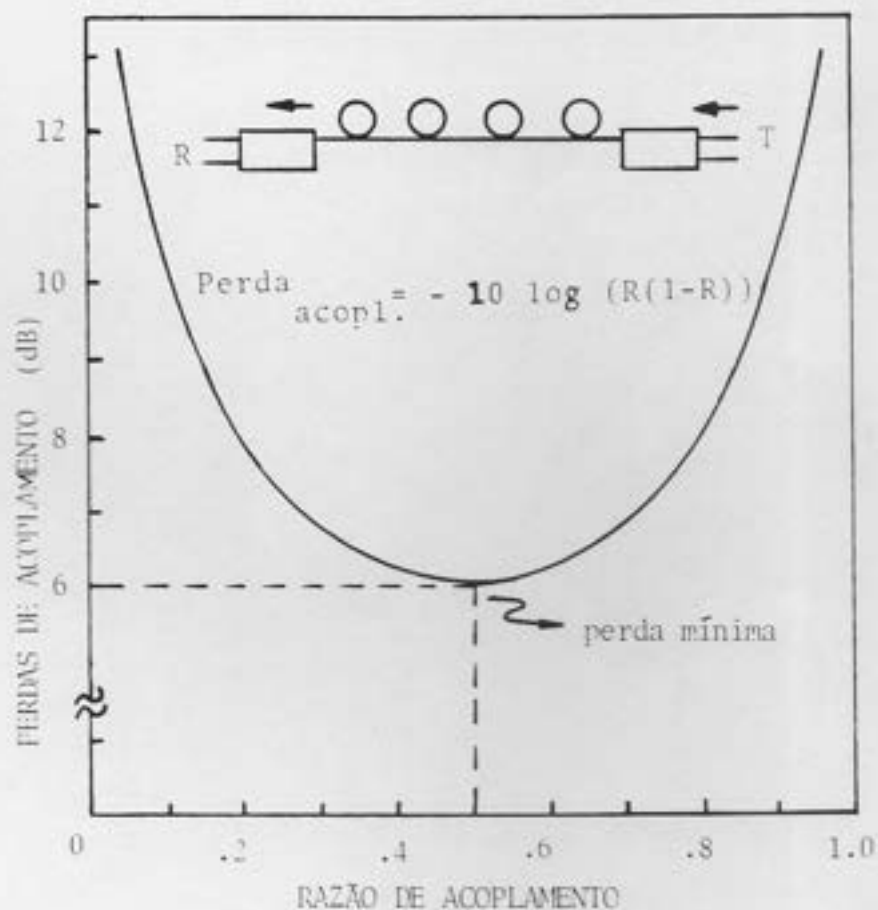


Fig.3.6 - Dependência da perda de acoplamento com a razão de acoplamento em um enlace bidirecional.

Outro fator de maior importância no desempenho de enlaces bidirecionais é aquele devido a problemas de interferência óptica

que ocorre nos receptores Rx e Ry. Tal interferência pode ser gerada por fatores distintos que estão ligados a processos de retroguiamento de luz existentes nestes enlaces. O retroguiamento de luz (ou retorno de luz) na fibra ocorre devido ao retroespalhamento Rayleigh [36]-[43] e as reflexões de Fresnel. A interferência no receptor ocorre porque o sinal retroguiado, (gerado pela potência óptica lançada na fibra pelo transmissor local) concorre com o sinal de informação enviado pelo transmissor distante, diminuindo a relação sinal / ruído do receptor local. Reflexões de Fresnel em fibras ópticas se originam de interfaces com índices de refração diferentes. O nível de potência óptica refletida nestas interfaces é dado por :

$$P_{ref} = P_i \left[\frac{(n_1 - n_2)}{(n_1 + n_2)} \right]^2 \quad (3.8)$$

onde P_i = potência óptica incidente na interface

n_1 = índice de refração do núcleo da fibra

n_2 = " " " externo

O pior caso de reflexão em fibras ópticas ocorre em extremidades da fibra com o ar ($n_2 = 1$). Para fibras de índice de refração $n_1 = 1.468$ e $n_2 = 1$ a relação P_{ref}/P_i é igual 4% ou -14 dB. Como veremos adiante, este nível é demasiadamente alto para o bom desempenho de um sistema com TB. A Fig.3.7 ilustra o processo de reflexão de Fresnel em uma interface fibra óptica - ar. Em sistemas bidirecionais as principais fontes de reflexão de Fresnel são as extremidades de fibras dos braços não usados do acoplador local e o final de enlace (estação distante) onde são colocados conectores ópticos, ligando a fibra ao receptor e transmissor óptico.

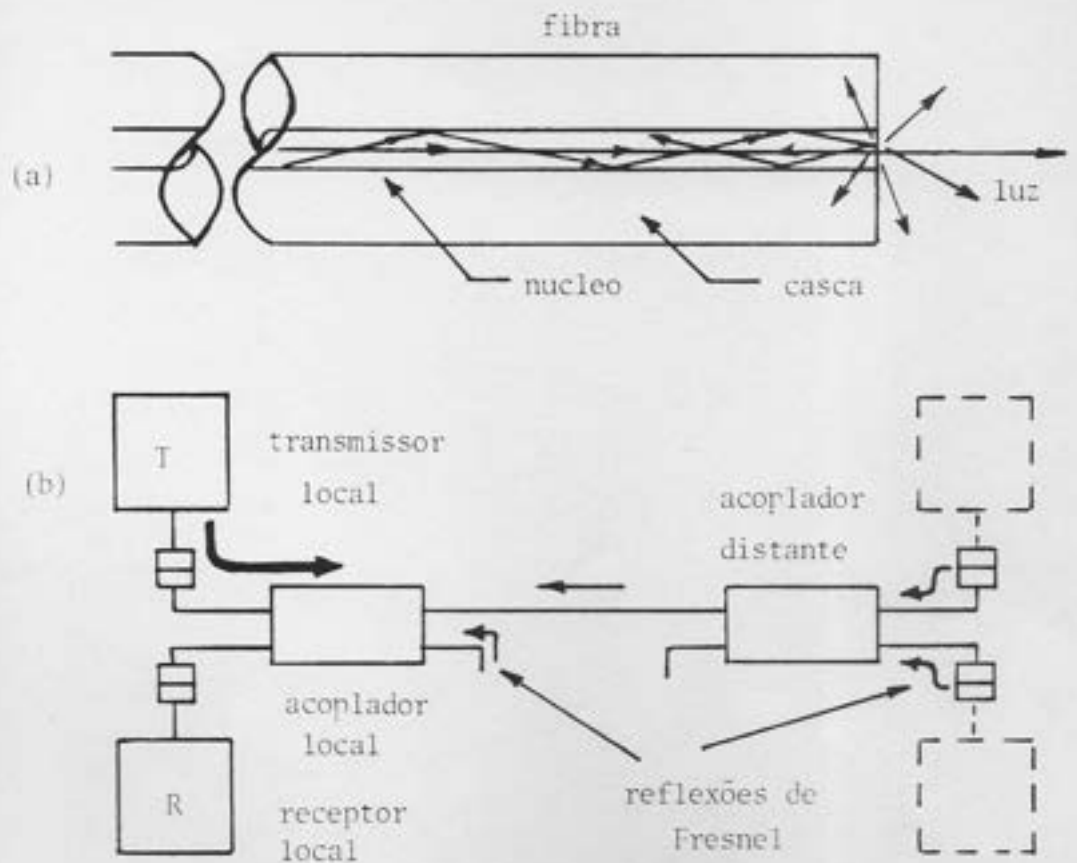


Fig.3.7 - (a) Processo que gera reflexão e retroguiamento de Fresnel, (b) Locais do enlace bidirecional sujeitos a reflexão de Fresnel.

[44][45]

Existem algumas técnicas que reduzem estas reflexões a níveis aceitáveis. O primeiro método consiste em se fazer uma camada antirrefletora na extremidade da fibra, como ilustra Fig.3.8.a. Este método apresenta o inconveniente de requerer grande precisão no controle das camadas depositadas na ponta d

fibra. O segundo método, Fig.3.8.b consiste em mergulhar a extremidade da fibra em um líquido com índice de refração idêntico ao do núcleo da fibra. Este método que é extensamente usado em laboratório dá baixos níveis de reflexão, no entanto é inviável de ser usado no campo, devido a variação do índice de refração do líquido com a temperatura e a dificuldade de encapsulamento do líquido na extremidade da fibra. O terceiro método, Fig.3.8.c consiste em cortar ou polir o final da fibra em um ângulo no qual as reflexões sejam minimizadas. Através deste método de grande confiabilidade para uso em campo, consegue-se baixos níveis de reflexão porém o mesmo não pode ser usado nos conectores ópticos. Um quarto método, Fig.3.8.d consiste em se fabricar uma micro lente na ponta do quarto braço do acoplador. Este método de grande confiabilidade em campo e alta reprodutibilidade apresenta baixos níveis de reflexão. Uma melhor maneira de se obter baixos níveis de reflexão do final de enlace é utilizar conectores superpolidos. Tais conectores diminuem o nível de reflexão de uma interface vidro/ar de -14 dB para -40 dB. Outra observação a ser feita é que os acopladores devem ser ligados ao enlace de fibras através de emendas por fusão que garantem níveis de reflexão muito baixos.

O outro processo que gera retorno de luz pela fibra é o devido ao espalhamento Rayleigh como ilustra a Fig.3.9. O espalhamento Rayleigh em fibras ópticas decorre da variação na densidade do vidro e em flutuações na densidade do dopante (GeO_2) usado no núcleo. A potência óptica $P(z)$ espalhada a uma distância z do emissor de luz é dada por [36]:

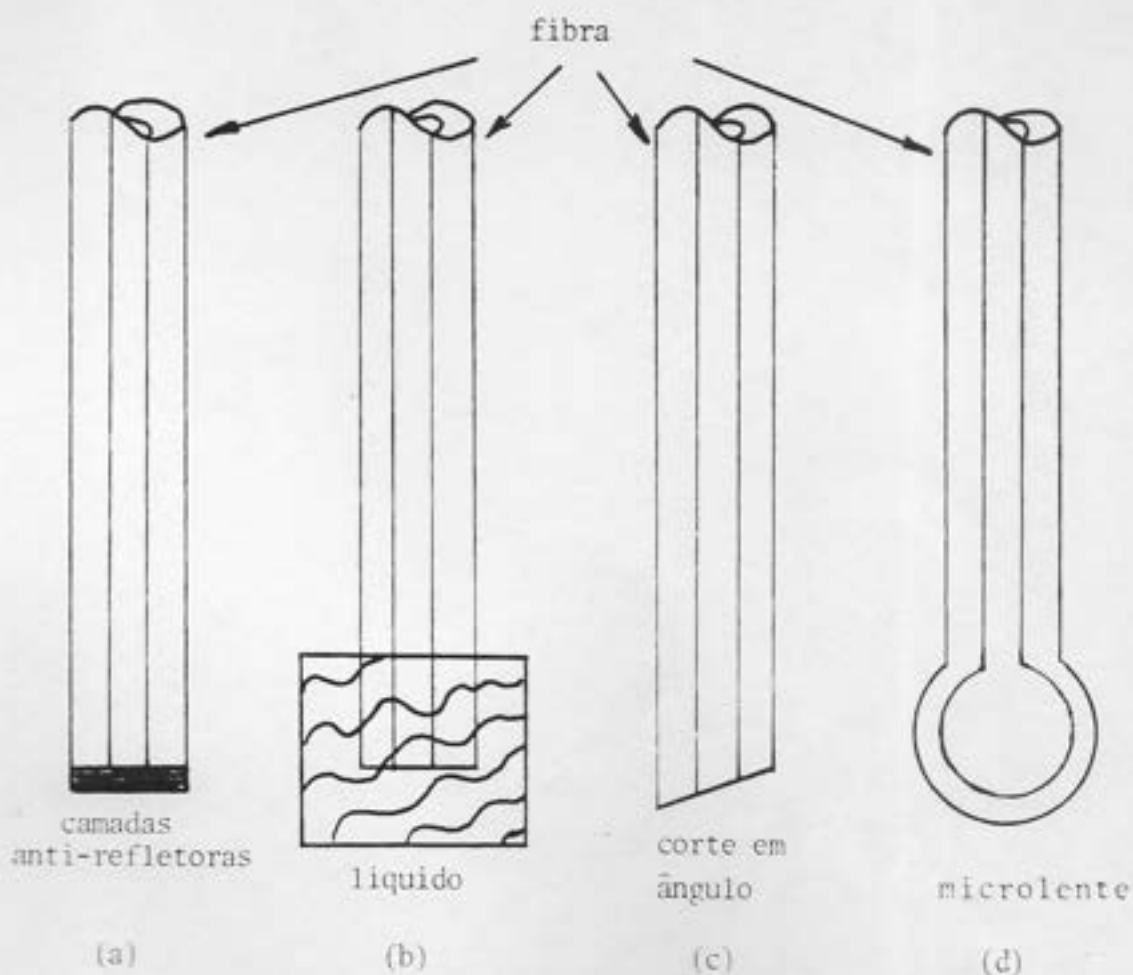


Fig.3.8 - Métodos para se evitar reflexão de Fresnel no braço não usado do acoplador: a) camadas antirefletoras, b) líquido casador, c) corte da fibra em ângulo e d) microlente.

$$P(z) = P_0 \cdot \eta \cdot \exp(-A_f z) \quad (3.9)$$

onde P_0 = potência óptica acoplada a fibra pelo emissor

A_f = coeficiente de atenuação total da fibra

η = coeficiente de espalhamento Rayleigh

Uma certa parcela da potência espalhada é retroguiada, sendo que esta fração depende dos parâmetros da fibra. O fator

que quantifica a fração de luz retroguiada é o fator de captura [36][42][43]
 S. Uma expressão que avalia o valor de S é :

$$S = a \left(0.5 N_a / n_1 \right)^2 \quad (3.10)$$

onde N_a = Abertura numérica da fibra

$$a = \begin{cases} 1 & \text{para fibras de perfil degrau e} \\ 2/3 & \text{para fibras de perfil gradual} \end{cases}$$

Assim a potência espalhada e retroguiada do intervalo dz em torno do ponto z pode ser expressa por:

$$dP_{ret}(z) = \eta S P_0 \exp(-\alpha_f z) dz \quad (z > 0) \quad (3.11)$$

O produto diferencial $dP_{ret}(z)$ pelo fator de atenuação $\exp(-\alpha_f z)$ representa um elemento infinitesimal de potência que é retroguiada a partir de um intervalo dz em torno do ponto z e que alcança o emissor em $z=0$. A integração deste produto conduzirá a uma expressão que avalia o efeito cumulativo do retroguiamento ao longo de todo o comprimento L da fibra, ou seja:

$$\begin{aligned} P_{ret} &= \int_0^L dP_{ret}(z) \cdot \exp(-\alpha_f z) dz = \\ &= \eta \frac{S P_0}{2 \alpha_f} [1 - \exp(-2 \alpha_f L)] \end{aligned} \quad (3.12)$$

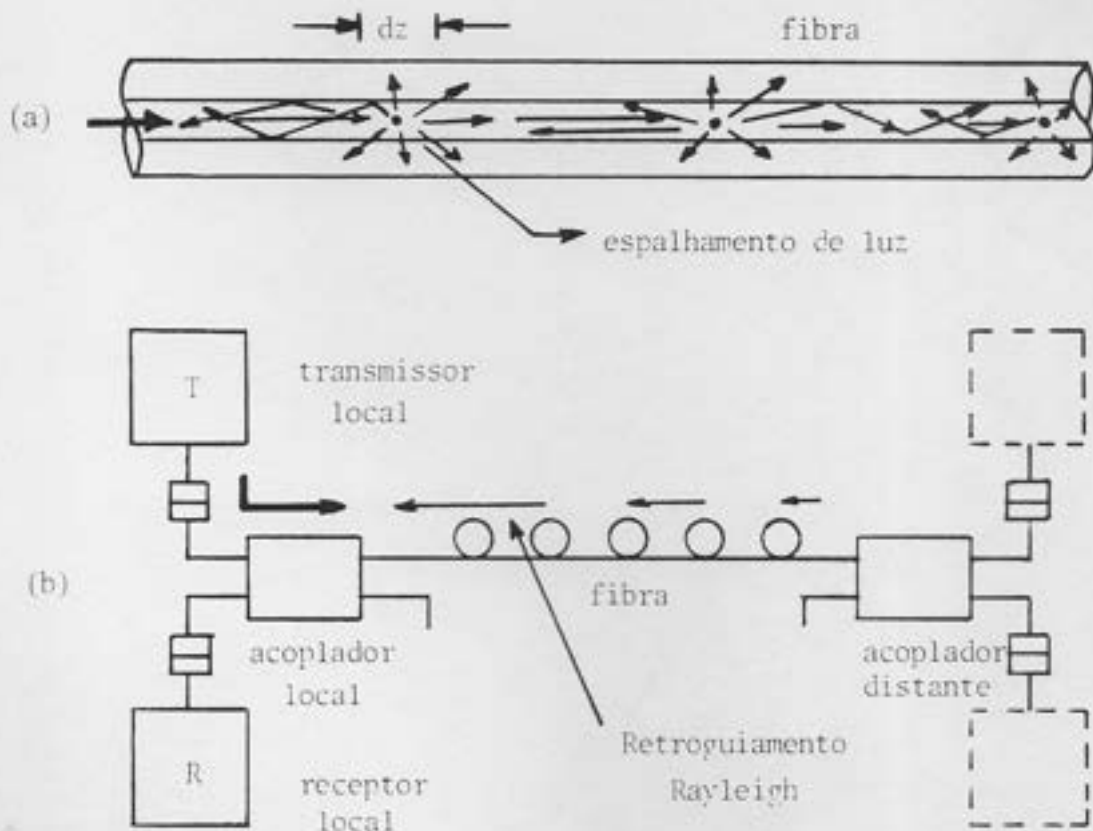


Fig.3.8 - (a) Processo que gera espalhamento e retroguiamento Rayleigh, (b) Retroguiamento de luz no enlace.

A Eq.3.12 prevê o nível médio de potência retroguiada até o ponto $z=0$, não avaliando o efeito temporal do sinal retroguiado pela fibra. Os valores previstos pela expressão acima podem ser determinados experimentalmente por um medidor de potência óptica.

Por outro lado, a potência retroguiada depende da frequência de modulação do sinal transmitido ⁽⁴⁶⁾⁻⁴⁸. Se P_0 é a potência lançada na fibra no instante t , então este mesmo sinal retornará (apos ser retroespalhado do ponto z) a posição de lançamento depois de decorrido um atraso τ . O valor de τ pode ser obtido por:

$$\zeta = \frac{2z n_1}{c} \quad (3.13)$$

onde $c = 3 \times 10^8$ m/s

Usando o diferencial da Eq.3.12 com relação a z e substituindo $P_o(t) = P_o(t - 2zn_1/c)$ resulta:

$$dP_{ret}(t, z) = \eta \frac{S}{2 Af} P_o(t - 2zn_1/c) [\exp(-2Afz)] dz \quad (3.14)$$

Se a fonte óptica for modulada por onda quadrada então a correspondente Série de Fourier para esta modulação é:

$$P_o(t) = \frac{4}{\pi} P_{o \max} \left(\frac{\sin 2\pi f t}{1} + \frac{\sin 2\pi f 3t}{3} + \frac{\sin 2\pi f 5t}{5} + \dots + \frac{\sin 2\pi f k t}{k} \right) \quad (3.15)$$

onde f = frequência de modulação do sinal óptico

A integração da Eq.3.14 de $z=0$ até $z=z_{\max}$ (com $z \rightarrow \infty$, pois é o caso da maioria dos enlaces), conduz ao resultado:

$$P_{ret}(t) = \frac{2P_{o \max} \eta \cdot S}{\pi \cdot Af} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k(1 + \gamma^2)^{1/2}} \sin(2\pi k f t + \theta) \quad (3.16)$$

$$\text{onde } \gamma = \frac{2\pi f k n_1}{Af c} \quad (3.17)$$

e

$$\theta = \arctan(\gamma) \quad (3.18)$$

Portanto a componente temporal do sinal retroguiado Rayleigh Eq.3.16 tende a diminuir com a frequência de modulação. Isto pode ser explicado da seguinte maneira: em baixas frequências o sinal lançado a fibra é posteriormente retroguiado

de diversos pontos. A maior parte deste sinal volta com a mesma fase até o ponto de lançamento, uma vez que seu tempo de retorno é muito menor que o período $1/f$ do sinal modulante. Com o aumento da frequência f , o sinal de retorno começa a chegar fora de fase e o efeito global é a diminuição do nível ac do sinal retroguiado. Em altas frequências de modulação (acima de 1 MHz) o sinal de retorno torna-se praticamente DC. A Fig.3.10 ilustra o efeito de modulação no sinal retroguiado pela fibra.

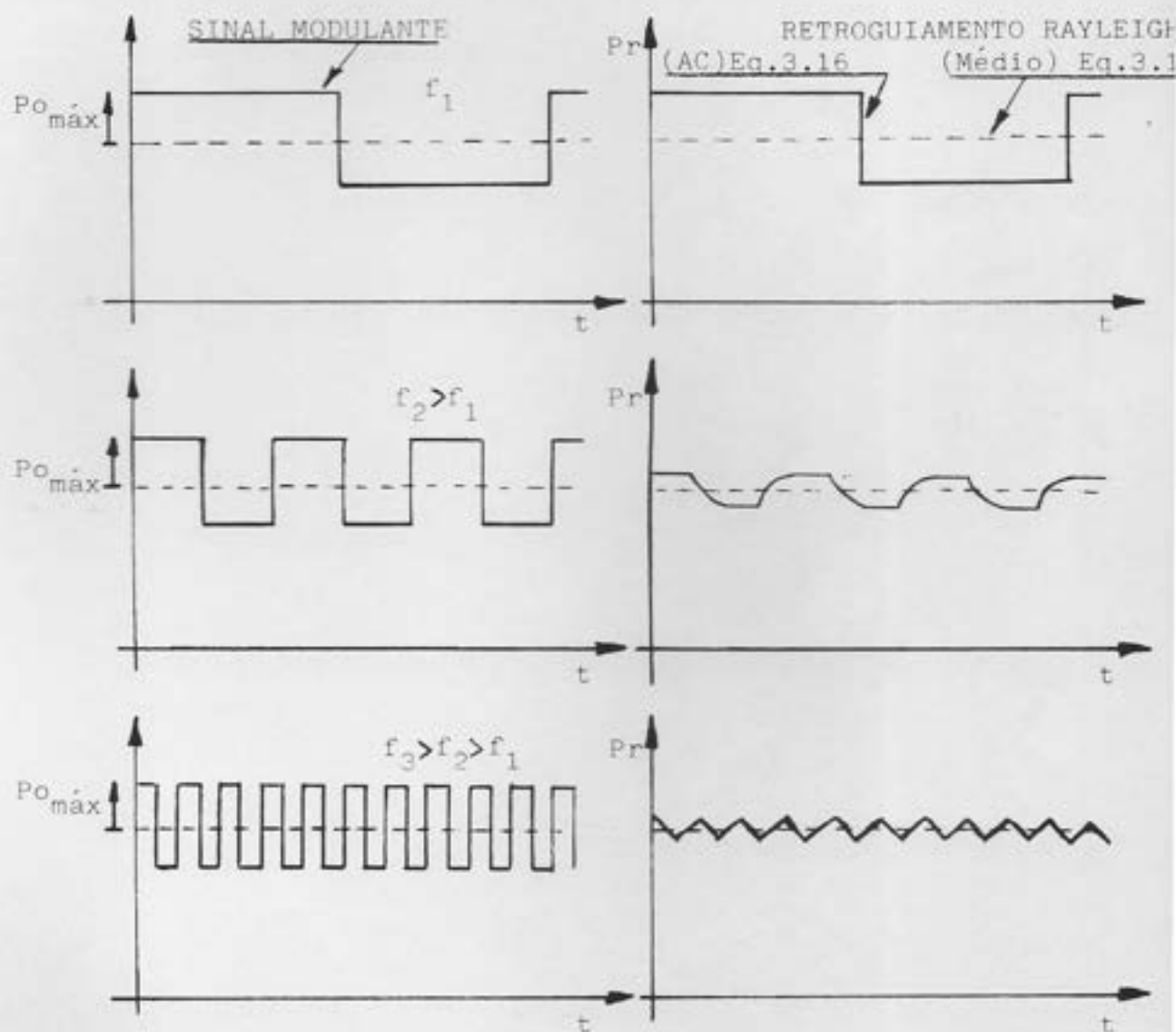


Fig.3.10 - Comportamento da potência retroguiada Rayleigh com a frequência de modulação da luz.

Para altas taxas de transmissão digital em TB (acima de 10 Mbit/s) a componente de retroguiamento Rayleigh (DC) é bloqueada nos filtros capacitivos existentes no receptor óptico. Apesar disto, a potência retroguiada Rayleigh DC incidente no fotodetector causa um efeito de degradação na sensibilidade do receptor. Este mecanismo de degradação é discutido a seguir.

III.4. ESTUDO DA PENALIDADE NO RECEPTOR ÓPTICO BIDIRECIONAL

A inserção TB em sistemas ópticos convencionais e a imediata introdução dos retroguiamentos de Rayleigh (sinal dc) e Fresnel (sinal binário) traz duas consequências imediatas no desempenho do receptor óptico, que são:

- Retroguiamento Rayleigh - aumento na corrente de ruído quântico;

- Retroguiamento Fresnel - aumento na corrente de ruído quântico e interferência binária (degradação do padrão de olho).

Para estudar o efeito da degradação na sensibilidade do receptor devido aos fatores de interferência acima devemos estudar o sistema de recepção em relação a taxa de erro de bit (BER). Este estudo encontra-se realizado de maneira criteriosa no final deste trabalho (Apêndice I). Os resultados desta modelagem são utilizados no desenvolvimento a seguir.

Como comentado no Cap.II em sistemas ópticos digitais a

caracterização do sistema de recepção é feita através da obtenção da dependência de BER em função da potência de sinal recebida. A mínima potência óptica de sinal necessária para uma determinada BER é definida como sensibilidade do receptor. Devido a interferência provocada pelos sinais retroguiados de Fresnel e Rayleigh, a sensibilidade do receptor original (não bidirecional) so diminui. Esta diminuição na sensibilidade original é conhecida como Penalidade (P). Este é o parâmetro de maior relevância na caracterização de enlaces bidirecionais, o qual será determinado a seguir.

Parte-se inicialmente de expressões de sensibilidade de receptores ópticos obtidas por Smith & Personick [49] (ver Apêndice I). A sensibilidade de um receptor óptico depende da taxa de extinção (r) do pulso no fotodetector, onde r é definido por:

$$r = \frac{\text{Potência óptica "off"}}{\text{Potência óptica "on"}}$$

Em receptores ópticos convencionais a taxa de extinção r depende das correntes de polarização e modulação do laser emissor. Smith & Personick mostram que para receptores usando fotodetector APD, a sensibilidade é dada por:

$$\bar{S}_0 = \frac{qOB I_1 F}{R} \cdot \frac{(1+r)}{(1-r)} \cdot \left(\frac{(1-r)}{(1-r)} + \left(\frac{4r}{(1-r)^2} + \frac{(i)_c}{(qOB I_1 MF)^2} \right)^{1/2} \right) \quad (3.22)$$

e para fotodetector Pin:

$$\bar{S}_0 = \frac{1}{R} \cdot \frac{(1+r)}{(1-r)} \cdot (i)_c^{2/2} \quad (3.23)$$

onde \bar{S}_0 denota potência óptica média. Os outros parâmetros nas expressões 3.22 e 3.23 são:

- $\langle i \rangle_c^2$ = corrente de ruído térmico do pré-amplificador [A]²
- Q = argumento da Função Probabilidade de Erro [49]
- i_1 = constante de Personick que avalia a forma do pulso óptico no receptor.

O termo $\langle i \rangle_c^2 / (qQB_1 MF)^2$ na Eq. 3.22 é a razão entre os ruídos do circuito de pré-amplificação (ruído térmico) e o ruído do detetor (ruído quântico). Goell mostra que esta razão se mantém constante para toda e qualquer taxa de transmissão B, desde que sejam utilizados pré-amplificadores bipolares. Utilizando valores típicos de receptores otimizados (com fotodetetor APD), tem-se :

- $\langle i \rangle_c^2 = 2 \times 10^{-16} A^2$ em $B = 45 \text{ Mbit/s}$
- $Q = 6$ para $BER = 10^{-9}$
- $i_1 = 1$ para pulsos gaussianos pouco distorcidos
- $M = 80$, ganho médio ótimo
- $F = 4.71$ para $M = 80$ e APD de Si
- $q = 1.6 \times 10^{-19} C$

substituindo agora estes valores no ultimo termo da Eq.3.22 resulta:

$$\frac{\langle i \rangle_c^2}{(qQB_1 MF)^2} \approx 1 \tag{3.24}$$

A normalização entre as sensibilidades bidirecional e

unidirecional (sistema convencional a 2 fibras) é feita agora através da obtenção da razão $\bar{S}_o(r \neq 0) / \bar{S}_o(r=0)$, ou seja:

$$\bar{S}_o(r) / \bar{S}_o(0) = [(1+r)/(1-r)]^2 \quad (\text{APD}) \quad (3.25.a)$$

$$\bar{S}_o(r) / \bar{S}_o(0) = [(1+r)/(1-r)] \quad (\text{Pin}) \quad (3.25.b)$$

Para obtenção da Eq.3.25.a foi utilizada a aproximação 3.24, válida dentro de 1 dB.

Em sistemas bidirecionais o valor de r depende muito dos níveis de potência de interferência de Fresnel (\bar{P}_f) e Rayleigh (\bar{P}_r) no receptor (valores estes facilmente medidos na prática). O maior valor da taxa de extinção r (valor este que produz a maior degradação na sensibilidade) na presença das potências de interferência mencionadas acima está indicado na Fig.3.13. Neste caso, a taxa de extinção pode ser expressa pela relação entre as potências de pico (Potência pico = 2 x potência média) presentes no fotodetector:

$$r = \frac{2\bar{P}_f + \bar{P}_r}{2\bar{P}_s + \bar{P}_r} \quad (3.26)$$

onde \bar{P}_s = Potência de sinal

Substituindo 3.26 em 3.25.a e 3.25.b e lembrando que $\bar{S}_o(r) = \bar{P}_s + \bar{P}_r + \bar{P}_f$ e $\bar{S}_o(0) = \bar{S}_o$, a penalidade P na potência óptica de sinal no receptor é dada por:

$$P = \bar{P}_s / \bar{S}_o = 1/2 \left[1 + 2\bar{P}_f / \bar{S}_o + \left[(1 + 2\bar{P}_f / \bar{S}_o)^2 + 4(\bar{P}_f / \bar{S}_o + \bar{P}_r / \bar{S}_o) \right]^{1/2} \right]^{-1} \quad \text{para APD} \quad (3.27)$$

$$P = \bar{P}_s / \bar{S}_o = 1 + \bar{P}_f / \bar{S}_o \quad \text{para Pin} \quad (3.28)$$

Estas duas ultimas expressões são os principais resultados da modelagem desenvolvida acima. Os resultados experimentais obtidos nos estudos de TB apresentados no próximo capítulo serão discutidos e comparados com os previstos pelas Eqs. 3.27 e 3.28.

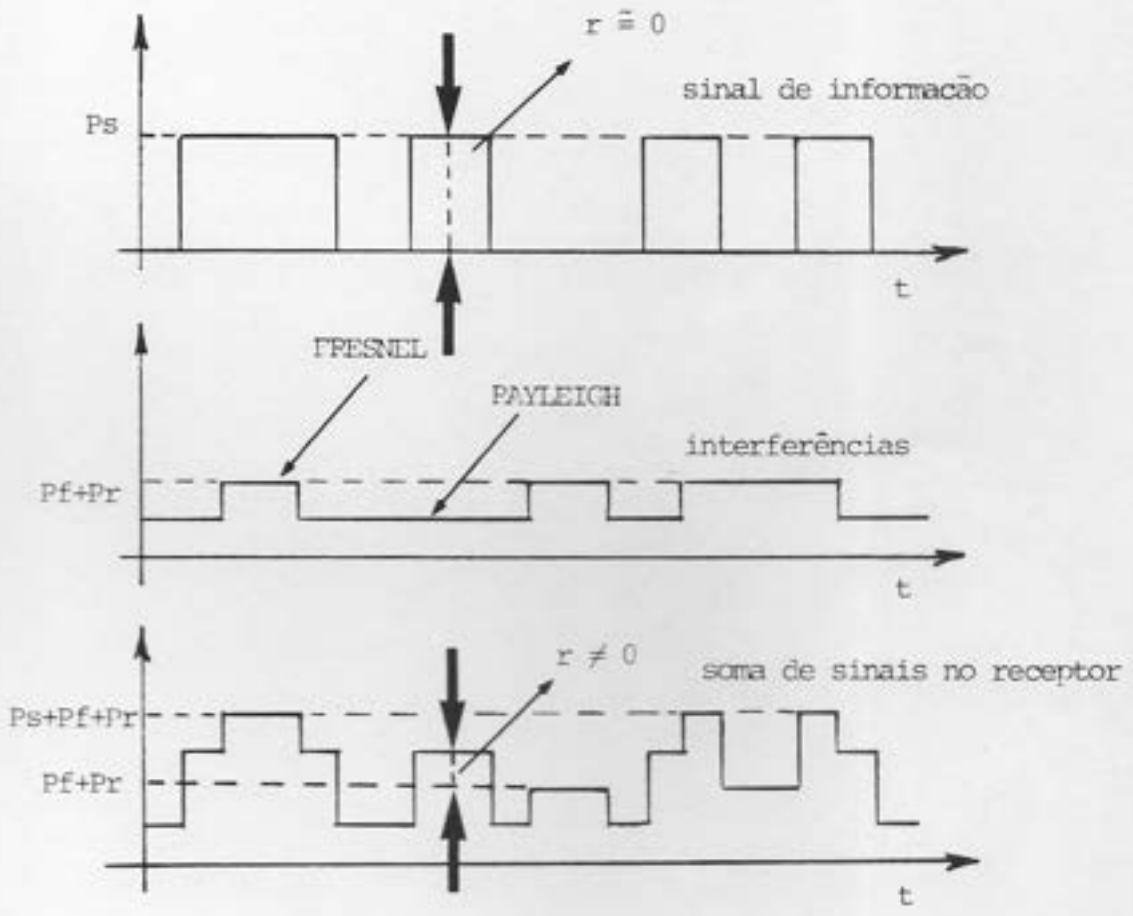


Fig.3.13 - Gráfico ilustrativo dos sinais presentes no receptor. A pior situação na taxa de extinção r , frente as potências de interferência de Rayleigh P_r e Fresnel P_f está indicada na figura [52].

III.5. PROJETO DE ENLACES BIDIRECIONAIS

Feito o estudo sobre os fatores limitantes em TB devemos analisar agora como estes fatores influenciam no cálculo do orçamento de potência de um enlace com TB. Devemos salientar que enlaces com TB são transparentes a taxa de transmissão ou seja não interferem no tempo de resposta do sistema.

No novo orçamento de potência (com TB) devemos revisar a Eq.2.4 e inserir os fatores de mérito do acoplador que são: a perda de intrínseca P_a , a razão de acoplamento R e a penalidade P no receptor. Admitindo acopladores com $R = 0.5$ podemos reescrever a Eq.2.4 para um enlace de qualquer comprimento, em dB (ver Fig.3.5):

$$P_o - m P_c - 2 P_a - n P_e - 2 R - A_f L - M - P - S_p = S_o \quad (3.29)$$

onde S_p = Sobra de potência no enlace de comprimento L .

No enlace com TB admitimos uma diminuição no comprimento máximo em relação ao enlace convencional (não bidirecional) devido, a introdução dos novos fatores de perdas, uma vez que os outros fatores não passíveis de serem alterados nos enlaces já instalados. Na equação acima o valor da penalidade é dependente do comprimento do enlace uma vez que as potências retroguiadas de Rayleigh e Fresnel são dependentes do comprimento da fibra. Para a potência retroguiada de Fresnel somente iremos considerar reflexões provenientes dos conectores da estação distante, considerando o quarto braço do acoplador casado ópticamente. A

potência retroguiada Rayleigh nos receptores Rx e Ry pode ser expressa por ^[17] :

$$P_{r(Rx,Ry)} = P_{ret} - mP_c - 2R - 2P_a - 2P_e \quad (3.30)$$

onde P_{ret} é dado pela Eq.3.12.

A equação acima considera as perdas de ida e volta do sinal no acoplador e na primeira emenda do enlace.

A potência retroguiada de Fresnel nos receptores Rx e Ry pode ser expressa por ^[17] (em dB) :

$$P_{f(Rx,Ry)} = P_o - P_{ref}/P_i - 3R - 2nP_e - 2mP_c - 4P_a - 2af L \quad (3.31)$$

onde P_{ref} é obtida pela Eq. 3.8. Para interface vidro/ar $P_{ref}/P_i = -14.4$ dB. Deve-se mencionar que este valor pode ser alterado conforme o tipo de conector óptico a ser usado.

As eqs.3.29 e 3.30 consideram idênticas características para os dois acopladores do sistema. Usando as Eqs. 3.30 e 3.31 acima para distintos comprimentos de enlace L e introduzindo os valores obtidos nas Eqs. 3.27 e 3.28 pode-se obter o valor teórico da penalidade em função do comprimento do enlace.

III.8. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL E UNIDIRECIONAL COM MULTIPLEXAÇÃO EM COMPRIMENTO DE ONDA.

Nas seções anteriores descrevemos as vantagens oferecidas por um sistema bidirecional e mostramos suas limitações. Existe uma outra maneira de conseguir enlaces bidirecionais reduzindo as limitações descritas anteriormente. Isto é possível graças ao método de multiplexação em comprimento de onda (WDM). Um sistema WDM [54]-[62] é aquele que através de um acoplador especial (nx1 braços) pode-se enviar simultaneamente através de uma única fibra distintos comprimentos de onda viajando em sentidos iguais ou contrários. Isto é ilustrado esquematicamente na Fig.3.14. Na análise a seguir consideraremos acopladores WDM 2x1, ou seja acopladores que façam a multiplexação óptica em dois comprimentos de onda (Fig.3.15).

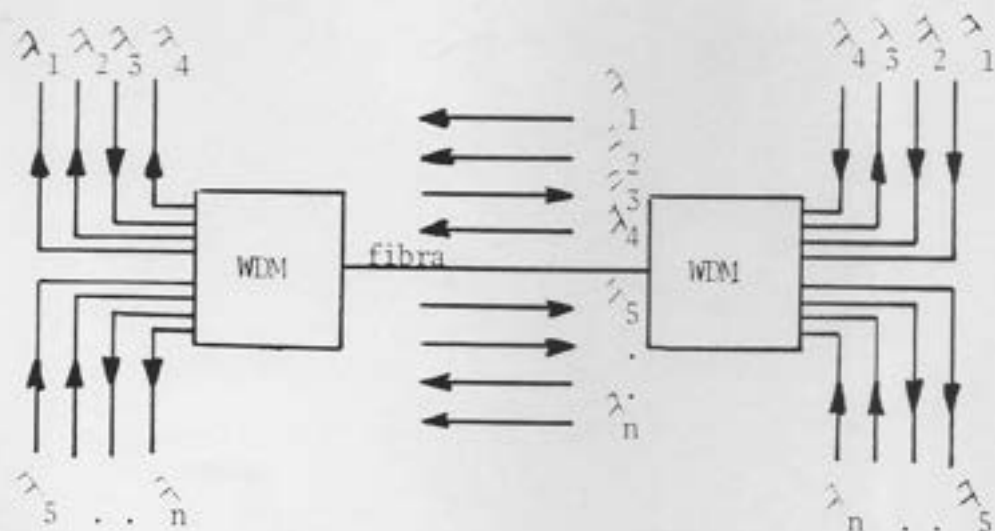


Fig.3.14 - Acoplador óptico WDM de nx1 braços.

Como ilustra a Fig.3.15, existem duas maneiras de se utilizar um sistema com acopladores WDM 2x1: bidirecional e unidirecional. Ambas duplicam a capacidade de transmissão do sistema. A segunda opção de transmissão, ou seja WDM unidirecional também é conhecida como transmissão diplex.

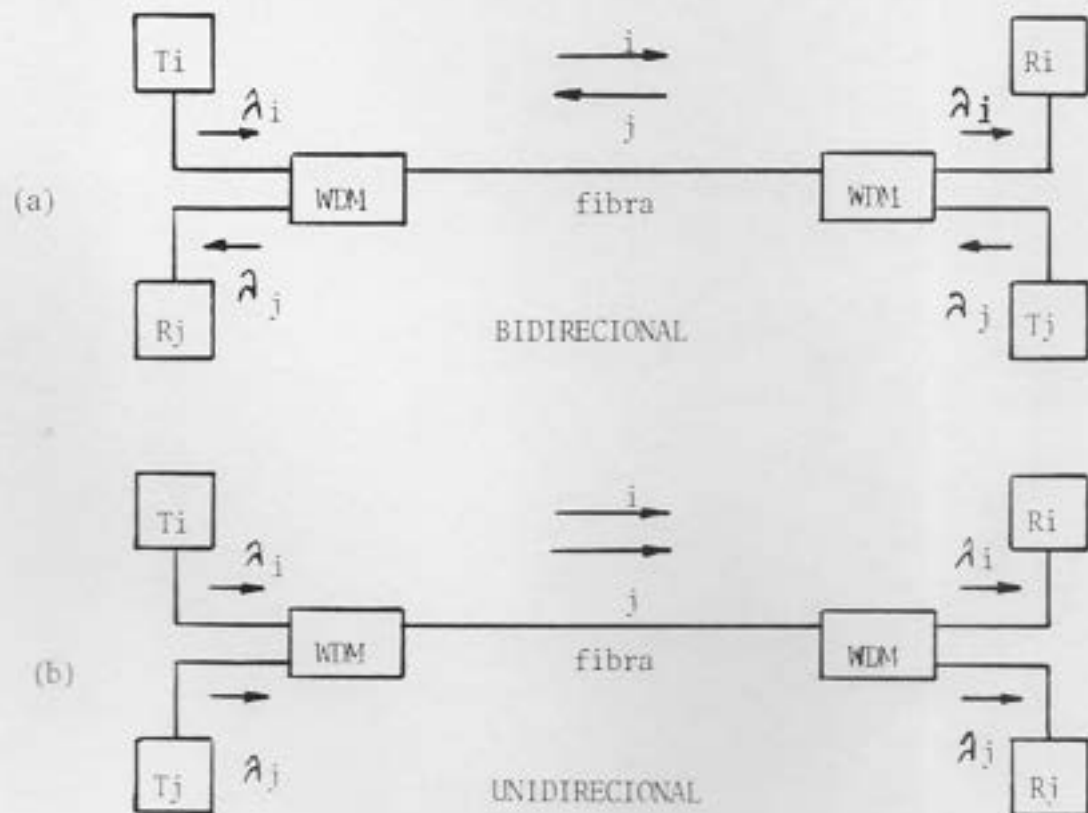


Fig.3.15 - Duas possibilidades de uso da técnica WDM com acopladores FEB 2x1 : (a) transmissão WDM bidirecional e (b) transmissão WDM unidirecional.

Os acopladores WDM agem como filtros espectrais que selecionam o comprimento de onda desejado em determinada porta de saída ou entrada do acoplador. Eles podem ser construídos com a mesma tecnologia de fabricação descritas na seção 3.2. O processo

(32)(33)

de obtenção de acopladores WDM com tecnologia FEB é baseado nas características de acoplamento espectral modeladas pelas Eqs. 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7. Na Fig.3.16 ilustramos um gráfico do comportamento esperado da razão de acoplamento em função do comprimento de onda para acopladores WDM - FEB.

Quando queremos utilizar sistemas WDM devemos operar em comprimentos de onda de baixas atenuação e dispersão da fibra que são as janelas de 850 nm, 1300 nm e 1550 nm. Para obter a sintonia espectral da R nos comprimentos de onda de interesse deve-se variar criteriosamente os parâmetros do acoplador.

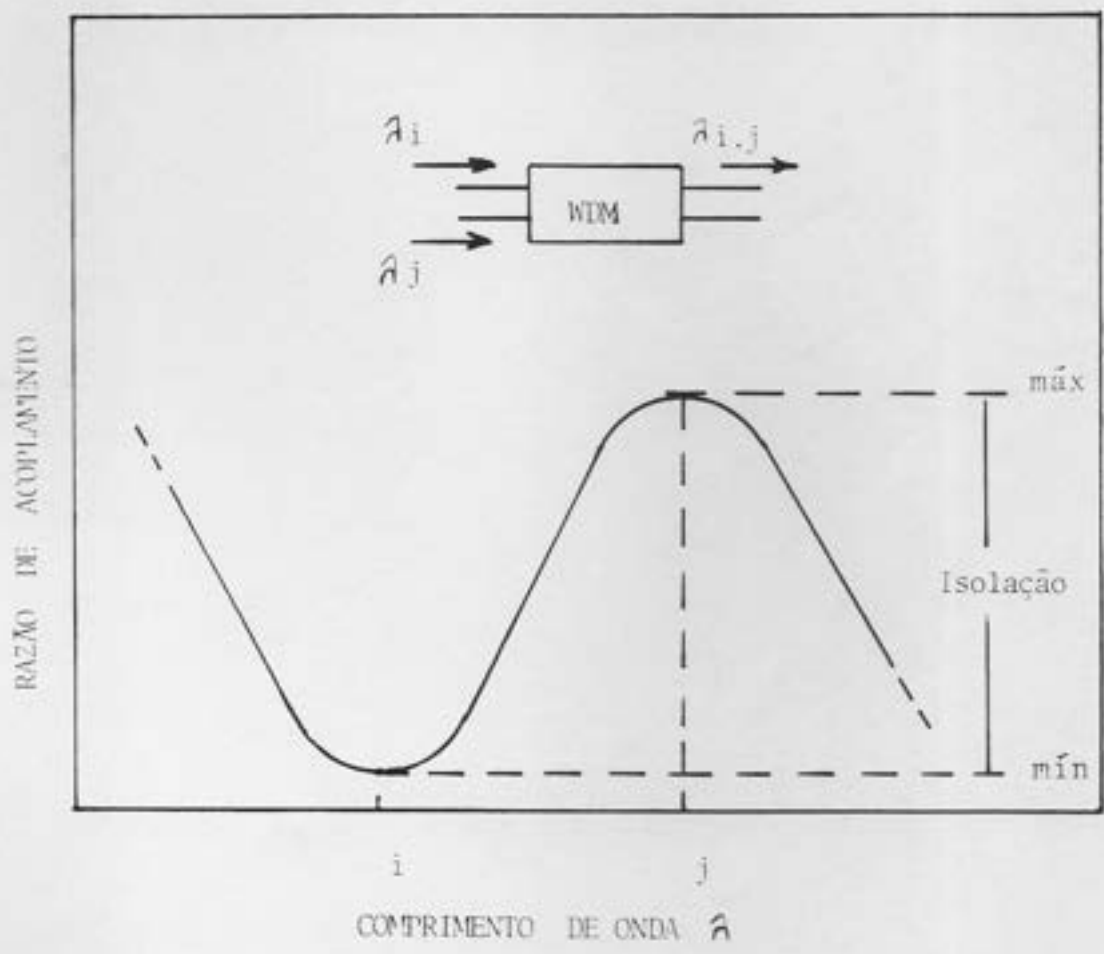


Fig.3.16 - Comportamento esperado da Razão de acoplamento com o comprimento de onda em acopladores monomodo FEB.

A obtenção de um acoplador WDM-FEB na prática é feita através da monitoração da Razão de acoplamento (utilizando-se os comprimentos de onda desejados) durante o processo de fusão-puxamento. O processo é interrompido quando a sintonia máxima nos comprimentos de onda desejados é obtida. O processo de encapsulamento da região de acoplamento é crítico visto que estes acopladores tem a sintonia bastante dependente com o índice de refração do meio externo.

Um parâmetro importante destes acopladores é a isolação óptica entre os dois comprimentos de onda de interesse. Esta isolação óptica é o fator que garante uma determinada relação sinal/interferência em receptores ópticos de sistemas que fazem uso de técnicas WDM. Denominando λ_1 e λ_2 como comprimentos de onda de interesse então a isolação óptica entre os dois comprimentos de onda pode ser expressa em dB por:

$$I(\lambda_1, \lambda_2) = R(\lambda_1) - R(\lambda_2) \quad (3.32)$$

Em sistemas bidirecionais WDM a análise de penalidade como função das potências retroguiadas obtida na seção 3.4, é ainda válida, porém as expressões 3.27 e 3.28 devem ser corrigidas devido ao fato de que com o uso de diferentes comprimentos de onda pode ser necessário utilizar fotodiodos diferentes. Existe a possibilidade de obter enlaces WDM com [13][22][61] comprimentos de onda muito próximos, neste caso utiliza-se o mesmo tipo de fotodetector.

Chamando de :

P_i = Penalidade no receptor do sinal i

λ_i = Comprimento de onda de sinal i

λ_j = Comprimento de onda de interferência j

e revisando as eqs. 3.27 e 3.28, temos:

$$P = 1/2 \left[1 + 2\beta P_f / S_o + \left[\left(1 + 2\beta P_f / S_o \right)^2 + 4\beta \left(P_f / S_o + P_r / S_o \right) \right]^{1/2} \right] \quad \text{para APD} \quad (3.33)$$

$$P_i = \left(1 + \beta P_f / S_o \right) \quad \text{para Pin} \quad (3.34)$$

$$\text{onde } \beta = \frac{\text{Responsividade do fotodetector em } \lambda_j}{\text{Responsividade do fotodetector em } \lambda_i} \quad (3.35)$$

Na análise de penalidade no receptor óptico do comprimento de onda λ_j deve-se trocar os índices i e j das equações acima.

No cálculo do orçamento de potência deve-se considerar a possibilidade de acopladores com distintas razões de acoplamento, que é um caso mais real em sistemas WDM. Desta forma chamando de $R1_i$ e $R1_j$ a razão de acoplamento do acoplador local e $R2_i$ e $R2_j$ a razão de acoplamento do acoplador distante nos comprimentos de onda λ_i e λ_j , tem-se que:

$$P_o - mP_c - 2P_c - nP_e - R1_i - R2_j - A_f L - M - P - S_p = S_o \quad (3.36)$$

$$P_o - mP_c - 2P_a - nP_e - (1-R1_j) - (1-R2_i) - A_f L - M - P - S_p = S_o \quad (3.37)$$

O valor dos retroguiamentos Rayleigh e Fresnel nos receptores R_i e R_j valem:

$$P_{r(R_i)} = P_{ret} - mP_c - (1-R_2) - R_2 - 2P_a - 2P_e \quad (3.38)$$

$$P_{r(R_j)} = P_{ret} - mP_c - (1-R_1) - R_2 - 2P_a - 2P_e \quad (3.39)$$

$$P_{f(R_i)} = P_o - P_{ref}/P_i - 2mP_c - R_1 - R_2 - (1-R_1) - (1-R_2) - 4P_a - 2A_f L - 2nPe \quad (3.40)$$

$$P_{f(R_j)} = P_o - P_{ref}/P_i - 2mP_c - R_1 - R_2 - (1-R_1) - (1-R_2) - 4P_a - 2A_f L - 2nPe \quad (3.41)$$

Nestas equações considera-se que os parâmetros P_c, P_a e P_e não variam com o comprimento de onda.

A outra possibilidade do uso de sistemas WDM é através da transmissão unidirecional de dois comprimentos de onda de maneira simultânea como ilustrado na Fig.3.15.b. Neste sistema não ocorrem interferências de Rayleigh e Fresnel, mas ocorre a interferência do comprimento de onda adjacente P_{int}. Este novo tipo de interferência surge da inabilidade do acoplador WDM em garantir isolamento total nos comprimentos de onda multiplexados (transmissão) e desmultiplexados (recepção), devido ao fato de que estes acopladores não são filtros espectrais ideais, o efeito de atenuação diferencial da fibra (nos dois comprimentos de onda de operação) também aumenta a interferência do canal de menor atenuação no de maior atenuação. As expressões de penalidade Eqs.3.33 e 3.34 podem ser rearranjadas. Chamando P_f de P_{int} ou seja potência de interferência do comprimento de onda adjacente, com P_r = 0 resultam:

$$P_i = 1/2 \left[1 + 2\beta \frac{P_{int}}{S_o} + \left[\left(1 + 2\beta \frac{P_{int}}{S_o} \right)^2 + 4\beta \frac{P_{int}}{S_o} \right]^{1/2} \right] \quad (\text{APD}) \quad (3.40)$$

$$P_i = \left(1 + \beta \frac{P_{int}}{S_o} \right) \quad (\text{Pin}) \quad (3.41)$$

O valor de β pode ser obtido pela Eq.3.35. Para calcular a penalidade no receptor de comprimento de onda λ_j , os índices da equação acima e da Eq.3.35 devem ser trocados.

O valor de P_{int} nos receptores R_i e R_j pode ser obtido por:

$$P_{int(R_i)} = P_o - mP_c - nP_e - 2P_a - A_f L - (1-R_1) - R_2 \quad (3.42)$$

$$P_{int(R_j)} = P_o - mP_c - nP_e - 2P_a - A_f L - R_1 - (1-R_2) \quad (3.43)$$

As expressões do orçamento de potência dadas nas Eqs.3.37 e 3.38 são as mesmas para cálculo de enlaces unidirecionais WDM.

Os método de TB usando a técnica WDM tem reais vantagens sobre o método de TB com dois comprimentos de onda idênticos, uma vez que a razão de acoplamento destes acopladores proporciona uma significativa redução nos fatores de perdas e interferência anteriormente mencionados. Já o sistema unidirecional WDM sobre restrições quanto ao comprimento do enlace devido a diferenças de atenuação nos comprimentos de onda utilizáveis, o que o torna mais limitado para uso em comunicações. Uma maneira de contornar o problema da atenuação diferencial da fibra é diminuir a potência do transmissor (no comprimento de onda de menor atenuação da fibra) proporcionalmente ao comprimento do enlace e a atenuação diferencial da fibra nos dois comprimentos de onda utilizados.

CAPÍTULO IV

" MEDIDAS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS "

IV.1 - MEDIDAS DE REFLETIVIDADE EM ACOPLADORES ÓPTICOS

IV.2 - MEDIDAS DE RETROGUIAMENTO RAYLEIGH E FRESNEL PELA FIBRA

IV.3 - CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES BIDIRECIONAIS MULTIMODO

IV.4 - TESTE DE CAMPO DO SISTEMA BIDIRECIONAL

IV.5 - SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA EM RECEPTOR ÓPTICO COM FOTODETETOR PIN

IV. MEDIDAS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo são determinadas as características técnicas envolvidas no uso de transmissão bidirecional. A maior parte dos resultados experimentais obtidos neste capítulo se relaciona a enlaces com fibra multimodo operando em 0.83 μm e 45 Mbit/s. Estes enlaces já a alguns anos vêm sendo implantados no Sistema Telebrás e portanto mantém uma infraestrutura técnica já instalada: no CPqD-Telebrás, nas empresas instaladoras e nas indústrias fornecedoras de equipamentos de transmissão. Este fato possibilitou a caracterização de enlaces bidirecionais multimodo em laboratório usando os equipamentos de transmissão e recepção. Uma pequena parte dos resultados se refere ao sistema monomodo de 1.3 μm e 45 Mbit/s. Sistemas monomodo tem menor estrutura instalada o que dificultou a obtenção de componentes e placas. Na caracterização de enlaces bidirecionais multimodo, inicialmente foi medido a refletividade de um acoplador multimodo usando várias técnicas de casamento óptico, do braco não usado do acoplador (secção 4.1). Em seguida (secção 4.2) mediu-se o retroguiamento Fresnel e Rayleigh sob vários comprimentos de fibra avaliando-se também nesta secção o comportamento temporal ou frequencial do retroguiamento Rayleigh. Na secção 4.3 caracterizou-se enlaces bidirecionais de vários comprimentos de fibra e seu desempenho foi comparado aos modelos teóricos obtidos no capítulo III. A secção 4.4 apresenta os resultados do teste de campo do sistema bidirecional multimodo em um enlace urbano do STB. Finalmente, na secção 4.5 apresentamos alguns resultados da simulação de interferência no receptor óptico de 1.3 μm , com fotodetector Pin.

IV.1. MEDIDAS DE REFLETIVIDADE EM ACOPLADORES ÓPTICOS.

Os acopladores ópticos são os elementos que permitem a ligação de enlaces bidirecionais. Quando usamos acopladores do tipo FEB 2x2 alguns cuidados devem ser tomados. Os braços de entrada do acoplador (braços 1 e 2) são ligados ao transmissor e receptor em um enlace bidirecional. Um dos braços de saída (braço 3) é emendado ao enlace de fibras e o quarto e último braço do acoplador não é usado e constitui fonte geradora de reflexões de luz (Fresnel). Caso a extremidade deste braço não seja bem casada opticamente a luz refletida pode degradar significativamente a sensibilidade do receptor local. Alguns dos métodos mais eficientes de casamento óptico descritos no cap.3 são testados e os resultados discutidos a seguir. As características do acoplador usado nas medidas experimentais são $R = 0.33$ e $P_a = 0.43$ dB.

4.1.1. Método do casamento óptico com óleo

A Fig.4.1 ilustra o sistema utilizado para medir a refletividade nesta experiência. Utilizamos um laser semiconductor de GaAs para 0.83 μ m já acoplado na placa MDL de um terminal de transmissão e recepção ELO-39. A fibra acoplada ao laser foi emendada num dos braços de entrada do acoplador multimodo, a qual

denominamos de braço 1. O outro braço de entrada (braço 2) foi conectado ao sensor óptico MA.95A do medidor de potência óptica Anritsu ML.93A. As fibras dos braços de saída do acoplador tiveram suas extremidades cortadas em ângulo reto e mergulhadas em alguns líquidos (óleos) com distintos índices de refração. Quando o óleo é mudado é necessário tomar a precaução de limpar as extremidades de saída da fibra com acetona. Para cada óleo utilizado a potência no braço 2 foi anotada. Após a medida da potência no braço 2 com diversos óleos, a potência lançada ao braço 1 do acoplador (P1) foi medida. A fig.4.2 mostra o gráfico com os resultados experimentais obtidos e a curva teórica de refletividade (P2/P1). A curva teórica obedece a seguinte equação (em dB):

$$P2-P1 = P_f - P_o = (P_{ref}/P_1) - (2R(1-R)) - (2nPe) - (2Pa) \quad (4.1)$$

(Rx)

A equação acima é uma ligeira modificação da Eq.3.31. A causa da modificação é que nesta experiência foram computadas apenas as reflexões dos braços de saída do acoplador e não reflexões provenientes de conectores da estação distante como modelado no capítulo III. Outra modificação está no fator de perdas de acoplamento (2R) da Eq.3.31 que deve ser modificado para 2R(1-R) já que o acoplador usado nesta experiência tem razão de acoplamento diferente de 0.5. Para obter a curva teórica usamos os seguintes valores: Pref/Pi (Eq.3.4) com n1=1.468, R=0.33, Pa=0.43 dB, 2nPe = 2.4 dB e 2mPc = 0. A potência acoplada pelo laser na fibra foi de -3.8 dBm.

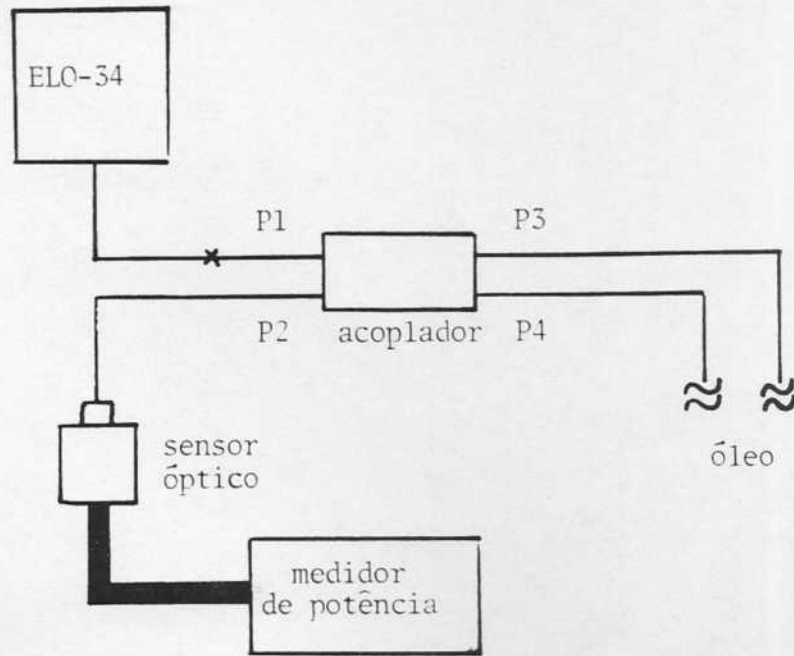


Fig.4.1 - Sistema experimental usado na obtenção da refletividade do acoplador multimodo.

Notamos nesta experiência que o retroscatamento Rayleigh intrínseco ao acoplador (ver Fig.4.2) impede a obtenção de medidas de refletividade abaixo de -60 dB por este método. No entanto, o valor de refletividade mínima encontrada (-59.5 dB) correspondente ao óleo 1.464, já é satisfatório para casar ópticamente o braço de saída do acoplador. Este óleo foi usado durante o decorrer das experiências.

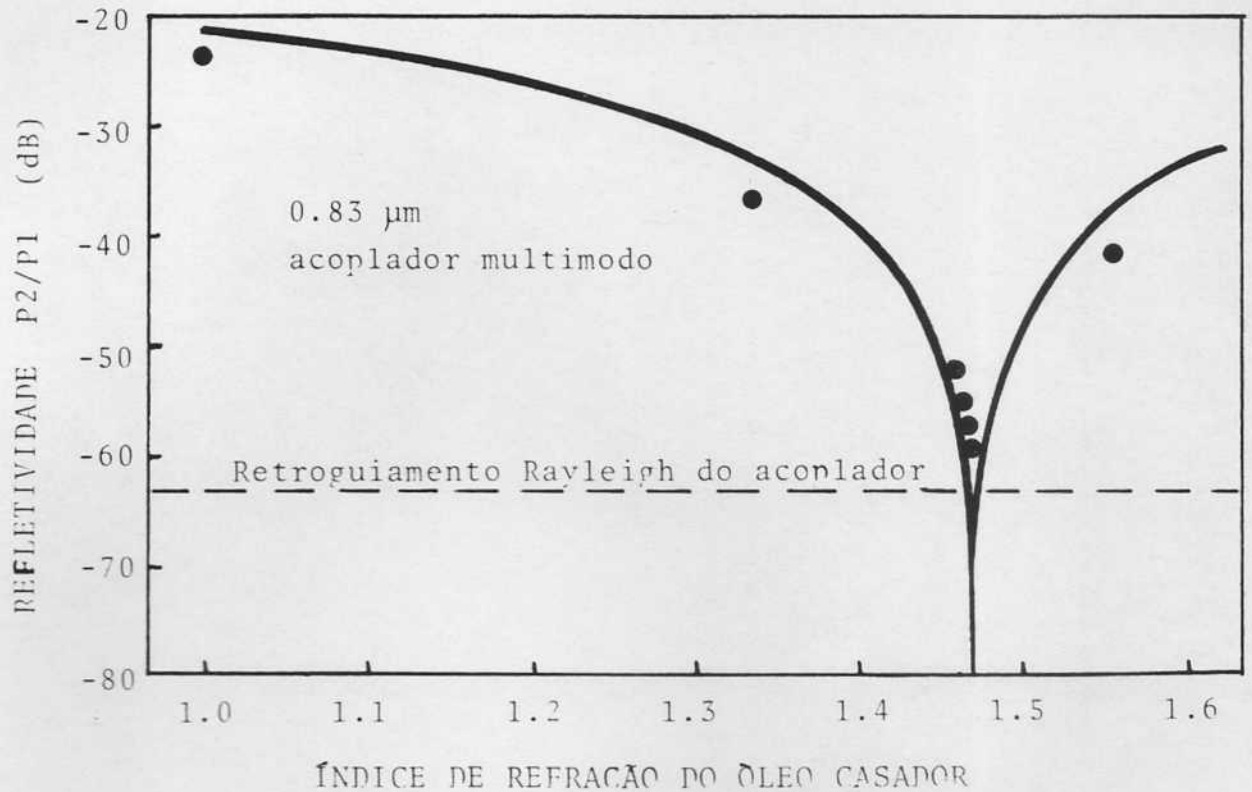


Fig.4.2 - Gráfico da refletividade em função do índice de refração dos óleos usados para casar as pontas das fibras de saída do acoplador

4.1.2. Método de casamento óptico através de corte em ângulo do final da fibra

Apesar dos resultados com óleo serem satisfatórios, o uso de um líquido para casamento óptico é próprio apenas para uso em laboratório, onde as oscilações de temperatura, bem como o encapsulamento do braço de saída não são críticos. Para uso em

campo, um método de casamento óptico que elimine os problemas acima é necessário. Neste sentido, o segundo método testado foi o do corte em ângulo do final do braço não usado do acoplador. Na realidade o corte em ângulo foi obtido através do polimento em 8 graus da extremidade da fibra em cima de um bloco de quartzo. O arranjo experimental é o mesmo da Fig.4.1, mas neste caso apenas o quarto braço do acoplador foi submetido ao polimento em 8 graus. O outro braço de saída do acoplador foi mergulhado em óleo $n=1.464$. Este procedimento simula as condições reais de operação do sistema bidirecional onde o terceiro braço do acoplador deve ser emendado ao enlace de fibras, tendo portanto boas condições de casamento óptico. As medidas com o quarto braço em corte de 8 graus foram feitas com e sem óleo (1.464) no corte, sendo que os resultados foram idênticos. A refletividade mínima obtida foi de: -60 dB. Novamente, notamos aqui que o retroscatamento Rayleigh impõe restrições na obtenção de medidas de refletividade (de Fresnel) mais apuradas. Este método também apresenta um valor muito bom de refletividade, no entanto ele apresenta o inconveniente de precisar de um certo cuidado na preparação da fibra no bloco de quartzo, além de demandar algum tempo de polimento.

4.1.3. Método do casamento óptico através da confecção de micro lente no final da fibra

Na tentativa de solucionar os problemas surgidos com os métodos de casamento óptico anteriores, um terceiro método foi

testado. O método consiste em se fabricar uma micro lente na

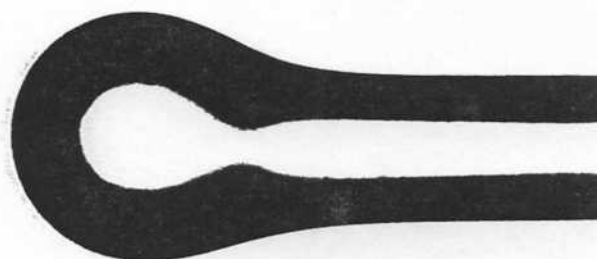


Fig.4.3 - Foto mostrando uma micro lente feita na extremidade de uma fibra óptica.

extremidade da fibra do braço não usado do acoplador. Para confeccionar a micro lente na fibra usamos a máquina de emenda multimodo da Northern Telecom - modelo no: S/25. A micro lente é obtida através da aplicação na extremidade da fibra de um arco elétrico de grande intensidade. Este arco derrete o vidro e cria uma pequena esfera na extremidade da fibra. A Fig.4.3 mostra uma foto onde uma micro lente é feita na extremidade da fibra óptica. Para medir a refletividade proporcionada pela micro lente (feita apenas no quarto braço do acoplador) usou-se o mesmo sistema mostrado na Fig.4.1. Novamente o terceiro braço de saída foi casado com óleo 1.464. A refletividade foi testada sob

vários diâmetros de microlentes. Os resultados obtidos estão mostrados no gráfico da fig.4.4. A refletividade mínima obtida foi de: -54.6 dB. Usando óleo 1.464 na microlente a refletividade mínima obtida foi de -60 dB. Posteriormente o óleo 1.464 foi substituído por uma resina fotocurável de índice de refração igual a 1.415, obtendo-se então valores de refletividade bem próximos a -60 db. Estes resultados apontam este método como o mais eficiente para uso em campo do acoplador já que apresenta

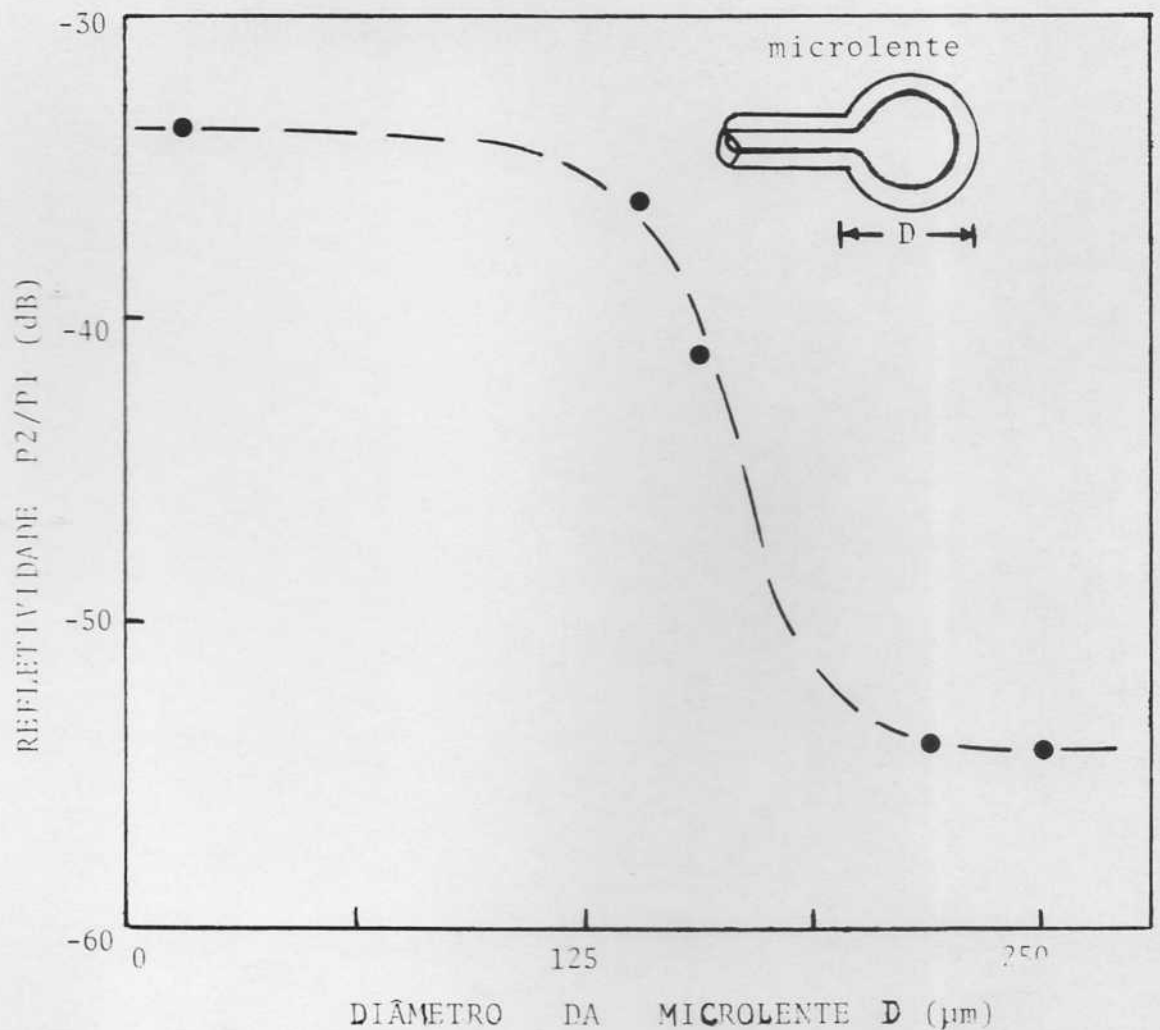


Fig.4.4 - Refletividade como função do diâmetro da microlente feita no quarto braço do acoplador. Os pontos experimentais acima foram obtidos com ar na microlente.

vantagens quanto ao método de fabricação e encapsulamento. Deve se frisar que estas microlentes são facilmente obtidas e reproduzidas em máquinas de emenda multimodo e possuem grande resistência a forças externas.

IV.2. MEDIDAS DE RETROGUIAMENTO RAYLEIGH E FRESNEL PELA FIBRA.

O retroguiamento de luz proveniente da fibra óptica (Rayleigh) e o retroguiamento de Fresnel proveniente das reflexões nos conectores ópticos da estação distante degradam a sensibilidade do receptor próximo. No cálculo do orçamento de potência de um enlace bidirecional estes retroguiamentos são importantes pois são os fatores que causam a penalidade do receptor. Nesta seção descrevemos os métodos e os resultados obtidos nas medidas de retroguiamento Rayleigh e Fresnel. A potência retroguiada de Rayleigh e Fresnel (dos conectores da estação distante) tem dependência com o comprimento do enlace de fibras utilizado, e por este motivo serão realizadas medidas em diversos comprimentos de fibra. O retroguiamento Rayleigh tem forte dependência com a frequência de modulação do sinal óptico, esta dependência também é avaliada.

4.2.1. Retroguiamento Rayleigh e Fresnel em função do comprimento da fibra.

O sistema experimental usado para obtenção dos retroguiamentos de Rayleigh e Fresnel é mostrado na Fig.4.5. Emendamos no terceiro braço do acoplador multimodo usado nas medidas de refletividade (seção 4.1) vários comprimentos de fibra multimodo. O quarto braço do acoplador foi casado opticamente com óleo 1.464. Para cada comprimento de fibra procedemos a medida do retroguiamento Rayleigh e Fresnel. O retroguiamento Rayleigh é medido casando opticamente a extremidade livre das fibras emendadas. O retroguiamento Fresnel é obtido medindo-se o retroguiamento total, com a extremidade das fibras emendadas sem óleo, e subtraindo o retroguiamento total do retroguiamento

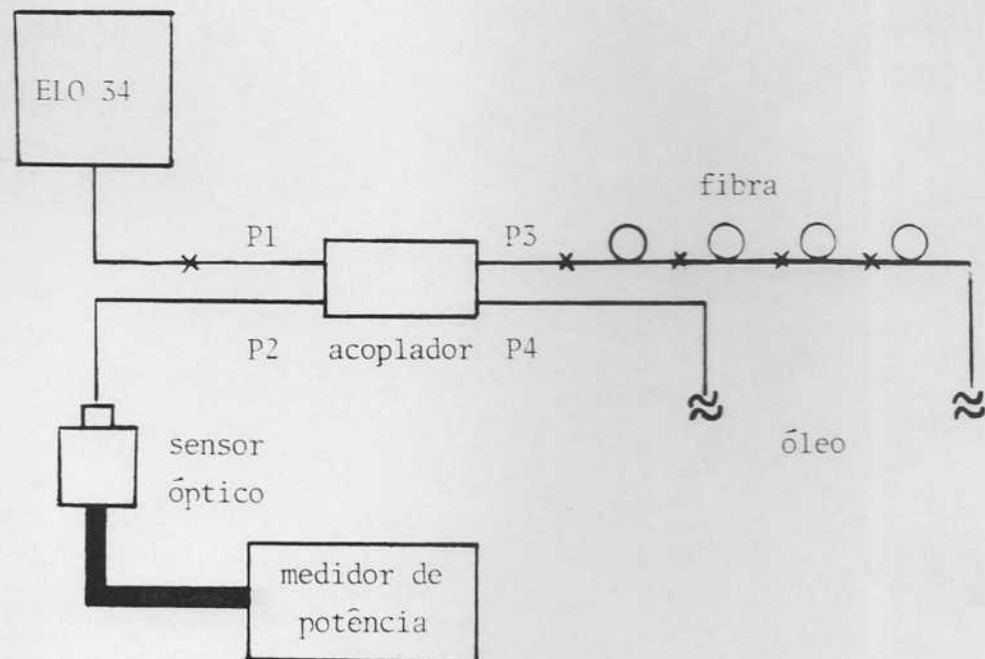


Fig.4.5. Sistema experimental usado na obtenção das medidas dos retroguiamentos Rayleigh e Fresnel.

Rayleigh obtido anteriormente. No gráfico da fig.4.6 ilustramos os resultados obtidos das medidas dos retroguiamentos de Rayleigh e Fresnel (P_2/P_1) em função dos comprimentos de fibras usadas. Os resultados são comparados as curvas teóricas dadas pelas equações 3.30 e 3.31, que neste caso são modificadas devido ao uso de somente um acoplador na linha e com razão de acoplamento diferente de 0.5. Considerando estes fatos, as equações modificadas resultam:

$$P_2 - P_1 = \frac{P_r}{(R_x)} - P_o = \frac{P_{ret}}{P_o} - (R(1-R)) - 2P_a - 2P_e \quad (4.2)$$

$$P_2 - P_1 = \frac{P_f}{(R_x)} - P_o = \frac{P_{ref}}{P_i} - (R(1-R)) - 2P_a - 2A_f L - 2nPe \quad (4.3)$$

Para levantar as curvas teóricas os seguintes valores foram assumidos $N_a=0.21$, $n_1=1.468$, $A_f=2.8$ dB/Km (0.644 Km), $\eta = 0.587$ Km⁻¹, $2P_e = 2nPe = 2.4$ dB, $P_{ref}/P_i = 14.4$ dB e a potência óptica P_o foi medida resultando -3.8 dBm. Os resultados obtidos, conforme ilustra a fig.4.6 estão bem próximos dos valores teóricos. Nota-se que o comportamento do retroguiamento Rayleigh se mantém constante após os primeiros 2.5 Km de fibra e que o retroguiamento Fresnel proveniente do extremidade livre do enlace cai linearmente com o comprimento de fibra. Estes dois comportamentos permitem antever qual a componente principal de retroguiamento, uma vez conhecido o comprimento do enlace. Para comprimentos superiores a 2.5 Km espera-se que o retroguiamento Rayleigh seja a principal componente de retroguiamento e que se manterá constante apesar do aumento do enlace. Este comportamento é atribuído ao fato de que somente os primeiros quilômetros de

fibra contribuem significativamente para o retroguiamento Rayleigh. Já o retroguiamento Fresnel tem sua magnitude diminuída devido a atenuação imposta pela fibra óptica. Portanto, de acordo com a Fig.4.6 o retroguiamento Fresnel proveniente dos conectores da estação distante será a principal componente de retroguiamento para enlaces com comprimento inferior a 2.5 Km. A

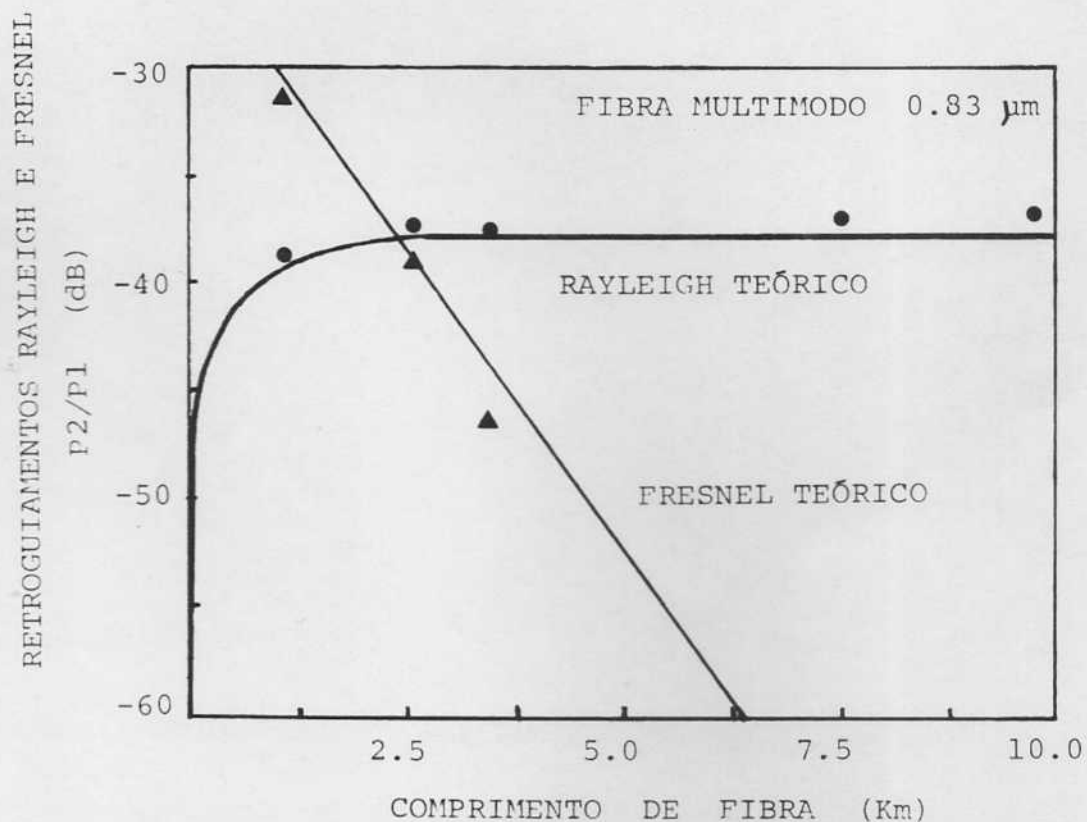


Fig.4.6 - Gráfico dos retroguiamentos de Rayleigh e Fresnel em função do comprimento da fibra.

Fig.4.7 ilustra uma foto dos retroguiamentos de Rayleigh e Fresnel no braço 2 do acoplador. Para conseguí-la usamos em P2 um sistema com fotodetector APD, seguido de amplificador. Este sistema faz

parte de um OTDR comercial SIECOR S46999-W30-A1. O sinal do OTDR foi levado a um osciloscópio KENWOOD CS-1100A de modo a visualizar as formas de ondas retroguiadas. Nota-se que o sinal de Fresnel é puramente ac, sendo sobreposto ao nível dc do retroguiamento Rayleigh. O sinal do laser foi modulado em 6.6 MHz.

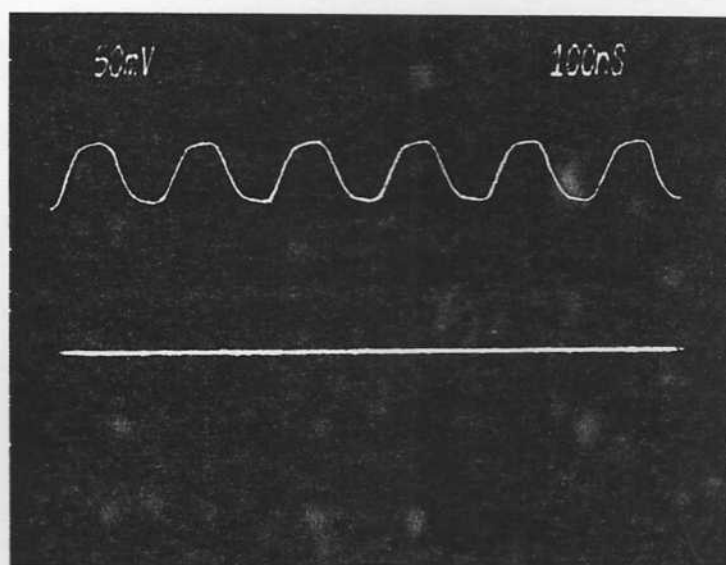


Fig.4.7. Foto ilustrando os retroguiamentos de Rayleigh (dc) e Fresnel (ac) na frequência de 6.6 MHz. O traço horizontal representa o nível zero de sinal

4.2.2. Dependência do Retroguiamento Rayleigh com a frequência de modulação da luz.

O retroguiamento Rayleigh apresenta uma dependência com a frequência de modulação. O modelo teórico desta dependência,

estudado no Cap.3 mostra que a componente ac do retroguiamento Rayleigh tem seu nível diminuído com o aumento na frequência de modulação da luz enviada a fibra. Para medir esta redução no nível ac do retroguiamento Rayleigh utilizou-se o sistema de medidas ilustrado na fig.4.8. Usamos um gerador de sinal HP 1380 A modulando diretamente um laser de GaAs (0.83 μm). A fibra do laser ("pig-tail") é emendada no acoplador multimodo usado anteriormente (braço 1). O braço 3 deste acoplador é emendido a 8 Km de fibra multimodo com as mesmas características descritas anteriormente. A ponta da fibra no final dos 8 km foi mergulhada em óleo 1.464 da mesma forma que o quarto braço do acoplador. O outro braço de entrada do acoplador (braço 2) é levado ao OTDR, usado na experiência anterior, e o sinal deste segue para o osciloscópio. O laser foi modulado com tensão (com forma de onda quadrada). A forma de onda quadrada distorce menos o sinal de saída do laser, fato atribuído a não linearidade na curva de potência óptica com a corrente de modulação. Variou-se a frequência do gerador de sinal desde alguns quilohertz até 2 MHz. A redução no sinal ac do retroguiamento Rayleigh foi avaliada medindo-se seu valor de mínimo V_{min} e de máximo V_{max} em cada frequência utilizada. A redução no sinal ac do retroguiamento Rayleigh neste caso é definido :

$$\text{Redução Pr(ac)} = -10 \log \frac{V_{\text{max}}(f) - V_{\text{min}}(f)}{V_{\text{max}}(f_0) - V_{\text{min}}(f_0)} \quad (4.4)$$

onde $V_{\text{max}}(f) - V_{\text{min}}(f)$ é a diferença entre as tensões máximas e mínimas na frequência f e $V_{\text{max}}(f_0) - V_{\text{min}}(f_0)$ é a diferença entre as tensões máximas e mínimas na menor frequência de sinal

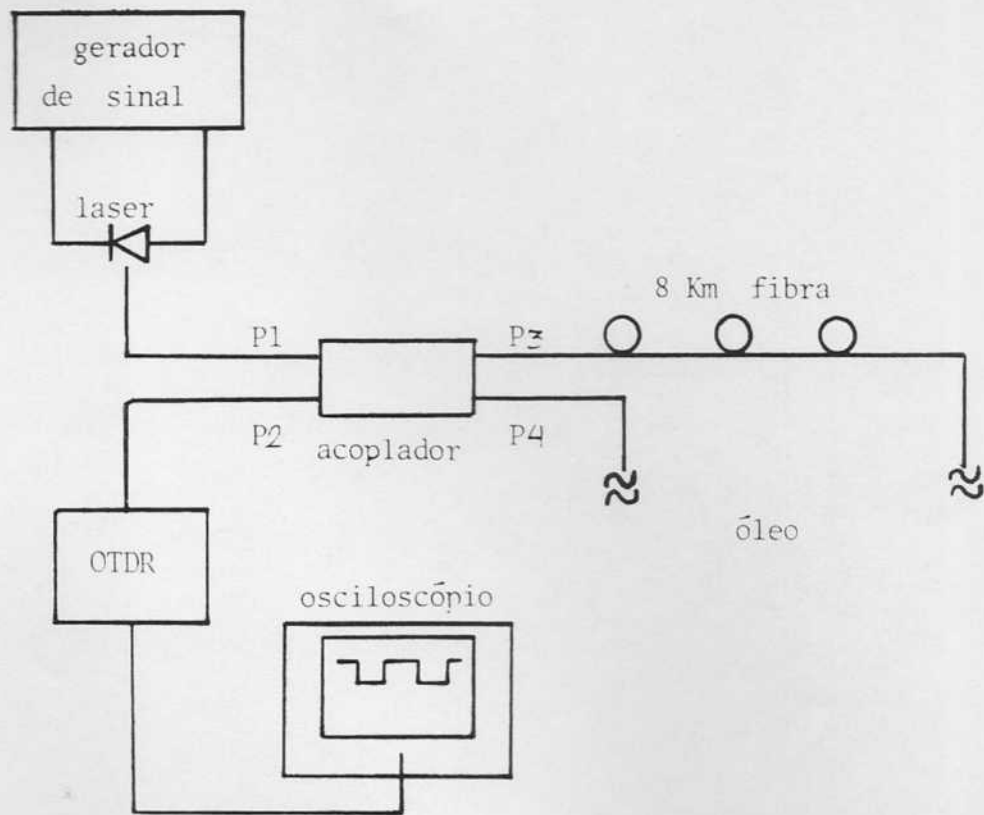


Fig.4.8 - Sistema experimental para obtenção da dependência do retroguiamento Rayleigh com a frequência de modulação da luz.

utilizada. Os dados obtidos são mostrados na Fig.4.9 juntamente com a curva teórica expressa pela Eq.4.6. Para calcular teoricamente a redução no sinal ac do retroguiamento Rayleigh consideramos:

$$\text{Redução Pr(ac)} = -10 \log \frac{\text{Pret}(f)\text{max} - \text{Pret}(f)\text{min}}{\text{Pret}(f_0)\text{max} - \text{Pret}(f_0)\text{min}} \quad (4.6)$$

Para obter teóricamente os valores: $\text{Pret}(f)\text{max} - \text{Pret}(f)\text{min}$ e $\text{Pret}(f_0)\text{max} - \text{Pret}(f_0)\text{min}$ foi feita uma simulação computacional da forma de onda do retroguiamento Rayleigh AC em diversas

frequências. Esta simulação, baseada na Eq.3.16 é ilustrada na Fig.4.10. Observando na Fig.4.10 o comportamento do retroguiamento Rayleigh com a frequência nota-se que a amplitude deste diminui com o aumento da frequência enquanto que a forma de onda é distorcida. Estes fatores estão ligados a perda de fase do sinal retroguiado. Para simulação computacional da Eq.3.16

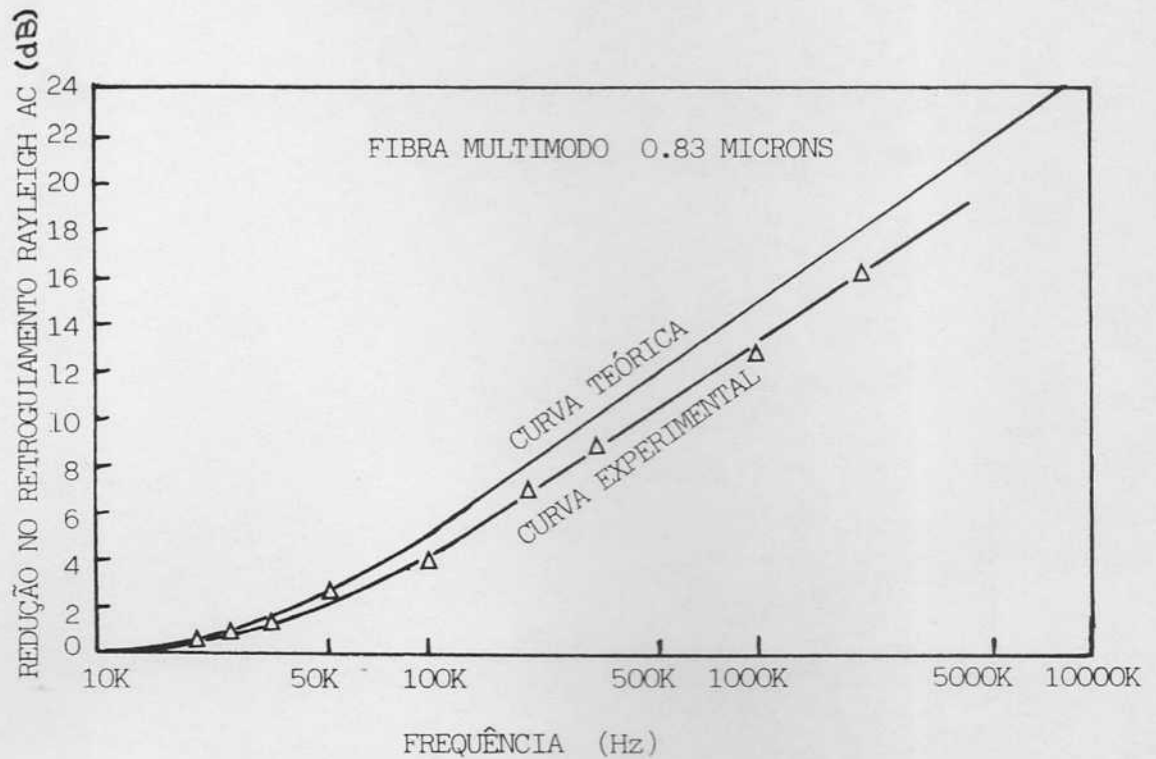


Fig.4.9 - Gráfico da redução na componente temporal do retroguiamento Rayleigh com a frequência de modulação.

usamos $K = 99$, ou seja, computamos 99 termos da Série de Fourier que compõe o sinal do retroguiamento Rayleigh sob excitação de onda quadrada. Para frequências superiores a 10 MHz a amplitude AC do retroguiamento Rayleigh é desprezível, tornando o retroguiamento Rayleigh praticamente DC. Os outros dados da

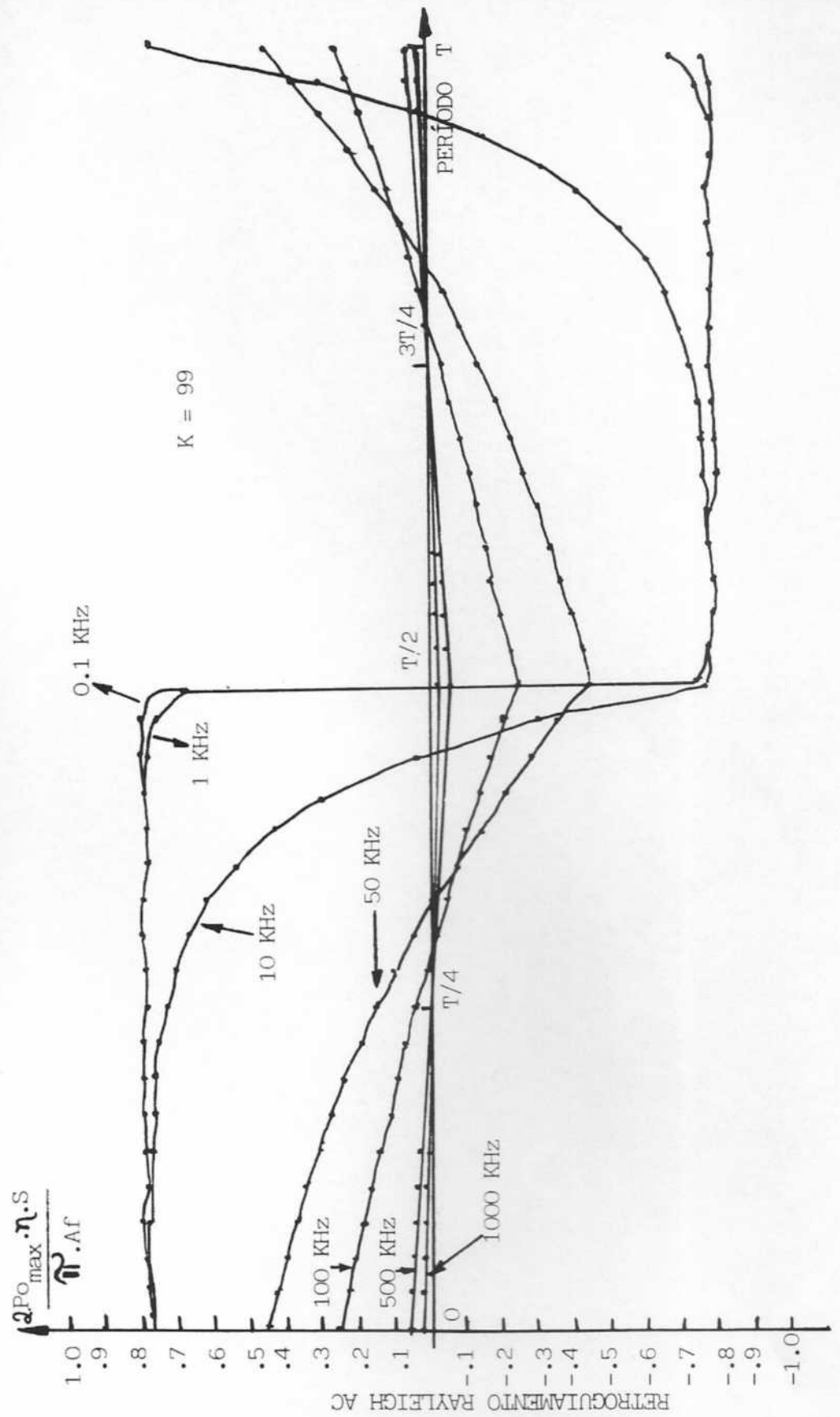


Fig.4.10 - Simulação da forma de onda do retroguiamento Rayleigh com a frequência.

80

simulação, ou seja os dados da fibra, são os mesmos citados na página 79. A comparação dos resultados experimentais e teóricos (gráfico da Fig.4.9) mostra em geral uma boa concordância entre teoria e prática. As pequenas diferenças entre as duas curvas são atribuídas a erros de leitura e observação feitas diretamente no osciloscópio, na obtenção das medidas experimentais.

IV.3. CARACTERIZAÇÃO DE ENLACES BIDIRECIONAIS

Após os estudos preliminares passamos a descrever nesta seção a caracterização de enlaces bidirecionais com fibra multimodo em 0.83 um. Na caracterização usamos enlaces de comprimentos distintos de fibras ligadas através dos acopladores ópticos aos terminais de recepção ELO-34. Espera-se que enlaces de pequena distância sejam mais sensíveis a degradação da sensibilidade do receptor óptico do que enlaces de grande comprimento. Por outro lado em enlaces de grande comprimento espera-se degradação na sensibilidade do receptor devido somente a componente do retroscatamento Rayleigh que é dc na taxa de transmissão usada nas experiências seguintes.

IV.3.1. Enlace Bidirecional de curta distância

O protótipo de um enlace de 2.5 Km (enlace curto) é ilustrado na Fig.4.11 Usamos dois equipamentos ELO-34 conectados eletricamente a um gerador de padrão e detetor de erros HP 3780. A placa 101 (ver Cap.11) faz a interface entre o gerador de padrão e o equipamento ELO-34 e a placa 101 faz a interface entre o detetor de erros e o equipamento ELO-34. O gerador de padrão gera uma sequência binária aleatória com taxa de 34 Mbit/s. Este sinal após transitar pelo ELO-34 é enviado ao laser do equipamento com taxa final 45 Mbit/s. A parte óptica do sistema é composta nesta experiência inicial de apenas um acoplador óptico ($R = 0.5$) e de 2.5 Km de fibra multimodo com características idênticas as fibras usadas anteriormente. As fibras dos lasers de cada transmissor (Tx e Ty) foram conectadas ao enlace usando atenuadores ópticos multimodo NEC. A conexão entre estes atenuadores ópticos e as fibras é feita por conectores ópticos do tipo D4. Este mesmo conector está presente na conexão do braço 2 do acoplador com o receptor óptico local. O braço não usado do acoplador foi casado com óleo 1.464.

Para obter as curvas de taxa de erro de bit (BER), em função da potência de sinal de informação recebida adotamos o seguinte procedimento: inicialmente com o transmissor Ty desligado, medimos BER no detetor de erros e em seguida a potência óptica de informação presente no receptor Rx, desconectando o conector D4 da placa de recepção e

encaixando-o ao sensor óptico MA96A do medidor de potência óptica

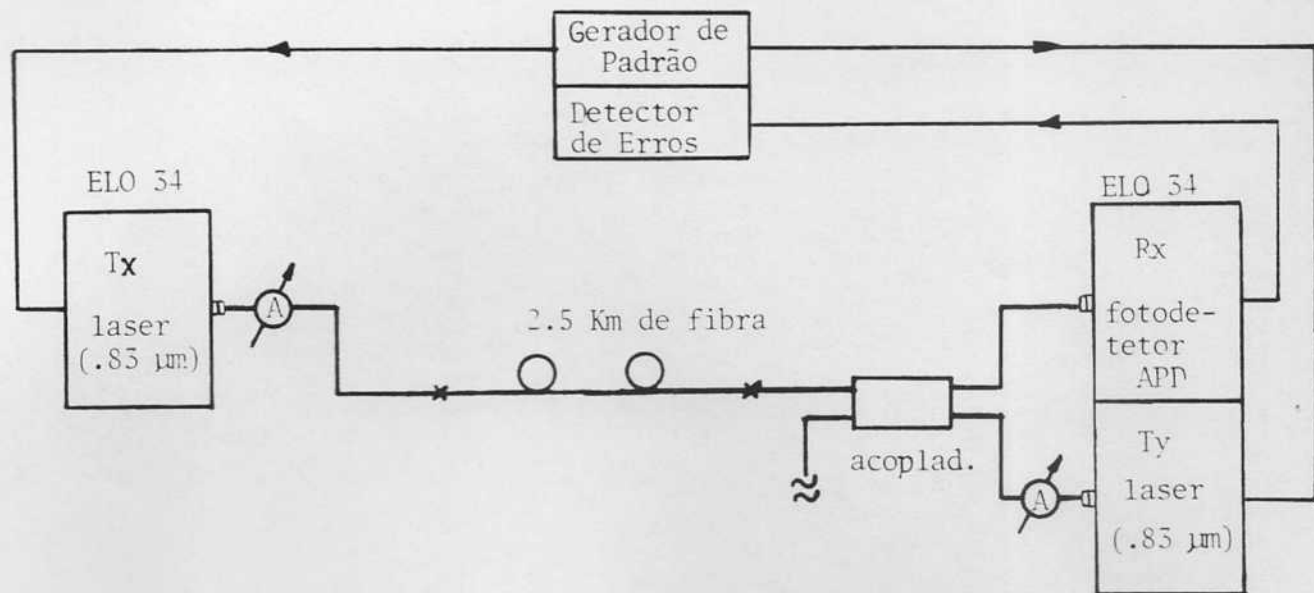


Fig.4.11 - Sistema experimental para caracterizar o enlace bidirecional de 2.5 Km de fibra

Anritsu ML93A. A obtenção de diversas taxas de erro foram possíveis reduzindo no atenuador óptico a potência de sinal do transmissor Tx. Esta primeira série de dados possibilita a obtenção da curva que dá a sensibilidade S_0 em cada taxa de erro do receptor óptico. Em seguida o transmissor Ty é ligado e o procedimento anterior repetido para vários níveis de interferência óptica. O sinal interferente é ajustado com o auxílio do atenuador óptico do transmissor Ty. Os dados obtidos são mostrados na Fig.4.12. A penalidade em cada taxa de erro e em cada nível de interferência é obtida pela diferença no valor

da nova potência de sinal e a sensibilidade do receptor óptico obtida anteriormente.

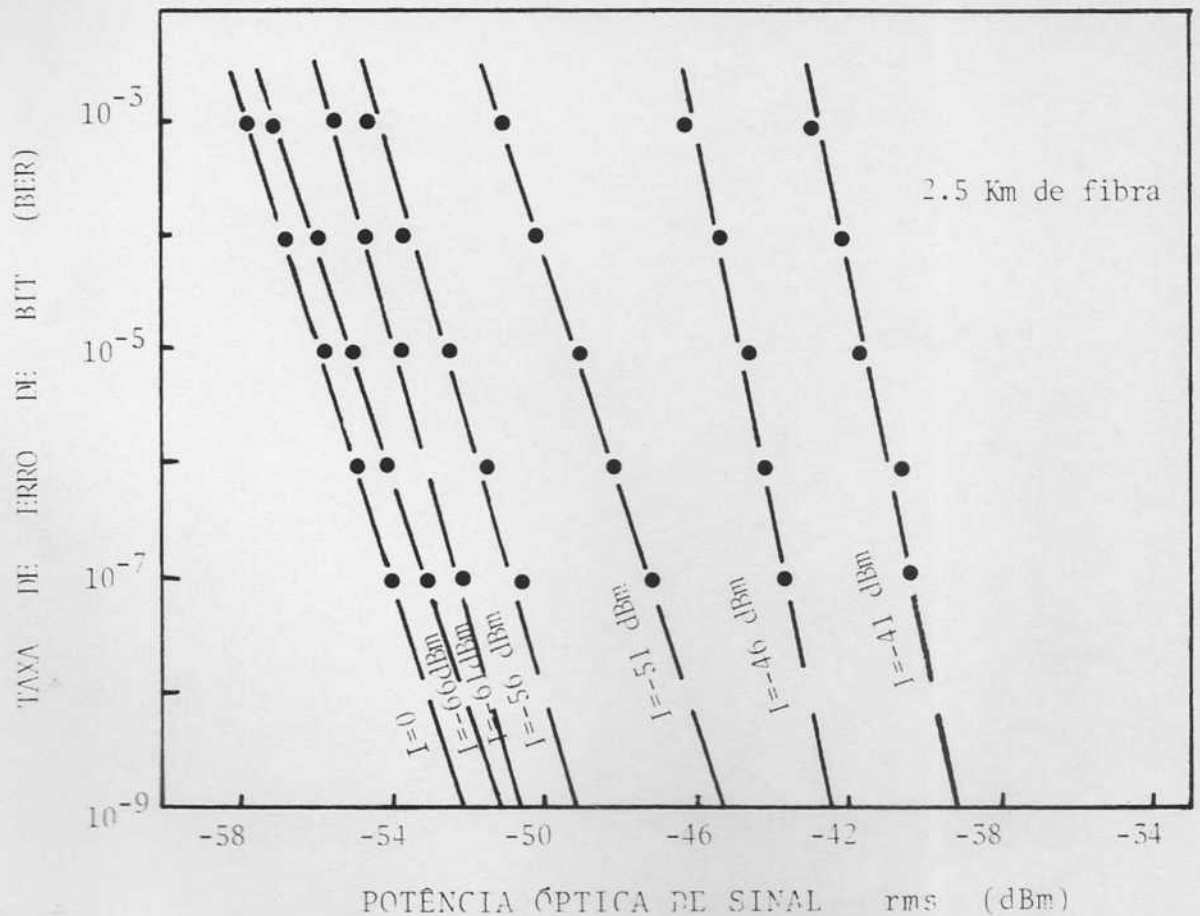


Fig.4.12 - Curvas de BER em função da potência de sinal recebida para vários níveis de interferência no enlace de 2.5 Km.

A partir dos dados da fig.4.12 construímos o gráfico de penalidade em função da potência de interferência total (Rayleigh + Fresnel) para 10^{-9} BER, mostrado na Fig.4.13. Os dados são comparados com ao modelo teórico apresentado no Cap.3. A curva teórica na Fig.4.13 (Eq.3.27) foi obtida considerando para este enlace em particular o mesmo nível nas potências ópticas retroguiadas de Rayleigh e Fresnel (ver

Fig.4.5).

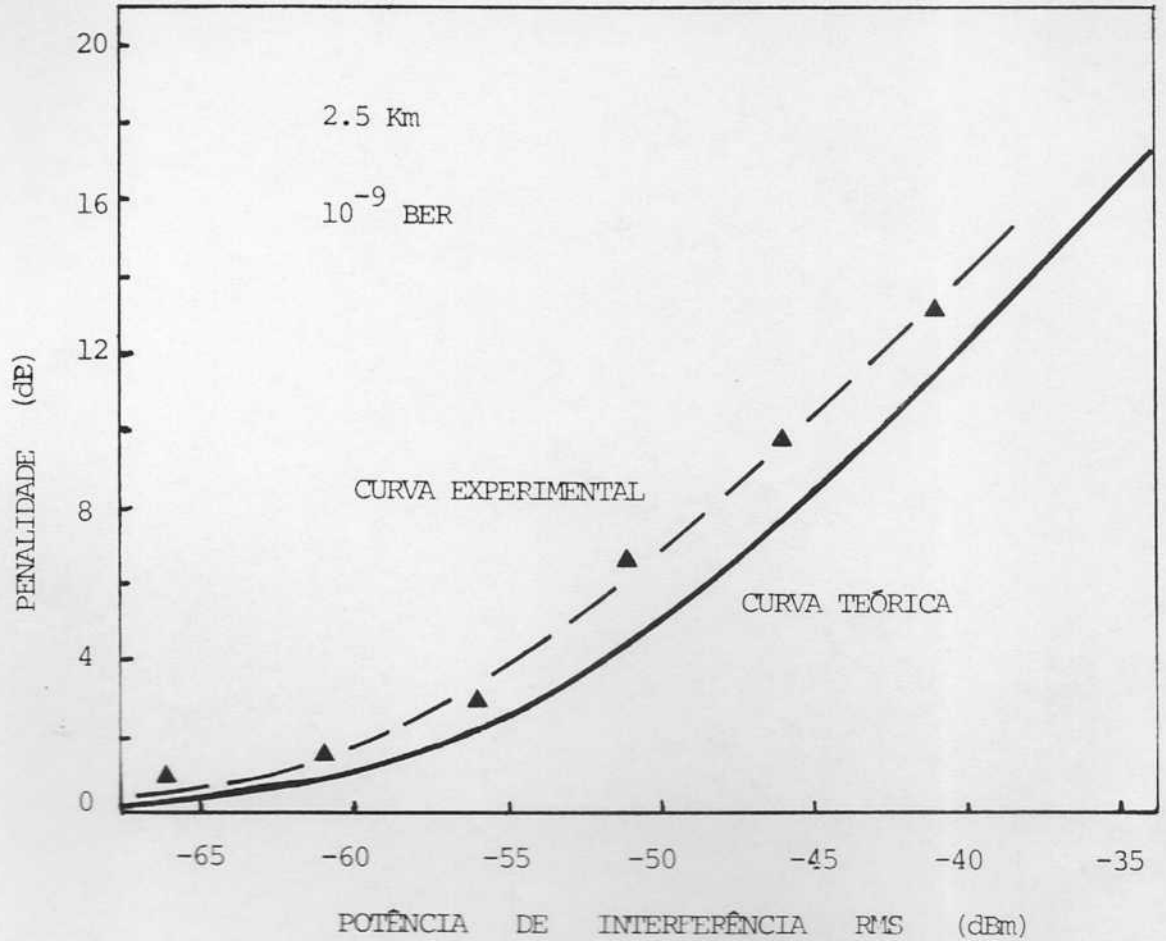


Fig.4.13 - Gráfico de penalidade em função da potência óptica de interferência total (Rayleigh = Fresnel) para 10 BER.

IV.4.2 Enlace Bidirecional de longa distância.

Após a experiência anterior com um enlace de pequena distância (2.5 Km), aumentamos o enlace para 8 Km e posteriormente 9.7 Km de fibra. Adicionamos ao enlace um novo acoplador de forma a torna-lo totalmente bidirecional conforme

ilustra a fig.3.14. Com enlaces superiores a 4 Km de fibra multimodo o retroguiamento de luz é composto basicamente pelo retroguiamento Rayleigh (Fresnel é bastante atenuado pela fibra) de forma que podemos avaliar o efeito somente da componente Rayleigh na degradação da sensibilidade do receptor. Neste novo arranjo experimental adicionamos aos dois equipamentos ELO-34 as placas do canal de serviço (ser) e monofones. Isto permitiu a conversação via monofones entre os dois terminais. O mesmo procedimento já descrito anteriormente para se obter as curvas de taxa de erro em função da potência de sinal recebida para vários níveis de interferência óptica foi adotado. Os resultados

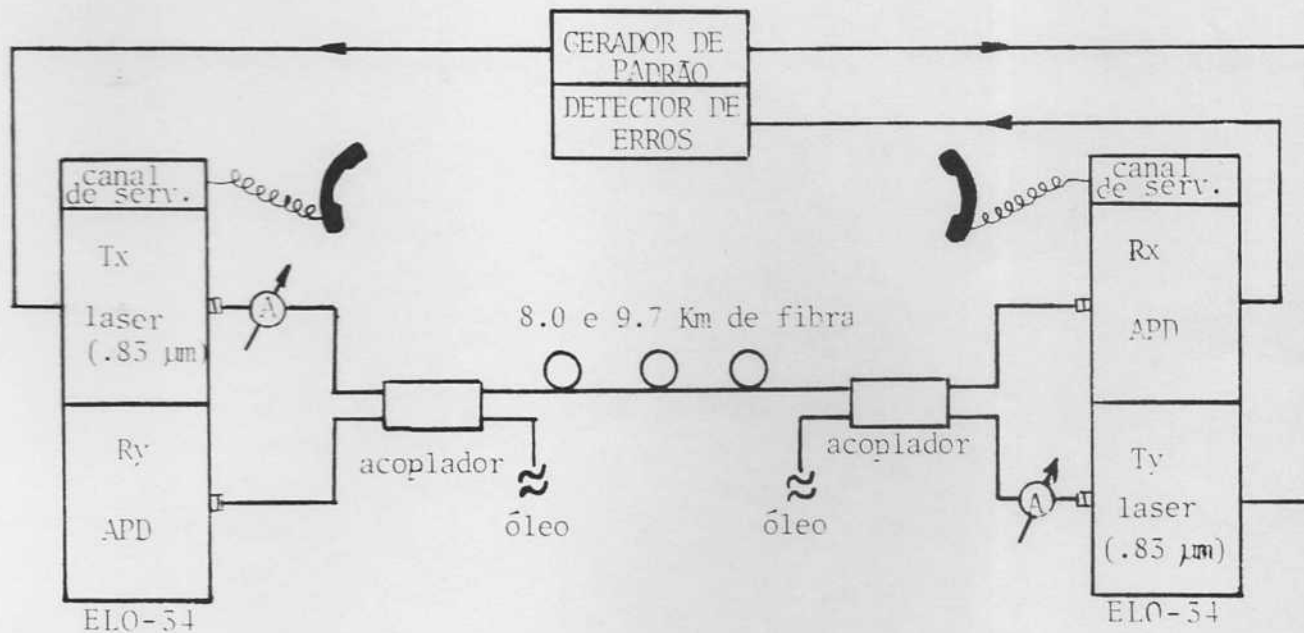


Fig.4.14 - Sistema experimental para caracterizar os enlaces bidirecionais de 8.0 e 9.7 Km de fibra.

obtidos são mostrados na fig.4.15. O reduzido número de pontos experimentais deve-se as altas perdas introduzidas pelos conectores D4 e a perda intrínseca dos atenuadores ópticos que

tornaram críticas as condições das medidas. As curvas da Fig.4.15

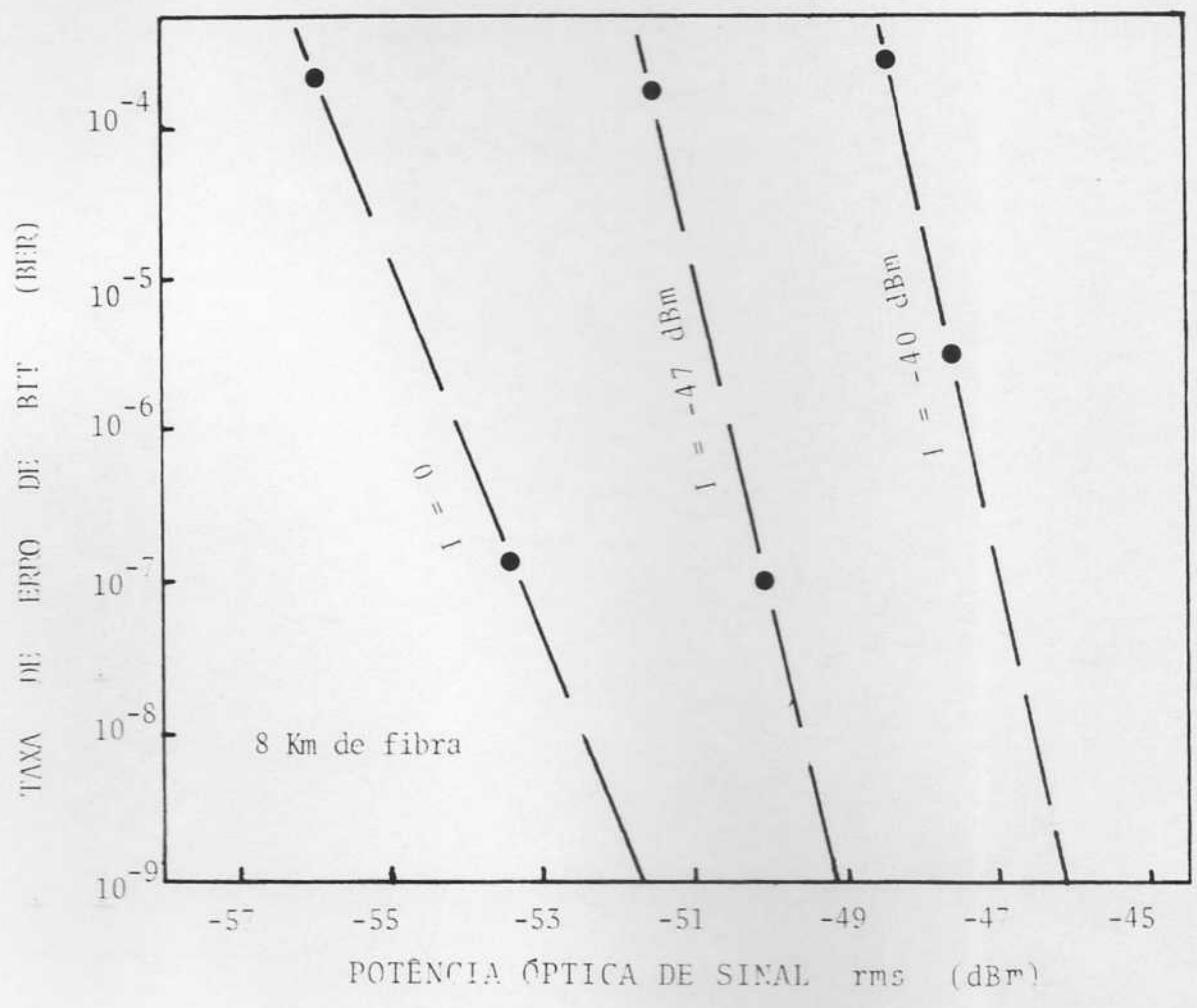


Fig.4.15. Curva de BER em função da potência óptica de sinal para 8 Km de fibra.

foram usadas para a construção da tabela de penalidade versus potência interferente (Rayleigh) (ver Tab.4.1). Os dados experimentais estão em média 1 dB mais otimistas que a teoria, expressa pela Eq.3.27 com $P_f = 0$. Posteriormente aumentamos o enlace para 9.7 Km de fibra multimodo e substituímos o atenuador óptico de Tx por um microposicionador, enquanto que a fibra do

transmissor Ty foi ligada diretamente a fibra do acoplador local.

Enlace bidirecional de 8 Km

Interferência	Penalidade Teórica	Penalidade Experimental
$P_r = -47 \text{ dBm} / P_f = 0$	3.6 dB	2.6 dB
$P_r = -40 \text{ dBm} / P_f = 0$	6.6 dB	5.6 dB

Tab.4.1. - Penalidade x interferência para 8 Km de enlace bidirecional em 10^{-6} BER.

A variação da potência de interferência foi feita neste caso da maneira descrita a seguir. Inicialmente, mediu-se a taxa de erros em função da potência de sinal com o transmissor Ty desligado e depois com transmissor Ty ligado, gerando sinal interferente. Em seguida adicionamos ao quarto braço do acoplador local 2.3 Km de fibra multimodo, casando a extremidade oposta com óleo 1.464. A adição deste comprimento de fibra ao quarto braço do acoplador dobrou o nível de retroguiamento Rayleigh no receptor Rx. Nesta situação voltamos a medir a taxa de erro versus potência de sinal recebida. Este arranjo experimental permite-nos confirmar se apenas o retroguiamento Rayleigh causa penalidade no receptor

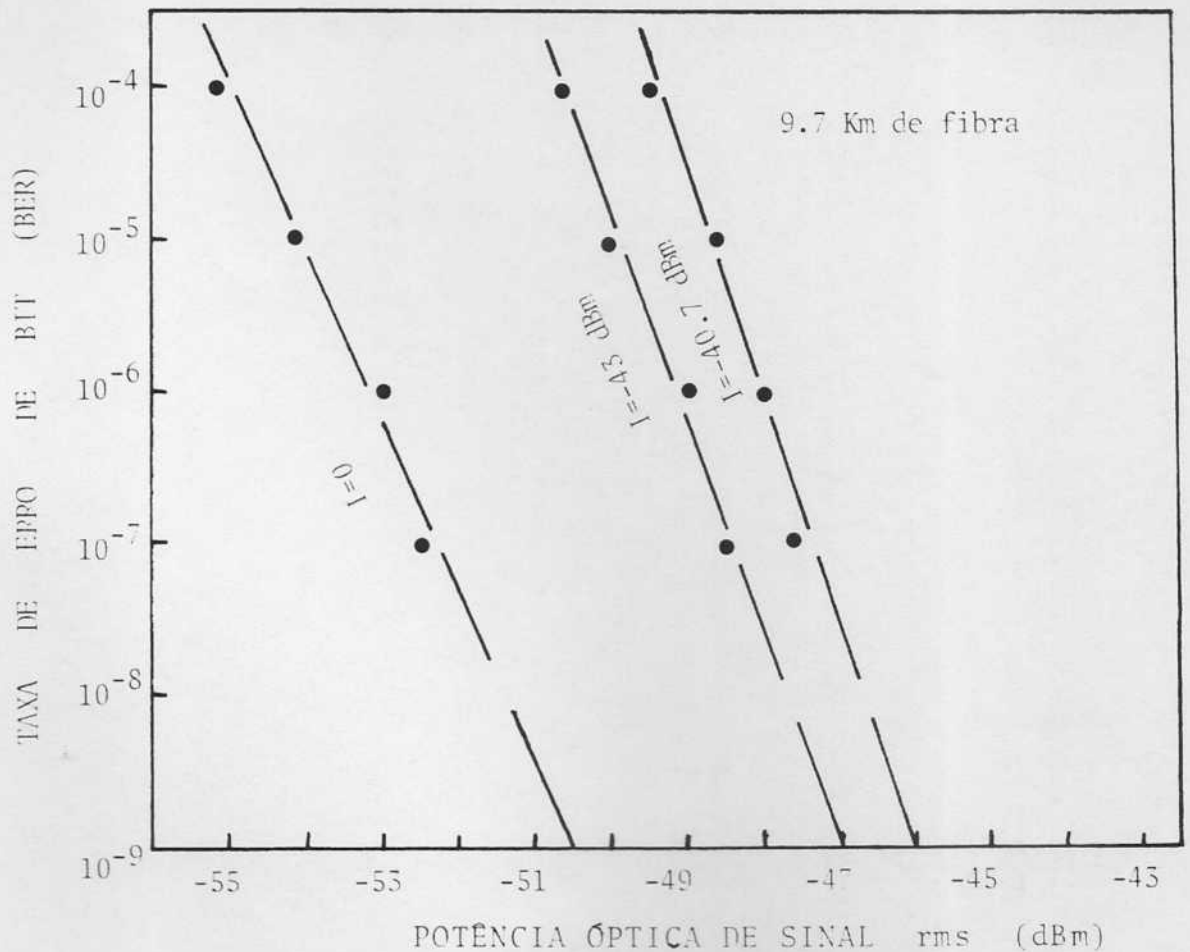


Fig.4.17 - Gráfico de BER como função da potência de sinal para 9.7 Km de fibra.

óptico, em enlaces de grande distância. A fig.4.17 ilustra o gráfico destas medidas. A partir destes dados construímos a Tab.4.2 e semelhante a Tab.4.1 comparamos os dados experimentais de penalidade com o modelo teórico já mencionado. Os dados experimentais novamente são mais otimistas que o modelo teórico e confirmam que a degradação na sensibilidade é devida ao retrospalhamento Rayleigh em enlaces de grande distância. A Fig.4.19 (a) ilustra o diagrama de olho do enlace bidirecional

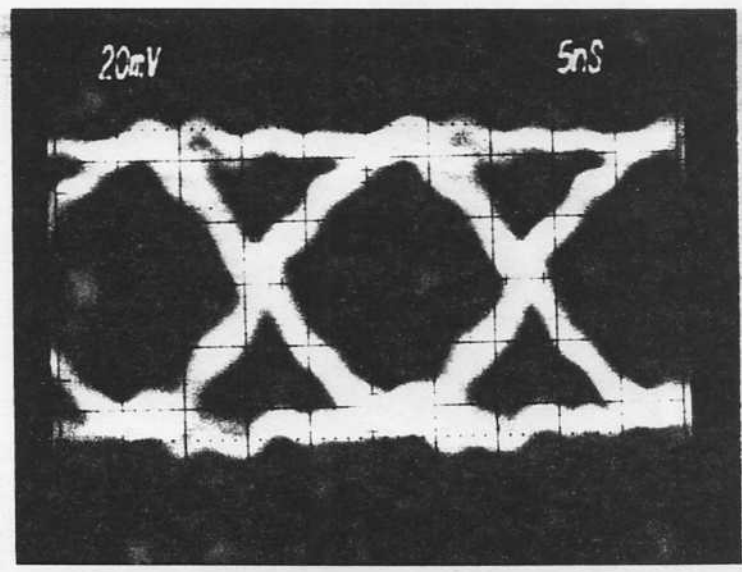
Enlace bidirecional de 9.7 Km

Interferência	Penalidade Teórica	Penalidade Experimental
$P_r = -43.8 \text{ dBm} / P_f = 0$	4.3 dB	3.6 dB
$P_r = -40.7 \text{ dBm} / P_f = 0$	5.6 dB	4.6 dB

Tab.4.1 - Penalidade x Interferência para 9.7 Km de enlace bidirecional para 10 BER.

anterior. Este sinal é obtido na saída do receptor óptico (placa dmi) do equipamento ELO-34, usado como receptor Rx. O sinal recebido (padrão de olho) tem boa qualidade. As pequenas distorções nas partes superior e inferior do olho se devem a problemas de interface entre as placas dmi (receptor) e err (regenerador) do equipamento ELO-34. A potência de sinal recebida para este padrão de olho, sem o uso de atenuador em Tx, foi igual a -38.5 dBm, que está de acordo com o orçamento de potência expresso pela Eq.3.39. A Fig.4.19 (b) mostra o diagrama de olho quando trocamos o óleo casador 1.464 do quarto braço do acoplador local pelo óleo 1.520. Observando o padrão de olho nota-se como a qualidade é deteriorada.

(a)



(b)

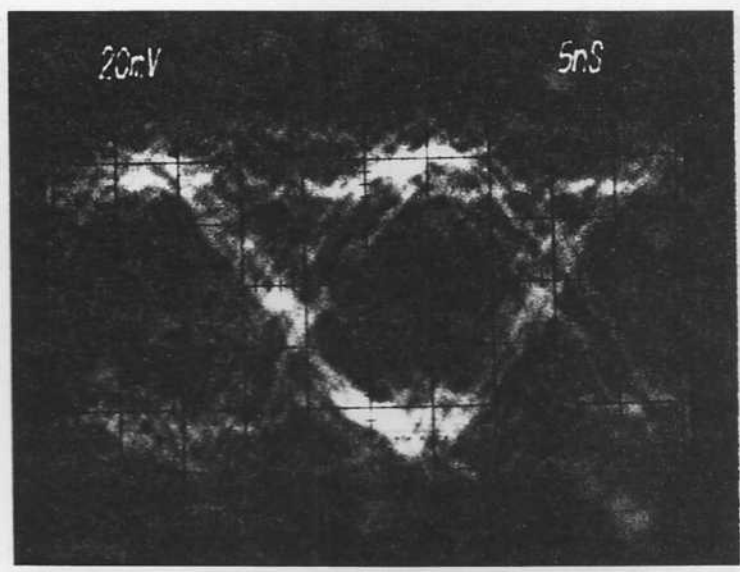


Fig.4.19 - Foto do diagrama de olho para o enlace bidirecional de 9.7 Km - a) braço do acoplador bem casado e b) mal casado

Algumas conclusões podem ser adiantadas em relação a instalação de enlaces bidirecionais multimodo no STB. Considerando a equação de penalidade da Eq.3.27, as equações de potência retroguiada Rayleigh e Fresnel Eqs. 3.30 e 3.31, a equação do orçamento de potência de um enlace bidirecional:

simples Eq.3.29 e dados dos sistemas multimodo do STB, é possível se obter as curvas de penalidade e sobra de potência para um enlace multimodo em 0.83 μm . É possível antecipar (ver Fig.4.20) que até 10 Km de enlaces bidirecionais multimodo são possíveis de serem instalados, mantendo taxas de erro inferiores a 10^{-9} BER. Este limite engloba a maioria dos enlaces do STB. Na seção seguinte descrevemos o Teste de Campo realizado em um enlace multimodo do STB.

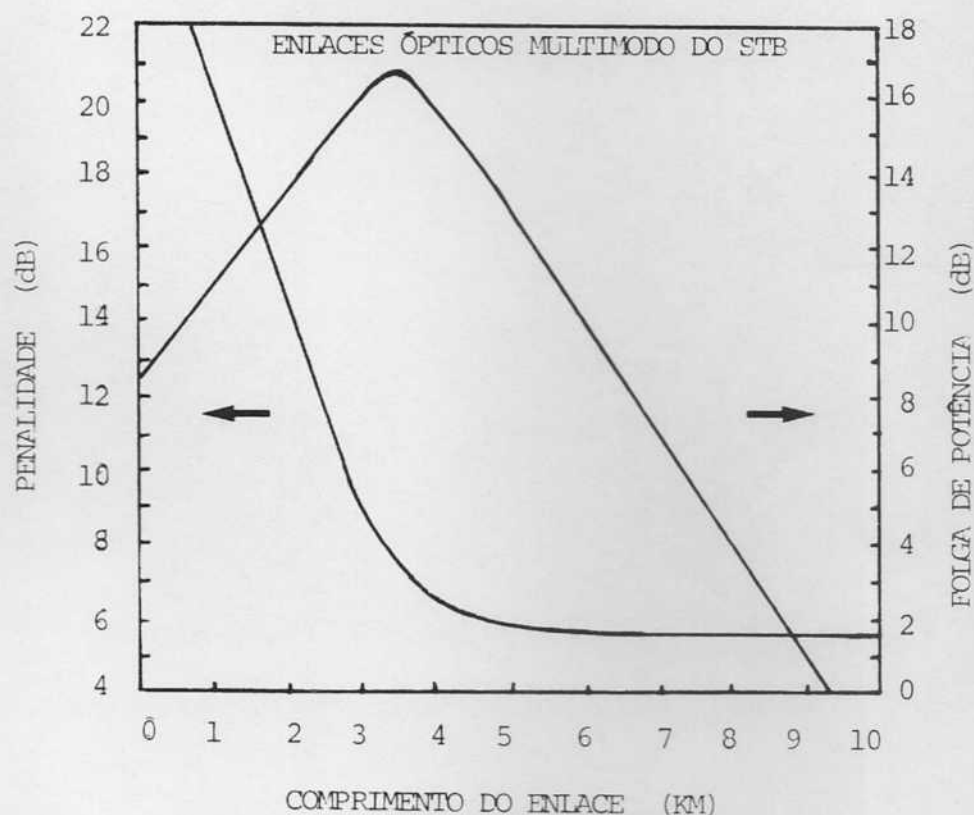


Fig.4.20 - Curva de Penalidade e Sobra de Potência em função do comprimento do enlace bidirecional para os sistemas multimodo em 0.83 μm do STB. Os seguintes dados foram usados para obtenção das curvas: $S_0 = -50$ dBm (10^{-9} BER), $P_0 = 0$ dBm, $A_f = 2.8$ dB/Km, $m = 2$, $n = 1/\text{Km}$, $R = 0.5$, $P_a = 0.5$ dB, $P_e = 0.4$ dB, $P_c = 0.6$ dB.

IV.4. TESTE DE CAMPO DO SISTEMA BIDIRECIONAL

Tendo em vista uma aplicação comercial do sistema bidirecional foi decidido realizar testes de campo, nos enlaces multimodo do STB. A seguir descrevemos os procedimentos adotados no primeiro teste de campo realizado a partir de setembro de 1989 nas estações telefônicas da TELEBRASÍLIA, BRASÍLIA/DF. O teste refere-se ao sistema óptico multimodo em 0.85 μm , operando a 45 Mbit/s (nível óptico).

4.4.1. Encapsulamento dos acopladores para campo.

Os acopladores com encapsulamento primário (Fig.3.4) não poderiam ser levados a campo devido as condições de segurança para o dispositivo. Foi desenvolvido então uma caixa protótipo em alumínio (anodizado) destinada a alojar os acopladores mais conectores ópticos. A caixa foi desenvolvida com o intuito de ser fixada nos DIO (ver Fig.2.13) onde são feitas as manobras com os cabos ópticos que chegam a estação telefônica. Para passar o acoplador para o encapsulamento de campo alguns procedimentos devem ser adotados. Estes procedimentos são descritos abaixo:

- realizar as emendas de fibra entre os braços 1 e 2 do acoplador e os respectivos rabichos de fibra dos conectores SMA Diamond multimodo;

- alojar o acoplador na caixa e fixar aos conectores ópticos os respectivos ferrolhos ("slaves");
- fixar os ferrolhos em lugar próprio da caixa e rosqueá-los;
- realizar as emendas do braço 3 do acoplador ao rabicho de fibra extrudada destinada a ligação com o enlace;
- confeccionar uma microlente na fibra do braço 4 (com monitoração) e envolve-la com resina fotocurável;
- colocar os braços 3 e 4 na caixa, passando a fibra extrudada do braço 4 por abertura própria;
- inserir resina de silicone no interior da caixa e lacra-la com a respectiva tampa;
- deixar curar por 24 horas.

O dispositivo final com dimensões de: 10.5 x 6.5 x 2.0 cm tem o aspecto ilustrado na Fig.4.19.

Este tipo de encapsulamento revelou-se bastante crítico para o alojamento do acoplador tendo inclusive aumentado as perdas do dispositivo final. A Tab.4.3 abaixo resume as características dos acopladores destinados ao teste de campo.

Nome	Pa fora	Pa dentro	R fora	R dentro	Refl.
TC001	0.5 dB	3.4 dB	49%	36%	-60 dB
TC002	0.8 dB	3.2 dB	45%	47%	-60 dB

Tab.4.3 - Característica dos acopladores, antes (fora) e após (dentro) a inserção na caixa.



Fig.4.19 - Encapsulamento de campo para acoplador óptico.

4.4.2. Instalação do acoplador em campo

Os dois acopladores desenvolvidos TC001 e TC002 foram instalados respectivamente nas estações ETNO (Norte) e ETCE (Centro) em Brasília/DF. A distância total do enlace é de 4.403 metros. Os acopladores foram fixados através de parafusos e suporte próprio na parte trazeira e inferior (cerca de 40 cm do chão) dos DIO (modelo ABC-TELLETRA). A fibra do acoplador em cada estação foi emendada a fibra do enlace em máquina de emenda pertencente a empresa CONSTRUTEL. Os cordões ópticos provenientes das placas mdi e dmi do equipamento ELO-34 reserva de cada

estação foram conectados aos dois conectores de cada acoplador óptico. Pode-se dizer que a instalação dos acopladores ficou bastante facilitada no DIO do modelo acima mencionado. A Fig.4.20 ilustra uma foto da caixa contendo o acoplador já instalada no DIO.

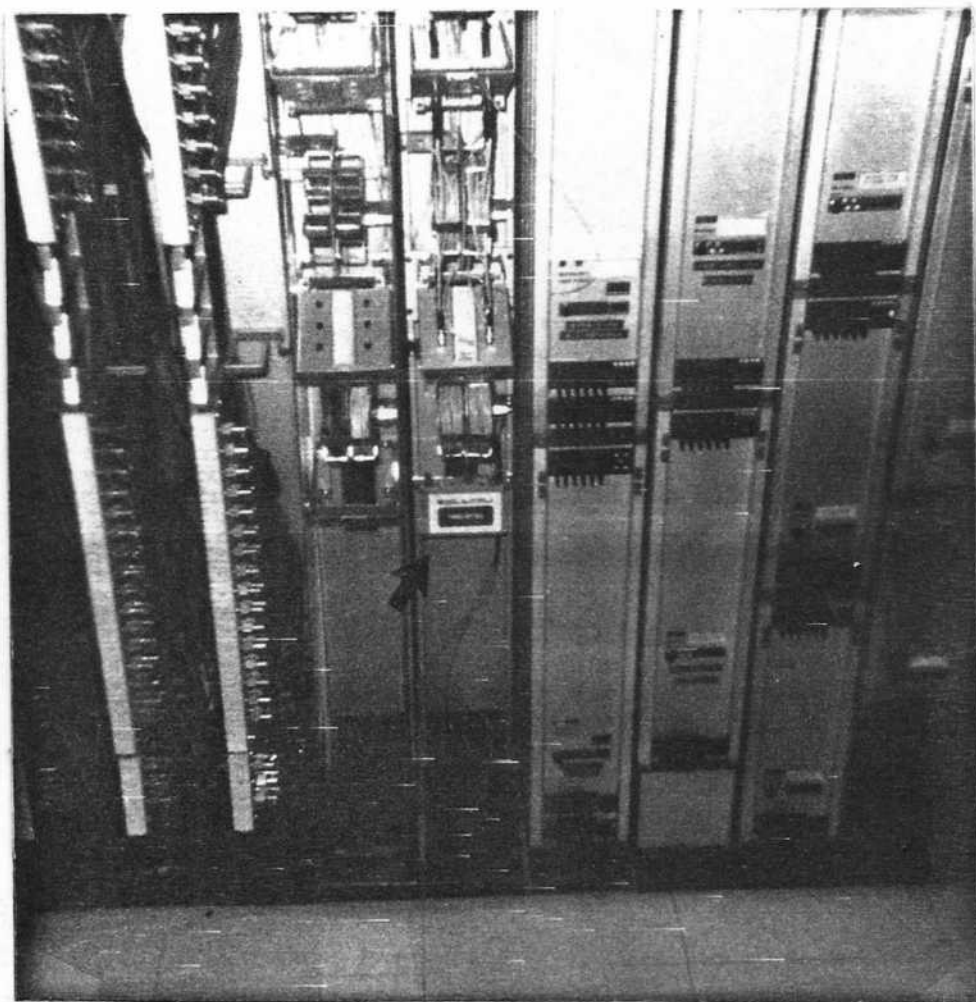


Fig.4.20 - Foto ilustrando a caixa de TB instalada no DIO.

4.4.3. Medidas efetuadas e Desempenho

O sistema bidirecional instalado em campo foi caracterizado pela Taxa de Erros de Bit (BER) como função da potência de sinal recebida. Inicialmente, mediu-se o sistema a duas fibras (convencional) conforme o esquema da Fig.4.21 (a). Neste caso o caminho AB foi mantido com atenuação normal da fibra mais o acréscimo dos conectores e 6 dB extras de atenuação para não saturar o detetor em Rx. O caminho CD foi atenuado (atenuador variável Anritsu em Rx) até o sistema apresentar erros. Para o sistema bidirecional usou-se o esquema da Fig.4.21 (b). O caminho AB foi mantido com atenuação normal da fibra, mais atenuação dos conectores e dos dois acopladores ópticos. O caminho CD foi atenuado (atenuador variável em Tx) até o sistema apresentar erros. O equipamento ELO reserva em cada estação de medida foi alimentado por um gerador de padrão HP-3780 sendo os erros detetados no mesmo aparelho e a potência óptica foi medida por um medidor de potência ANRITSU ML-93A, cabeça óptica ML-95A. O ELO-34 da estação distante foi mantido em "loop" elétrico. A Fig.4.22 apresenta os resultados obtidos para as duas estações e a Tab.4.4 resume os dados obtidos, comparando os valores esperados de Penalidade (através da Eq.3.27) com os valores obtidos nas estações Centro e Norte. Os valores teóricos e práticos estão em ótima concordância. Neste caso o valor da potência de interferência é devida em sua maior parte ao retroguiamento Rayleigh, já que nesta distância o retroguiamento Fresnel pode

ser considerado desprezível (ver fig.4.6).

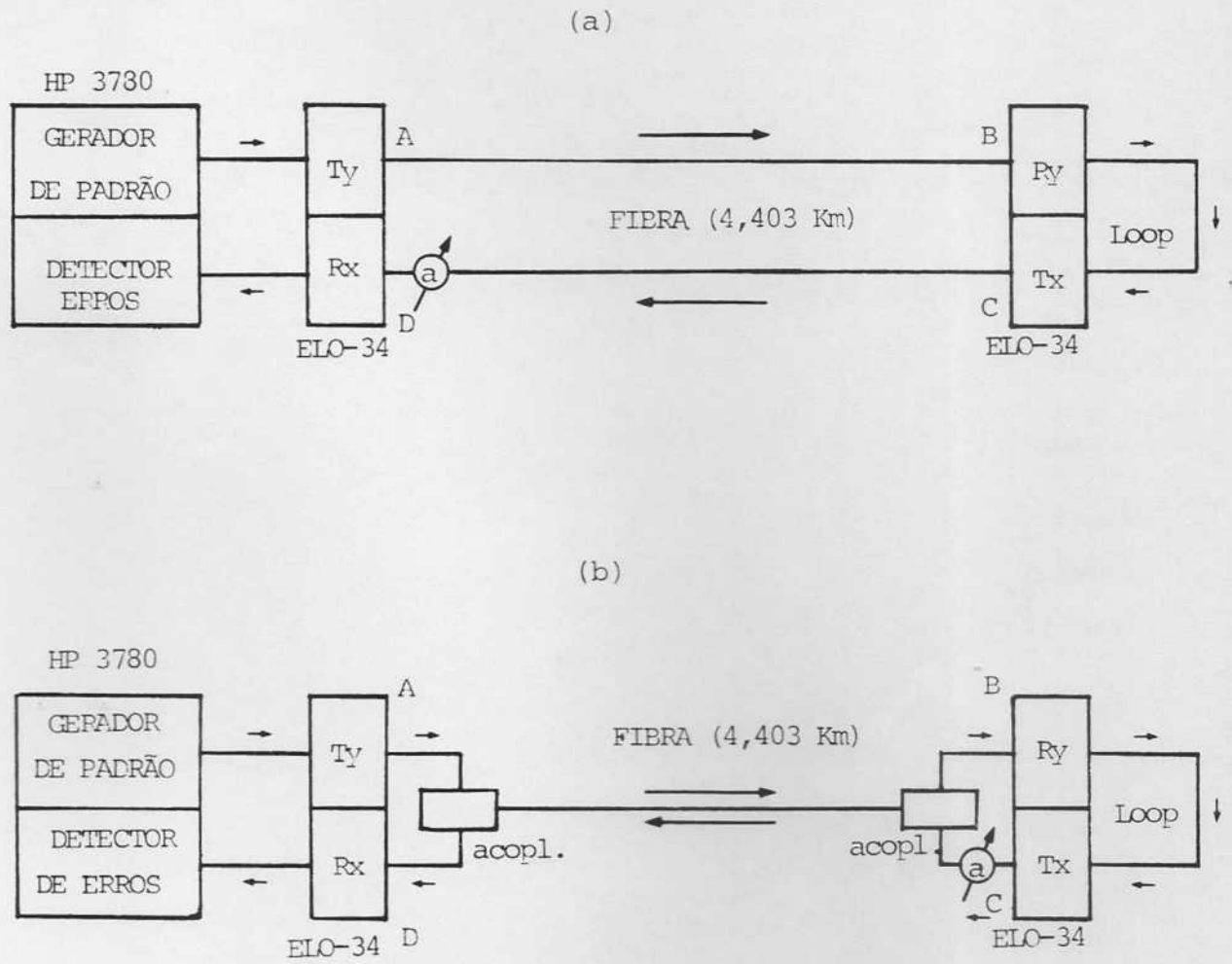


Fig.4.21 - Esquemas adotados para caracterizar o enlace bidirecional em campo: (a) duas fibras e (b) bidirecional.

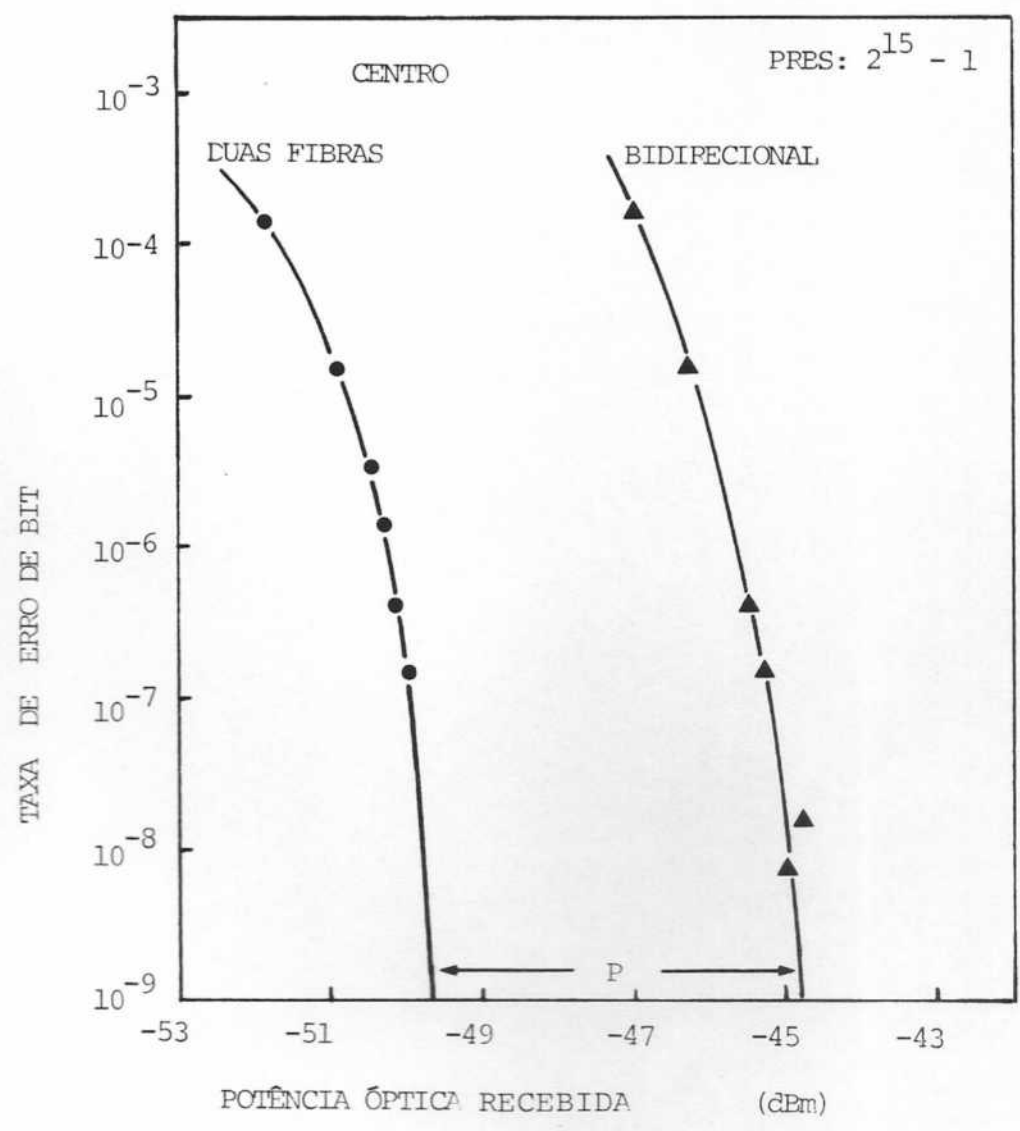


Fig.4.22 (a) - Resultados da Taxa de Erro de Bit x Potência de sinal recebida para estação Centro.

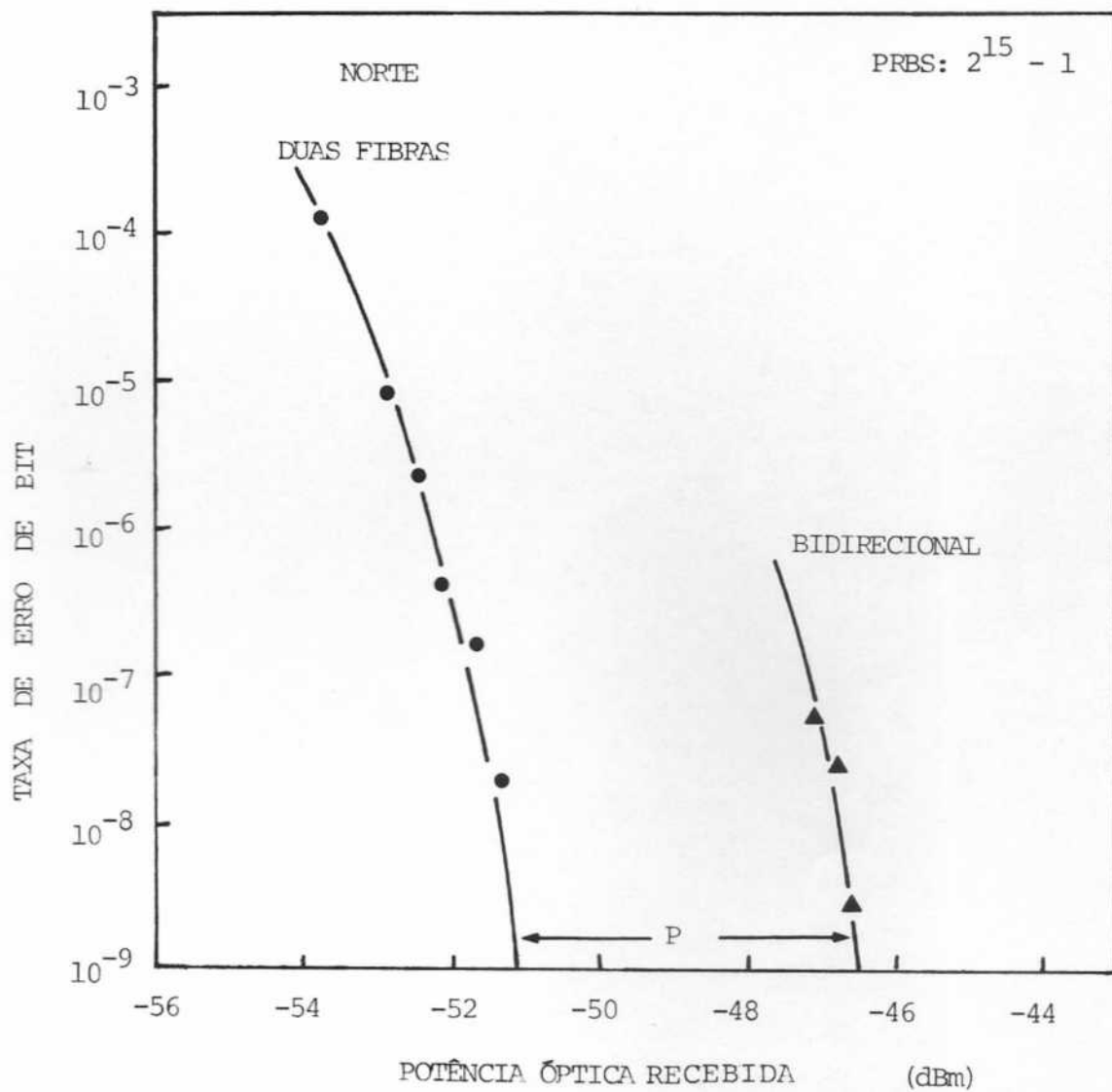


Fig.4.22 (b) - Resultados da Taxa de Erro de Bit x Potência de sinal recebida para estação Norte.

Após a realização destas medidas o sistema bidirecional foi colocado em "loop" nas duas estações e manteve-se funcionando sem qualquer problema por 150 horas. Após este período o mesmo sistema foi colocado em tráfego com os equipamentos de multiplexação (ver Fig.4.23) com 480 canais telefônicos. Este período de testes está em andamento. Os resultados obtidos até a confecção desta dissertação aprovam o uso do sistema proposto.

Comprimento total do enlace L = 4.403 metros

Parâmetros	Estação Centro	Estação Norte
Potência laser	+ 0.26 dBm	+ 0.22 dBm
Sensitividade (*)	- 49.6 dBm	- 51.2 dBm
Potência recebida 2 fibras (s/aten.)	- 15.5 dBm	- 15.5 dBm
Potência recebida bidirec. (s/aten.)	- 26.6 dBm	- 24.0 dBm
Potência interferente (Rayleigh)	- 41.0 dBm	- 43.2 dBm
Valores esperados de interferência	- 40.0 dBm	- 40.0 dBm
Penalidade (*)	4.9 dB	4.6 dB
Penalidade esperada (*)	5.1 dB	4.7 dB
Sobra de Potência (**)	18.0 dB	21.1 dB

-9

(*) - 34 Mbit/s e 10^{-9} BER

(**) - Não inclui margem de 6.0 dB

Tab. 4.4 - Resumo das medidas efetuadas no Teste de Campo do Sistema Bidirecional.

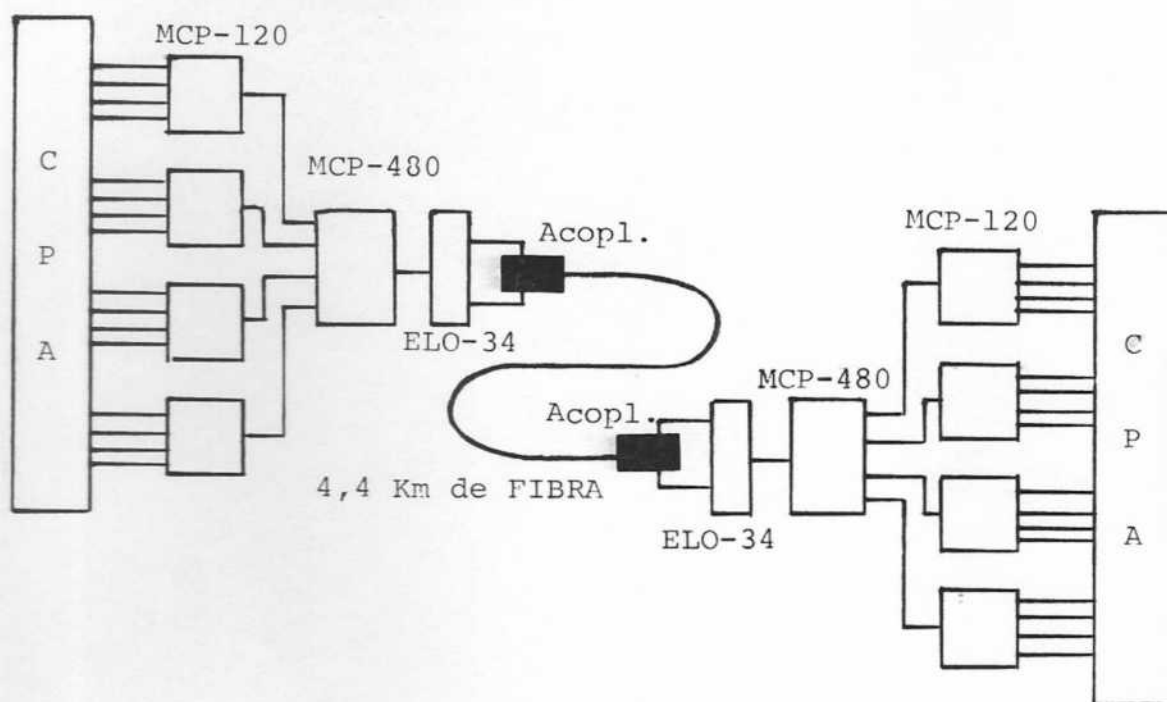


Fig. 4.23 - Sistema Bidirecional em tráfego telefônico.

IV.5. SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA EM RECEPTOR ÓPTICO COM FOTODETETOR PIN.

A finalidade desta seção é descrever os resultados obtidos na simulação de interferência óptica em um receptor óptico usando fotodetetor Pin e analisar a penalidade de potência no receptor. O receptor óptico que usaremos será uma placa dml do equipamento ELO-34 usando fotodetetor Pin - FET. Esta placa foi desenvolvida para operar em 1.3 μm , com fibra monomodo e sinal óptico de 45 Mbit/s. Como transmissor usamos uma placa mdl do ELO-34 com laser de InGaAsP de 1.3 μm . O objetivo final é analisar o comportamento da penalidade em função do nível de potência óptica interferente e comparar os resultados obtidos com o modelo teórico de penalidade para Pin expresso pela Eq.3.28. Devido a dificuldade na obtenção de duas placas de transmissão em 1.3 μm utilizamos apenas uma placa de transmissão e uma de recepção no sistema experimental de simulação, como ilustra a Fig. 4.24. Utilizamos um acoplador monomodo para dividir o sinal de 45 Mbit/s proveniente do equipamento ELO-34 (A). O braço P3 deste acoplador (A) constituiu a linha do sinal, e foi levado a um microposicionador que atuou como atenuador variável para a potência do sinal. Ao mesmo microposicionador foi ligado o braço 2 de um segundo acoplador monomodo (B). O braço 4 do acoplador (A) (linha de interferência) foi emendado a 14 metros de fibra monomodo (para descorrelacionamento no tempo, do sinal e da interferência). O final dos 14 metros de fibra foi levado a um segundo microposicionador que atuou como atenuador variável da

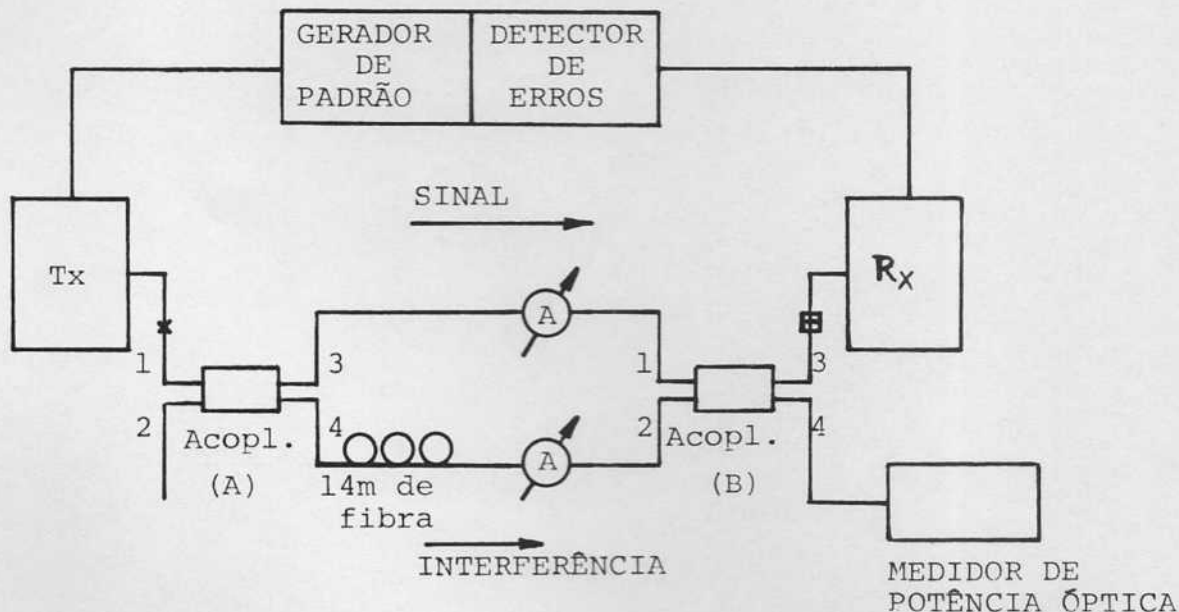


Fig.4.24 - Sistema experimental utilizado para simulação de interferência do receptor óptico de 1.3 μm com Pin-FET.

potência de interferência. As potências de interferência e sinal foram medidas no braço 4 do acoplador (B) através de um medidor de potência óptica Anritsu ML93.A e cabeça óptica MA96.A. O braço 3 do acoplador (B) foi ligado através de conector SMA - Diamond monomodo ao rabicho de fibra proveniente do fotodetector Pin-FET da placa dmi de um segundo equipamento ELO-34. Para a obtenção das curvas de taxa de erro pela potência de sinal recebida em vários nveis de potência interferente, adotou-se o mesmo procedimento já descrito nas seções anteriores deste capítulo. Usamos como Gerador de Padrão/Detector de Erros o equipamento

HP3780. Após a realização das medidas de taxa de erro calibrou-se as medidas de potência obtidas no braço 4 do acoplador (B) em relação ao braço 3 deste mesmo acoplador (braço ligado ao fotodetector Pin). Os resultados obtidos encontram-se graficados na Fig.4.25. A partir do gráfico da Fig.4.25 construímos um gráfico de penalidade em função da potência interferente, que é ilustrado na Fig.4.26. Nesta mesma figura encontra-se graficada a curva teórica de penalidade expressa pela Eq.3.28. O gráfico da Fig.4.26 mostra que há uma boa concordância dos resultados experimentais com a curva teórica (dentro de 1 dB) até o valor de potência interferente igual a duas vezes o valor da sensibilidade original ($S_0 = -43\text{dBm}$). Para grandes valores de interferência

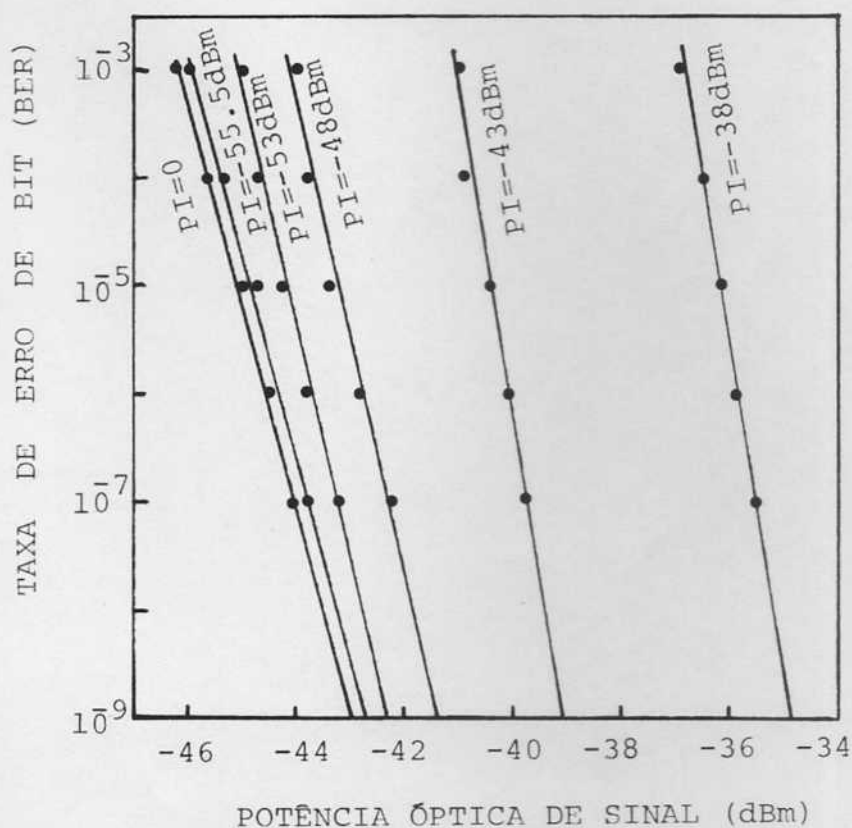


Fig.4.25 - Curvas de BER x Potência de sinal para vários níveis de interferência óptica.

($P_i > 2S_0$) ocorre uma discordância superior a 2 dB entre a teoria e a prática. Tal fato deve-se em parte a não inclusão do ruído quântico na análise de sensibilidade do receptor com Pin (ver Apêndice I). Apesar deste fato, o modelo teórico expresso pela Eq.3.28 é ainda bastante válido para a previsão de penalidade na maioria dos sistemas ópticos que fazem uso de métodos de multiplexação óptica usando fotodetetores do tipo Pin.

Para finalizar este capítulo apresentamos na Fig.4.27, um gráfico ilustrativo da folga de potência (S_p) x comprimento do enlace (L) em enlaces monomodo usando os métodos de multiplexagem óptica citados no Cap.3. A folga de potência foi calculada através das expressões dadas no Cap.3 usando dados

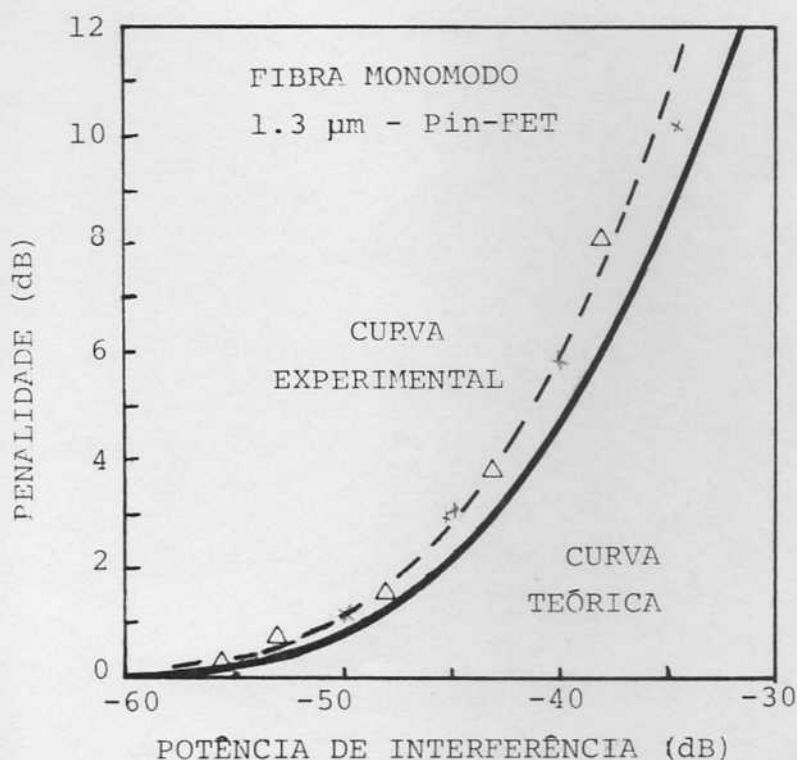


Fig.4.26 - Gráfico de Penalidade como função da Potência interferente no receptor óptico com Pin.

[3]

típicos de fibras e acopladores desenvolvidos no CPqD-Telebrás e valores de sensibilidade típicos de 45 Mbit/s e 1.3 μm (ver Tab.4.5). As curvas de Sp dos sistemas que usam os métodos ópticos de multiplexação são comparadas a curva do sistema convencional a duas fibras. A importância deste gráfico está no fato de que ele mostra a vantagem do uso de métodos de multiplexação óptica que duplicam a capacidade de transmissão com pequena diminuição no comprimento do enlace (em relação ao convencional). No caso de sistemas que fazem o uso de técnicas WDM, esta diminuição é desprezível.

Parâmetro	Comprimento de Onda	
	1.3 microns	1.55 microns
Atenuação da fibra	0.7 dB/Km	0.35 dB/Km
Sensibilidade (10^{-9} BER)	-43 dBm	-43 dBm
Responsividade detetor	0.7	0.8
Potência laser	- 3 dBm	(*)
Perda emenda	0.1 dB	0.1 dB
Perda conector (m=2)	0.5 dB	0.5 dB
Perda acoplador	0.2 dB	0.2 dB
Razão de acoplamento (**)	0.02	0.98

(*) - $P_o(1.55) = P_o(1.3) - L [A_f(1.3) - A_f(1.55)]$ em dB, ver Cap.3.

(**)- Para enlaces bidirecionais simples $R = 0.5$.

Tab.4.5 - Dados usados para o cálculo da Sobra de Potência x comprimento do enlace (L).

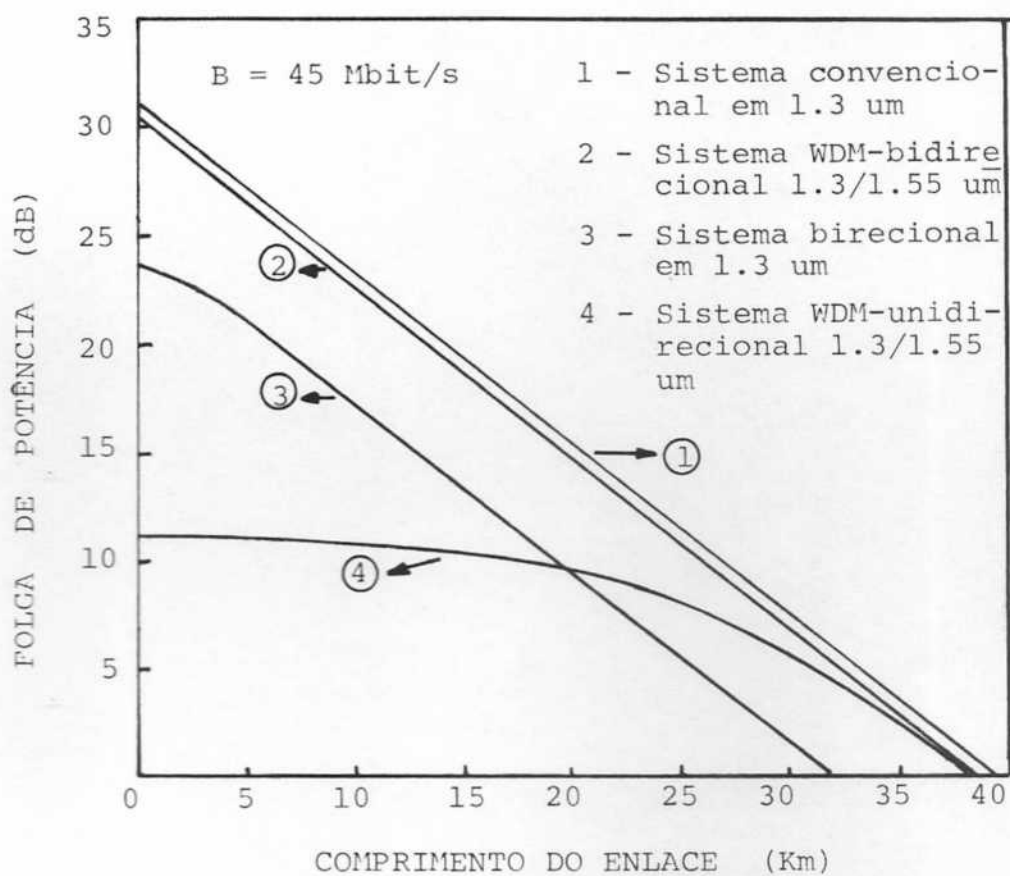


Fig.4.27 - Gráfico de Folga de Potência x L para sistemas monomodo que usam fotodetector Pin.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO

Apresentamos neste trabalho um estudo sobre técnicas de multiplexação, enfatizando-se a técnica de multiplexação conhecida como Transmissão Bidirecional (TB). Este estudo destina-se a implantação de TB em enlaces ópticos de redes telefônicas.

O uso de TB nos enlaces ópticos convencionais, permite a duplicação da capacidade de transmissão do sistema. A economia de uma fibra proporcionada pelo uso de TB, reduz os custos de operação e implantação dos sistemas ópticos. Uma outra vantagem é que a técnica bidirecional pode ser implantada em enlaces convencionais já instalados e é transparente a taxa de transmissão empregada.

O trabalho aqui apresentado estuda todos os detalhes envolvidos com o uso da técnica bidirecional nos enlaces ópticos. Analisou-se também os fatores limitantes da técnica proposta, bem como os métodos necessários para a redução destas limitações. O estudo realizado mostra que enlaces ópticos bidirecionais são limitados pelas perdas de inserção dos acopladores ópticos na linha de transmissão e pela redução na sensibilidade do receptor óptico. A redução na sensibilidade ocorre devido a interferência óptica no receptor, causada pelos retroguiamentos de luz. As

componentes de luz retroguiada são: o retroguiamento Rayleigh (da fibra) e o retroguiamento Fresnel (de reflexões em interfaces vidro/ar). O comportamento temporal do retroguiamento Rayleigh mostra ser DC para frequências de modulação acima de 1 MHz, enquanto que o retroguiamento Fresnel é sempre AC. Para enlaces longos (superiores a 2.5 Km) a componente Rayleigh é a principal fonte de degradação da sensibilidade do receptor óptico bidirecional (com fotodetector APD). Esta degradação ou penalidade, surge devido ao aumento no ruído quântico do fotodiodo APD. Em receptores ópticos usando fotodiodo Pin o ruído introduzido pelo retroguiamento Rayleigh é desprezível e não introduz penalidade no receptor. Por outro lado, em enlaces de curto alcance o retroguiamento Fresnel é a principal causa da penalidade tanto em receptores usando fotodiodos Pin como APD.

Estudamos também o emprego da técnica WDM em enlaces bidirecionais e unidirecionais. O uso da técnica WDM permite uma significativa redução nos fatores limitantes de TB mencionados anteriormente.

Na parte experimental caracterizamos o método bidirecional dando ênfase para o sistema multimodo que opera em 0.83 um. Estes sistemas representam a maioria dos enlaces ópticos instalados atualmente no Brasil. Na caracterização do sistema bidirecional multimodo, avaliou-se algumas técnicas para o casamento óptico do braço não usado do acoplador FEB quando usado em enlaces bidirecionais. Caracterizou-se o comportamento dos retroguiamentos de luz de Rayleigh e Fresnel com a frequência de modulação e com o comprimento do enlace. Foram também

caracterizados enlaces bidirecionais de vários comprimentos, através da taxa de erro de bit. Os resultados experimentais concordam com a modelagem teórica desenvolvida. Levando em conta os resultados experimentais e dados do STB junto com as expressões de penalidade e orçamento de potência desenvolvidas neste trabalho pode-se afirmar que é viável a implantação da técnica bidirecional nos enlaces multimodo do STB. Confirmando esta afirmação foi realizado com sucesso o Teste de Campo do sistema bidirecional em um enlace multimodo da TELEBRASÍLIA, BRASÍLIA-DF. O comprimento máximo de implantação de TB nos enlaces multimodo é de 10 Km (representando uma perda de aproximadamente 3.5 Km em relação a enlaces convencionais). Este limite garante os padrões recomendados de 6 dB de margem com taxa de erro inferior a 10^{-9} BER. Concluindo a parte experimental, algumas simulações de interferência foram feitas em um receptor com fotodetector Pin em 1.3 um com o objetivo de se avaliar o comportamento da penalidade que surge nestes receptores quando usados em enlaces bidirecionais. Mostra-se então que o modelo teórico de penalidade para fotodetector Pin é válido na maioria dos casos onde se pretende utilizar a técnica bidirecional.

Acreditamos que o estudo apresentado neste trabalho e os resultados obtidos experimentalmente, representam uma contribuição efetiva para a melhoria do sistema telefônico brasileiro. Adicionalmente, este estudo serve como guia para os projetos futuros de redes ópticas locais, as quais serão uma parte dos grandes desafios das comunicações ópticas desta nova década.

5.2. CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

DESENVOLVIMENTO DE MÉTODOS PARA MINIMIZAÇÃO DA REFLETIVIDADE DE ACOPLADORES ÓPTICOS FEB.

- Método do casamento óptico com óleo.
- Método do casamento óptico com corte em ângulo da fibra.
- Método do casamento óptico com microlente.

ESTUDO TEÓRICO E EXPERIMENTAL DE RETROGUIAMENTOS DE LUZ EM FIBRAS ÓPTICAS.

- Comportamento temporal dos retroguiamentos Rayleigh e Fresnel.
- Comportamento dos retroguiamento de Rayleigh e Fresnel com o comprimento de fibra.

ESTUDO DE INTERFERÊNCIA ÓPTICA EM RECEPTORES COM FOTODETOR APD E PIN.

- Obtenção da penalidade em vários comprimentos de enlace para o sistema multimodo em 0.85 um.
- Simulação de interferência em receptor com fotodetector Pin.

PROJETO DE ENLACES BIDIRECIONAIS E UNIDIRECIONAIS WDM.

- Desenvolvimento de expressões para o orçamento de potência, potências retroguiadas e de penalidade para sistemas com APD e Pin, a serem usadas no projeto de enlaces que fazem uso dos métodos de multiplexação óptica.
- Realização do 1º teste de campo de Transmissão Óptica Bidirecional

5.3. TRABALHOS PUBLICADOS DURANTE O MESTRADO

- "AMPLIFICADOR LOCK-IN DIDÁTICO PARA LABORATÓRIO DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS", Anais do CICTE/88, pág. 103, São Carlos/SP, Dezembro, 1988.

- "CHOPPER ELETROMECÂNICO PARA LABORATÓRIO DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS", Anais do CICTE/88, pág. 109, São Carlos/SP, Dezembro, 1988.

- "RUIDO CAUSADO POR RETROESPALHAMENTO RAYLEIGH EM RECEPTORES DE SÍLCIO DO TIPO AVALANCHE", Anais do XII Encontro Nacional de Física da Matéria Condensada, pág.107, Caxambu/MG, Maio, 1989.

- "10KM DE TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL EM ENLACES ÓPTICOS MULTIMODO" Revista Telebrás, n 44, pág. 21, Junho, 1989.

- "CROSSTALK PENALTY STUDIES ON 10 KM OF BIDIRECTIONAL OPTICAL TRANSMISSION", Anais do SBMO International Microwave Symposium/Brasil, pág. 481, São Paulo/SP, Julho, 1989.

- "DUPLICAÇÃO DA CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO DE LINHAS ÓPTICAS ATRAVÉS DO USO DE COMUNICAÇÃO BIDIRECIONAL", Anais do 7º Congresso da STB, pág. 574, Florianópolis/SC, Setembro, 1989.

5.4. TRABALHOS FUTUROS

- Continuação dos testes de Campo do Sistema Bidirecional;
- Estudos de minimização da Penalidade em fotodetetores APD através da variação do ganho do dispositivo;
- Caracterização de sistemas WDM.

CAPÍTULO VI

"REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS"

- [1]. Conforti, E., "SISTEMAS DE TRANSMISSÃO ÓPTICOS A LONGA DISTÂNCIA", II Curso Internacional sobre fibras ópticas, Setembro/88, Bogotá, Colombia.
- [2]. Revista LASER FOCUS, 24 (11), 132, 1988.
- [3]. Panfleto Publicitário do CPqD-TELEBRÁS, "PROGRAMA DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS", Outubro/83.
- [4]. César, A.C., "TELEFONIA I, NOTAS DE AULAS", EESC/USP, Publicação 060/87, São Carlos/SP.
- [5]. Keiser, G., "OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS", McGraw-Hill, USA, 1983.
- [6]. Newcombe, E.A., Pasupathy S., Proceedings of the IEEE, 70 (8), 805, 1982.
- [7]. Personick, S.D., "Optical Fiber Transmission Systems", Plenum Press, New York, 1983.
- [8]. Chiarottino, P., Anais do I Encontro sobre o Programa de Introdução de Comunicações ópticas - PICO, 1986.
- [9]. Filho, J.E.R., Ribeiro, G.A., "COMUNICAÇÕES ÓPTICAS", CPqD-TELEBRÁS/UNICAMP.
- [10]. FUJIKURA, "INTRODUCTION TO FIBER OPTIC NETWORKS", Japan, 1986.
- [11]. Sandbank, C.P., "OPTICAL FIBRE COMMUNICATION SYSTEMS", John Wiley & Sons Ltd., 1981.

- [12]. Kawasaki, B.S., e outros, *Opt. Lett.*, 1, 107, 1977.
- [13]. Sugimoto, S., e outros, *Electron. Lett.*, 14 (1), 15, 1978.
- [14]. Minemura, K., e outros, *Electron. Lett.*, 14 (11), 340, 1978.
- [15]. Taylor, R.W., e outros, *Proceedings of SPIE*, 417, 30, 1983.
- [16]. MacDonna, A.P., e outros, *Electron. Lett.*, 20 (18), 722, 1984.
- [17]. Ebskamp, F., 5th World Telecommunication Forum, Vol.2, 173, Geneva, 1987.
- [18]. Hall, R.D., e outros, *Electron. Lett.*, 22 (14), 629, 1985.
- [19]. Coombs, G.P., *Electron. Lett.*, 22 (16), 821, 1986.
- [20]. Westlake, H.J., O Mahony, M.J., *Electron. Lett.*, 23 (12), 649, 1987.
- [21]. Sasaki, Y., e outros, *Electron. Lett.*, 23 (13), 692, 1987.
- [22]. Taga, H., e outros, *The Trans. of the IEICE*, E71 (10), 940, 1988.
- [23]. Naito, T., e outros, *Proceedings of OFC 89*, 141, 1989.
- [24]. Ito K., e outros, *Electron. Lett.*, 17(2), 84, 1981.
- [25]. Maciejko, R., *Telesis*, 11(2), 15, 1981.
- [26]. Conradi, J., e outros, *Telesis*, 9(2), 6, 1982.
- [27]. Wood, T.H., e outros, *Electron. Lett.*, 22 (10), 528, 1986.
- [28]. Duthie, P.J., e outros, *Electron. Lett.*, 22 (10), 517, 1986.
- [29]. Olsson, N.A., Buhl, L.L., *Electron. Lett.*, 23(2), 62, 1987.
- [30]. Cochrane, P., e outros, *Electron. Lett.*, 23 (9), 440, 1987.
- [31]. Murphy, E.J., e outros, *J.L.T.*, 6 (6), 937, 1988.

- [32]. Celaschi, S., Smolka, F.M., *Revista Telebrás*, (3), 3, 1985.
- [33]. Monteiro, H.S., Celaschi, S., Jesus, J.T., *Revista Telebrás*, (36), 28, 1987.
- [34]. Marcatili, E.A., *B.S.T.J.*, 48, 2071, 1969.
- [35]. Reis, J.C.F., Jesus, J.T., Celaschi, S., *Anais do XI Enc. Nacional de Física da Mat. Condensada.*, 72, 1988.
- [36]. Rourke, M.D., *Optics Comm.*, 25 (1), 40, 1978.
- [37]. Lin, S.C., Giallorenzi, T.G., *Appl. Opt.*, 18 (6), 915, 1979.
- [38]. Brinkmeyer, E., *Electron. Lett.*, 16 (9), 329, 1980.
- [39]. Eickhoff, W., *Opt. Lett.*, 7 (1), 46, 1982.
- [40]. Burns, W.K., Moeller, R.P., J.L.T., *LT1* (2), 381, 1983.
- [41]. Hartog, T.H., e outros, J.L.T., *LT2* (2), 76, 1984.
- [42]. Wood, T.H., e outros, J.L.T., 6 (2), 346, 1988.
- [43]. Senior, J.M., "Optical Fiber Communications", Prentice-Hall, London, 1985.
- [44]. Ulrich, R., Rascheigh, S.C., *Appl. Opt.*, 19(14), 2453, 1980.
- [45]. Drake, M.D., *Appl. Opt.*, 20(9), 1640, 1981.
- [46]. Wells, W.H., *Fiber & Int. Opt.*, 1 (3), 243, 1978.
- [47]. Straus, J., e outros, *Electron. Lett.*, 15 (11), 307, 1979.
- [48]. Conradi, J., Few, I. S., *Electron. Lett.* 16(11), 415, 1980.
- [49]. Smith, R.G., Personick, S.D., in "TOPICS IN APPLIED PHYSICS", vol.39, H. Kressel, Ed. Berlin, W. Germany, Springer-Verlog.
- [50]. Goell, J.E., *B.S.T.J.*, 53 (9), 1771, 1974.
- [51]. Conradi, J., e outros, *IEEE Trans. on Electron. Devices*, ED25 (2), 180, 1978.
- [52]. Conradi, J., Maciejko, R., *IEEE Trans. on Comm.*, COM29 (7), 1012, 1981.

- [53]. Bohn, P.P., Das, S.K., J.L.T., LT5 (2), 243, 1987.
- [54]. Miki, T., Ishio, H., IEEE Trans. on Comm., Com26(7), 1082, 1978.
- [55]. Straus, J., Telesis, 7 (2), 2, 1980.
- [56]. Lawson, G.M., e outros, Electron. Lett., 20(23), 963, 1984.
- [57]. Bates, R.J.S., e outros, Electron. Lett., 19(13), 458, 1983.
- [58]. Stern, M., e outros, Electron. Lett., 21 (20), 928, 1985.
- [59]. Hunwicks, A.R., Rosher, P.A., Electron. Lett., 23(10), 542, 1987.
- [60]. So, V.C.Y., e outros, Electron. Lett., 25, 18, 1989
- [61]. Arnold, G., Krumpholtz, O., Proceedings of OFC 89, 126, 1989.
- [62]. Leboutet, A., e outros, Electron. Lett., 20(20), 835, 1984.
- [63]. Payne, F.P., e outros, Electron. Lett., 21 (11), 461, 1985.
- [64]. Payne, F.P., e outros. Electron. Lett., 21(13), 1985.
- [65]. Digonnet, M., Shaw, H.J., Appl. Opt., 22 (3), 484, 1983.
- [66]. Whalen, M.S., Walker, K.L., Electron. Lett., 21 (17), 724, 1985.
- [67]. Georgiou, G., Electron. Lett., 22 (2), 62, 1986.
- [68]. Zengerle, R., Leminger, O.G., J.L.T., LT4 (7), 823, 1986.
- [69]. Eisenmann, M., Weidel, E., J.L.T., 6 (1), 113, 1988.
- [70]. Lucero, A.J., e outros, Electron. Lett., 24 (6), 312, 1988.
- [71]. Hill, M.A., Payne, D.B., J.L.T., LT3 (3), 643, 1985.
- [72]. Kanada, T., e outros, IEEE Trans. on Comm., COM31(9), 1095, 1983.
- [73]. Staubli, P., Heinzmann, P., Electron. Lett., 22(10), 535, 1986.
- [74]. Ito, N., Numazaki, T., Appl. Opt., 24(14), 2221, 1985.

[75]. Westlake, H. J., e outros, *Electron. Lett.*, 25(10), 632, 1989.

[76]. Heinzman P., e outros, *Laser Focus*, 50, novembro, 1986.

[77]. Roberts, H., Rando, J., *Laser Focus*, 98, Abril, 1986.

APÊNDICE I

O uso de TB introduz no receptor óptico dois novos sinais: o retroguimento Rayleigh e o retroguiamento Fresnel, os quais competem com o sinal de informação e portanto serão denominados de interferência. Estes novos sinais causam a degradação da relação sinal/ruído do receptor. Para se entender como se processa esta degradação torna-se necessário antes um estudo sobre fotodetetores.

Em comunicações ópticas os dois tipos de fotodetetores mais usados são: o fotodetetor Pin e o fotodetetor APD (Avalanche Photo Diode). O fotodetetor Pin é um dispositivo semiconductor com duas regiões p e n separadas por uma terceira região muito sensível a luz, denominada de região (i). A estrutura física de um fotodiodo Pin é mostrada na Fig.A.1.(a) Em operações normais o dispositivo é polarizado reversamente, sendo que na região (i) se concentra um alto campo elétrico. Quando um fóton de energia maior ou igual a banda de energia do material semiconductor incide na região (i), o fóton transfere sua energia e excita um elétron da banda de valência para a banda de condução. Este processo gera pares elétrons-buracos que são conhecidos como fotoportadores. O alto campo elétrico na região (i) separa estes portadores dando origem a uma corrente elétrica que flui pelo circuito externo. Esta corrente (chamada de corrente primária) pode ser expressa [5] por :

$$I_p = R P_i \quad (A.1)$$

onde R = Responsividade do fotodiodo [A/W]

P_i = Potência óptica incidente na região (i) [W]

A responsividade é expressa por:

$$\mathcal{R} = \eta q / h\nu \quad (\text{A.2})$$

onde η = eficiência quântica do fotodiodo

$h\nu$ = energia do fóton

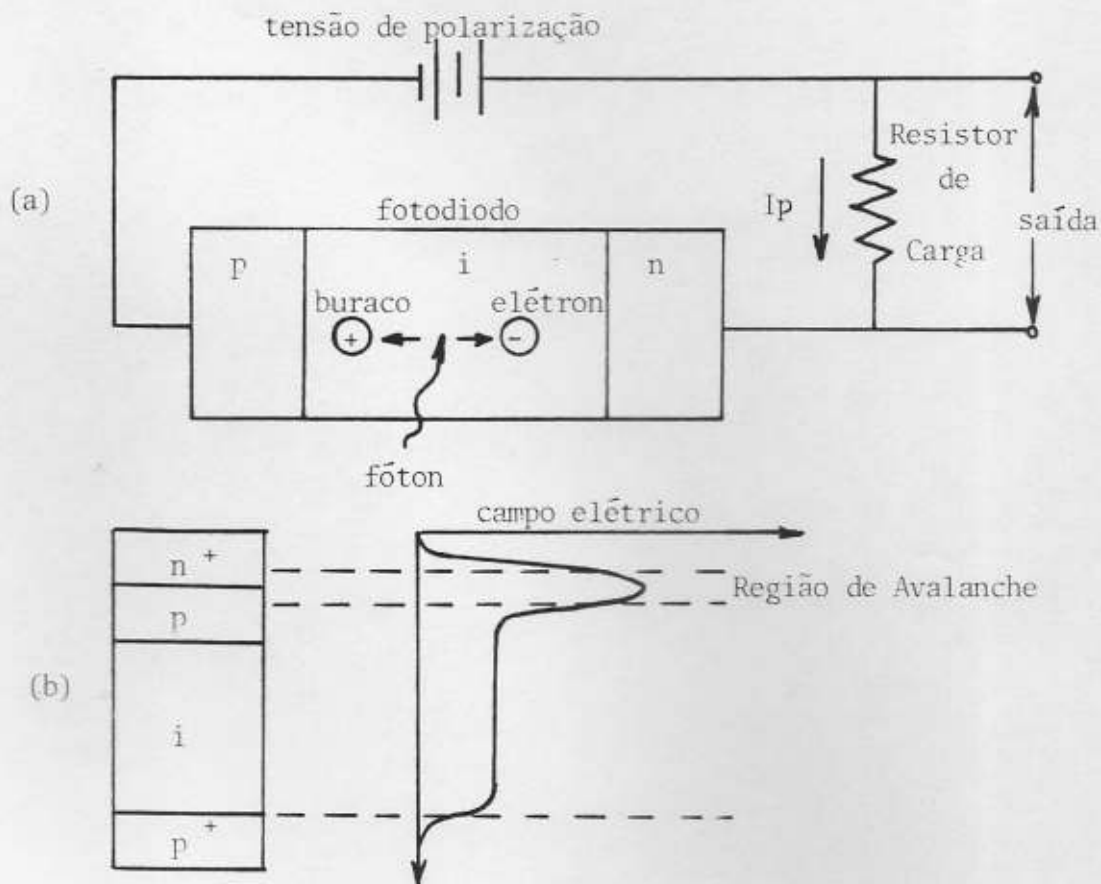


Fig.A.1.(a) - Estrutura de um fotodiodo Pin

(b) - Estrutura de um fotodiodo APD [5]

O outro tipo de fotodetector muito usado em comunicações ópticas é o fotodetector APD. Este tipo de fotodetector multiplica internamente os fotoportadores antes de entregá-los a um circuito

externo. A estrutura física de um fotodiodo APD é mostrada na Fig.A.1.(b). Para se conseguir esta multiplicação os portadores devem passar por uma região chamada de região de avalanche onde são acelerados. No processo de avalanche os portadores colidem com outros portadores transferindo parte de sua energia e aumentando a fotocorrente. Este processo de multiplicação de portadores caracteriza o ganho do dispositivo. Neste caso a fotocorrente pode ser expressa por [5] :

$$I_{APD} = R M P_i \quad (A.3)$$

onde M é o ganho médio do dispositivo, dado por: I_m/I_p

I_m = corrente multiplicada no processo de avalanche

I_p = corrente sem multiplicação dada pela Eq.A.1

Após o detetor converter o sinal óptico em elétrico deve-se proceder a amplificação e filtragem deste sinal antes que o mesmo siga para um circuito de decisão (neste caso sinal digital). O processo de amplificação é composto de um estágio de pré-amplificação onde minimiza-se o processo de geração de ruído e de um estágio de amplificação principal que contém um circuito de controle automático de ganho e um circuito para manter o sinal em um nível de tensão pré-determinado. O sinal de saída do amplificador segue então para um equalizador que retira do sinal eventuais distorções causadas pelo meio transmissor. Finalmente o sinal equalizado segue para um circuito de filtragem que maximiza a relação sinal/ruído final. O diagrama de blocos dos estágios que formam o receptor (canal linear) é ilustrado na Fig.A.2.

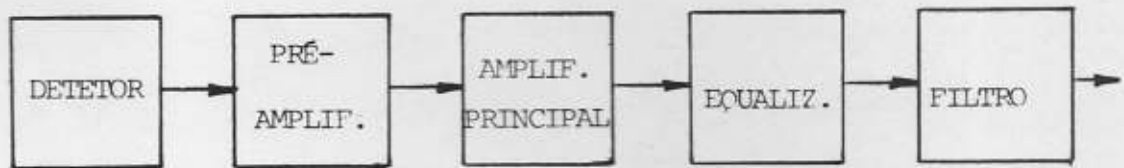


Fig.A.2. Diagrama de blocos de um receptor óptico [49].

No processo de detecção e pré-amplificação do sinal ocorre a geração de ruídos que limitam a capacidade de recepção. Estes ruídos podem ser divididos em duas classes: aqueles que dependem do nível do sinal óptico recebido (ruído quântico do detetor) e aqueles independentes do sinal óptico (ruído de fundo do detetor, ruído térmico do circuito). O ruído do detetor aparece devido ao processo estatístico de converção de fótons em pares elétron/buraco. O ruído de fundo é associado as correntes parasitas do fotodetetor e o ruído térmico é associado a resistência de polarização e a resistência intrínseca do fotodetetor e principalmente da impedância de entrada do pré-amplificador. Resumindo as correntes presentes na entrada do pré-amplificador (sinal mais ruído) são [49]:

$$\langle i_T \rangle^2 = \langle i_{\text{sinal}} \rangle^2 + \langle i_{\text{quântico}} \rangle^2 + \langle i_{\text{parasita}} \rangle^2 + \langle i_{\text{térmico}} \rangle^2 \quad (\text{A.4})$$

Estas fontes de ruído são assumidas descorrelacionadas.

O intuito é agora obter a sensibilidade do receptor ou

seja, a mínima potência de sinal para uma dada taxa de erros. Na análise que segue, admite-se que o circuito de recepção já esteja otimizado para mínimo ruído térmico. Para obter a sensibilidade do receptor é necessário determinar qual a estatística a ser usada na análise. O ruído térmico pode ser descrito por uma estatística gaussiana, enquanto que o ruído quântico segue a estatística de Poisson. Sem muito prejuízo pode-se assumir uma forma gaussiana para o ruído quântico, incorrendo [49] em erros menores que 1 dB na expressão de sensibilidade final. A vantagem em se assumir o ruído quântico como gaussiano é a obtenção de expressões facilmente manipuláveis. Uma típica forma de distribuição de probabilidades que pode assumir o sinal mais o ruído, é a mostrada na Fig.A.3.

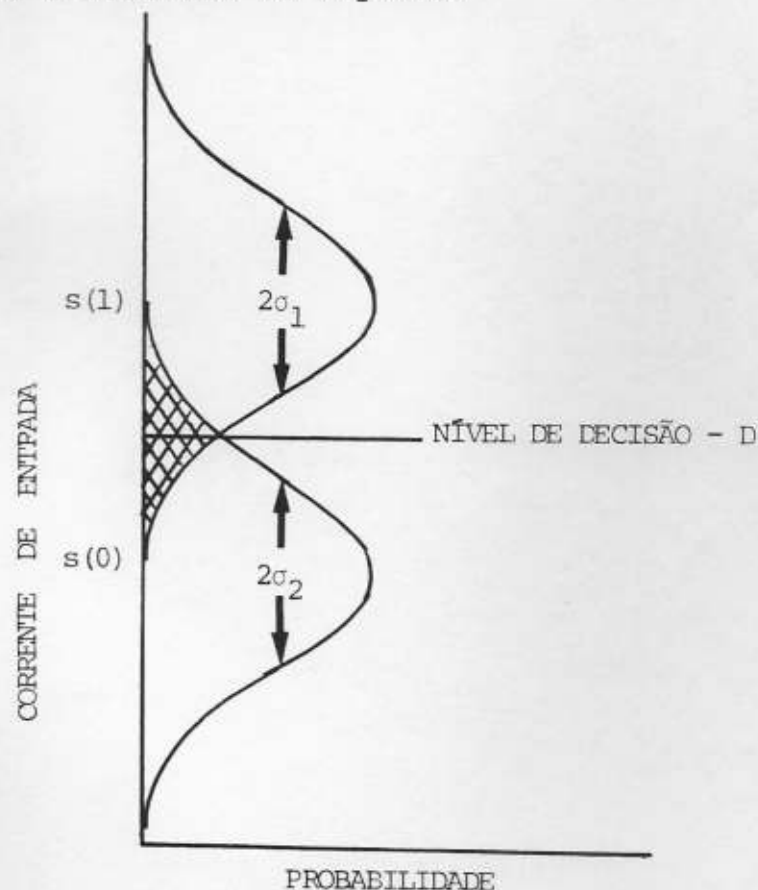


Fig.A.3. Distribuição probabilística do sinal mais ruído no pré-amplificador [49].

onde:

$s(0)$ e $s(1)$ são os valores esperados de sinal nos níveis ZERO e HUM transmitidos,

σ_0 ou σ_1 são os desvios padrão no sinal, com σ_0^2 ou σ_1^2 equivalendo-se ao ruído.

D: nível de decisão

Pela estatística gaussiana a probabilidade de que um espaço (ZERO) ou marca (HUM) sejam erroneamente interpretados, é [49]:

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot Q} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (A.5)$$

$$\text{onde } Q = \frac{|D - s|}{\sigma_i} \quad i = 0 \text{ ou } 1 \quad (A.6)$$

O gráfico de $P(E) \times Q$ é ilustrado na Fig.A.4. O valor $P(E) = 10^{-9}$ correspondente a $Q = 6$ é usado como padrão em sistemas de comunicação.

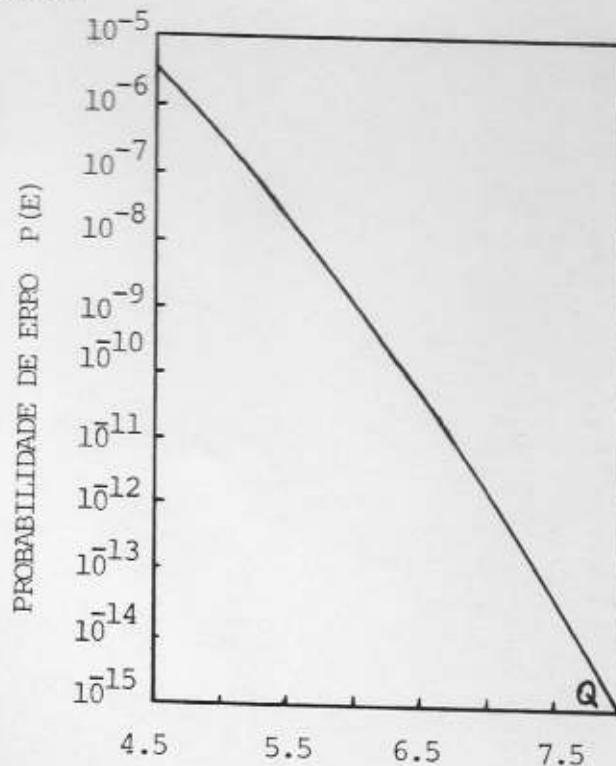


Fig.A.4 - Probabilidade de erros x Q

Cálculo da sensibilidade para receptor com fotodiodo Pin.

Quando o fotodetector Pin é usado, os valores esperados de sinal nos dois estados lógicos são dados por:

$$\begin{aligned} I_s(0) &= \mathcal{R} P_i(0) \\ I_s(1) &= \mathcal{R} P_i(1) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

As correntes médias quadráticas de ruído nos dois estados são definidas por $\langle i^2 \rangle_0$ e $\langle i^2 \rangle_1$ e incluem os ruídos do amplificador, do circuito de polarização, ruídos parasitas do fotodiodo e ruído quântico. Usando as Eqs. A.6 e A.7 resultam:

$$\begin{aligned} D - \mathcal{R} P_i(0) &= Q \langle i^2 \rangle_0^{1/2} \\ \mathcal{R} P_i(1) - D &= Q \langle i^2 \rangle_1^{1/2} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Para receptores práticos com fotodetector Pin o ruído quântico é muito pequeno quando comparado ao ruído do circuito e uma boa aproximação é fazer $\langle i^2 \rangle_0 = \langle i^2 \rangle_1 = \langle i^2 \rangle_c$, onde a última quantidade é o ruído do circuito. Resolvendo A.8 com esta consideração, resulta:

$$D = 1/2 \mathcal{R} [P_i(0) + P_i(1)] \quad (\text{A.9})$$

$$\mathcal{R} [P_i(1) - P_i(0)] = 2 Q \langle i^2 \rangle_c^{1/2} \quad (\text{A.10})$$

Lembrando que os estados 1 e 0 são igualmente prováveis em dados aleatórios, a potência média recebida é:

$$\bar{P} = 1/2 [P_i(1) + P_i(0)] \quad (\text{A.11})$$

Definindo agora r como taxa de extinção do pulso óptico no detetor:

$$r = P_i(0)/P_i(1) \quad (\text{A.12})$$

e substituindo A.11 e A.12 em A.10 resulta [49] :

$$\bar{S}_0 = \frac{1}{R} \frac{(1+r) Q \langle I \rangle_c^{1/2}}{(1-r)} \quad (\text{A.13})$$

A expressão acima é conhecida como sensibilidade do receptor com fotodiodo PIN, que é função da taxa de extinção r , do fator Q e da corrente de ruído térmico do circuito.

Cálculo da sensibilidade do receptor com fotodiodo APD.

Com detetor APD os valores esperados de sinal nos dois estados são:

$$\begin{aligned} I_s(0) &= R \langle M \rangle P_i(0) \\ I_s(1) &= R \langle M \rangle P_i(1) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

e os níveis de ruído são dados por:

$$\begin{aligned} \langle I \rangle_0^2 &= \langle I \rangle_c^2 + 2q R \langle M \rangle^2 B I_1 P_i(0) \\ \langle I \rangle_1^2 &= \langle I \rangle_c^2 + 2q R \langle M \rangle^2 B I_1 P_i(1) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

onde:

- $\langle M \rangle$ - ganho médio de avalanche
- $\langle M \rangle^2$ - ganho médio quadrático de avalanche
- B - taxa de transmissão [Mbit/s]
- I_1 - constante de Personick que avalia a forma do pulso no detetor

O ganho médio quadrático $\langle M \rangle^2$ é dado por [49] :

$$\langle M \rangle^2 = \langle M \rangle^2 F(\langle M \rangle) \quad (\text{A.16})$$

A quantidade $F(\langle M \rangle)$ na expressão acima é conhecida como Fator de Excesso de Ruído e quantifica o aumento do ruído quântico criado pelo processo de avalanche. A expressão para $F(\langle M \rangle)$ é [49]:

$$F(\langle M \rangle) = F = \langle M \rangle [1 - (1-K) (1 - 1/\langle M \rangle)^2] \quad (A.17)$$

onde K é a constante de ionização de buracos e elétrons na junção do detetor. Para silício $K \approx 0.03$ e para germânio $K \approx 0.5$.

As expressões de ruído em A.15 consideram ruído quântico nos dois estados de sinal (caso bidirecional) e despreza o ruído parasita do detetor diante dos outros tipos de ruído existentes (válido para APD de Si).

Resolvendo as Eqs. A.14 a A.16 e considerando as Eqs. A.11 e A.12, resulta a seguinte expressão de sensibilidade para o receptor com APD [49]:

$$S_o = \frac{Q^2 q B I_1 F}{R} \left\{ \frac{(1+r)}{(1-r)} \cdot \left(\frac{(1+r)}{(1-r)} + \left(\frac{4r}{(1-r)}^2 + \frac{\langle I \rangle_c}{(QqBI_1 FM)}^2 \right)^{1/2} \right) \right\} \quad (A.18)$$

