

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

DESENVOLVIMENTO DE UMA HÍBRIDA EM FIBRA ÓPTICA
PARA RECEPTORES COERENTES

SÉRGIO BARCELOS

Orientador : Prof. Dr. Evandro Conforti

Tese de Mestrado apresentada
à Faculdade de Engenharia Elé-
trica da Universidade Estadual
de Campinas, como parte dos re-
quisitos exigidos para a ob-
tenção do título de **MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Sérgio Barcelos

..... e aprovada pela Comissão

Julgadora em 14 / 03 / 91.

Evandro Conforti
Orientador

Março/1991

3049103777

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À minha mãe, Rita
Àos meus familiares
Àos meus amigos.

SUMÁRIO

Os sistemas ópticos homódinos com diversidade de fase são estudados e a realização experimental do principal componente empregado nestes sistemas é obtida através do projeto, construção e teste de uma híbrida óptica balanceada de 90° , controlada ativamente e estabilizada termicamente. Para tanto, foi montado um sistema consistindo de um circuito em fibra óptica e de um circuito eletrônico para recepção, amplificação e realimentação dos sinais. O circuito em fibra óptica compõe-se de 5 acopladores monomodo com perdas e Razões de Acoplamento quaisquer, 2 moduladores piezoelétricos e 2 controladores de polarização. Uma técnica para sintonizar a realimentação, baseada na introdução de um "desvio" de frequência no sinal luminoso, obtido por modulação FSK, é utilizada. Os resultados das medidas e observações práticas confirmam o funcionamento adequado do sistema e o sucesso do projeto. O erro de fase máximo é de $2,5^\circ$. Considerando o embasamento adquirido no projeto é, finalmente, apresentado o escopo básico para a implementação prática completa do sistema óptico coerente, tipo homódino, com diversidade de fase que se pretende realizar no LCO/DMO/FEE/UNICAMP.

ABSTRACT

Phase diversity homodyne systems for coherent optical communications are studied and an active controlled and temperature stabilized 90° optical hybrid is realized to be used in that system. The device has an optical fiber circuit and electronic circuits for signal reception, amplification and feedback. The optical fiber circuit comprise 5 single-mode fiber couplers with insertion losses and different coupling ratios, 2 piezoelectric phase modulators and 2 polarization controllers. For tuning the feedback circuit, it is used a frequency shift made by a FSK modulation in the optical signal. The properties of the 90° balanced hybrid are verified and the results of measurements confirm the success of the work. The maximum phase error is $2,5^\circ$. Also, a basic design to completely realize the proposed homodyne optical system, with phase diversity, at LCO/FEE/UNICAMP, is presented.

PREFÁCIO

Em comunicações ópticas coerentes, a detecção homódina tem a vantagem de o receptor trabalhar com frequências mais baixas ($F_I = 0$) e com sinais convertidos diretamente em banda base, facilitando a eletrônica do sistema quando comparado à detecção heteródina. Entretanto, estes sistemas são muito sensíveis ao *ruido de fase*. Uma técnica usada para tornar o sistema insensível ao ruído de fase e, assim, possibilitar o uso de lasers com maior largura espectral (como o DFB) é o emprego da "*Diversidade de Fase*", a qual tem sido bastante estudada.

Associando as vantagens citadas, específicas do processo homódino, com o enorme potencial da multiplexagem em frequência e a melhoria de sensibilidade da técnica óptica "coerente", deverão ser desenvolvidos os sistemas que poderão suprir a grande demanda futura por canais de comunicação.

Os objetivos principais deste trabalho são a análise teórica do sistema óptico coerente, tipo homódino, com diversidade de fase e a construção, teste e calibração de uma "*Híbrida Óptica Balanceada de 90°*", onde se incorpora uma realimentação de controle para a estabilização térmica, a ser empregada na implementação deste sistema. A possibilidade da realização prática do sistema de recepção coerente utilizando a híbrida construída e a sua devida caracterização são introduzidos no final desta tese.

A tese constitui-se de seis capítulos:

CAPÍTULO 1 - Introduz-se a idéia básica das comunicações ópticas coerentes, enfocando, brevemente, aspectos práticos dos receptores empregados.

CAPÍTULO 2 - Focaliza-se a técnica de "Diversidade de Fase" dentro

das comunicações ópticas coerentes, discute-se o funcionamento e a implementação das híbridas ópticas e apresenta-se o estado-da-arte atual na área.

CAPÍTULO 3 - Propõe-se um esquema para implementar uma híbrida óptica balanceada de 90° , ativamente controlada, a partir dos resultados de análises teóricas realizadas.

CAPÍTULO 4 - Discute-se a implementação prática da híbrida. Descreve-se cada componente utilizado, cada etapa do processo de montagem e os detalhes práticos que se fizeram necessários, além de apresentarem-se algumas observações experimentais importantes.

CAPÍTULO 5 - Mostram-se os principais resultados do desempenho e da caracterização da híbrida óptica de 90° implementada.

CAPÍTULO 6 - Descreve-se o escopo básico do projeto de um sistema completo para recepção coerente utilizando a híbrida óptica.

7 anexos indicados no texto são apresentados após a Referência Bibliográfica.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Evandro Conforti, DMO/FEE/UNICAMP, pela orientação, atenção dedicada, apoio e amizade.

Ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento- CPqD da TELEBRÁS e à FINEP, pelo fornecimento das condições de desenvolvimento da tese.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP, pelo apoio financeiro durante a realização do mestrado.

Ao Dr. Sérgio Celaschi e José Tadeu de Jesus (CADFO/CPqD-TELEBRÁS) pelas discussões, sugestões e atenção dedicada e pelo empréstimo dos acopladores direcionais ópticos utilizados.

Ao Sr. José Luiz Malavazi (CASO/DTA/CPqD-TELEBRÁS) pela presteza na direção do Convênio UNICAMP/TELEBRÁS - Comunicações Ópticas e pelos componentes cedidos.

À empresa "Thorton-Inpec Eletrônica S/A" pela doação das cerâmicas piezoelétricas utilizadas.

Ao Marcelo Crespo, técnico do Laboratório de Comunicações Ópticas - LCD, pelo apoio técnico necessário e pelo convívio e ao Prof. Edmundo Braga (LED/FEE/UNICAMP), pelo apoio técnico.

Aos professores da FEE/UNICAMP e pesquisadores do CPqD/TELEBRÁS que colaboraram nas discussões e forneceram apoio técnico.

Aos colegas de Mestrado do DMO, Cláudio Ribeiro Lima e Izavan Braga de Oliveira, pelas discussões e sugestões e, principalmente, pelo companheirismo.

À Celi, Márcia, Rita e Abrão, pelo suporte no contrato UNICAMP/TELEBRÁS e à Márcia Helena Gibim pelo apoio nos serviços de secretaria.

Ao Masamiti Motoyama, pela ajuda no almoxarifado e à Maria Lúcia Costa Cardoso pelos excelentes desenhos.

E à Srta. Elza Aoki, pela presteza e atenção na digitação desta tese.

CONTEÚDO

SUMÁRIO

ABSTRACT

PREFÁCIO

AGRADECIMENTOS

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO ÀS COMUNICAÇÕES ÓPTICAS COERENTES	1
1.1. INTRODUÇÃO	2
1.2. O RECEPTOR ÓPTICO COERENTE	5
1.3. COMPARAÇÃO ENTRE HETERODINAGEM E HOMODINAGEM ÓPTICAS	8
1.4. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO E PROBLEMA DA LARGURA DE LINHA	14
1.5. FLUTUAÇÕES DE POLARIZAÇÃO	17

CAPÍTULO 2

A TÉCNICA DE DIVERSIDADE DE FASE PARA RECEPTORES ÓPTICOS COERENTES	19
2.1. INTRODUÇÃO	20
2.2. PRINCÍPIOS DOS RECEPTORES HOMÓDINOS COM DIVERSIDADE DE FASE	21

2.3. A HÍBRIDA ÓPTICA	23
2.3.1. Definição e Funcionamento da Híbrida Óptica	23
2.3.2. O Número de Braços da Híbrida/Receptor	25
2.3.3. Possíveis Implementações da Híbrida Óptica	27
2.4. RESULTADOS DE PESQUISAS RECENTES EM RECEPTORES COM DIVERSIDADE DE FASE	30
2.4.1. Sumário de Estudos Teóricos Recentes	30
2.4.2. Sumário de Estudos Experimentais Recentes	33

CAPÍTULO 3

HÍBRIDA ÓPTICA: O MODELO VIÁVEL PARA IMPLEMENTAÇÃO	35
3.1. A PROPOSTA INICIAL	36
3.2. O ACOPLADOR DIRECIONAL ÓPTICO UTILIZADO	37
3.3. A ANÁLISE TEÓRICA DA HÍBRIDA PROPOSTA	41
3.4. CONCLUSÕES SOBRE A ANÁLISE TEÓRICA	46
3.5. A MONTAGEM EXPERIMENTAL PROPOSTA	48
3.6. A MODULAÇÃO DE FASE EM MF1, OS ESPECTROS DOS SINAIS DETECTADOS, A SINTONIZAÇÃO DA REALIMENTAÇÃO DE CON- TROLE E A ESTABILIZAÇÃO TÉRMICA DA FASE DA HÍBRIDA	48
3.6.1. A Modulação Senoidal em MF1	53
3.6.2. A Modulação com Função Dente-de-Serra em MF1	56

CAPÍTULO 4

A IMPLEMENTAÇÃO DA HÍBRIDA ÓPTICA BALANCEADA DE 90°	66
4.1. OSCILADOR LOCAL SIMULADO OU SISTEMA AUTO-HOMÓDINO	67

4.2. O INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER EM FIBRA ÓPTICA	67
4.3. A IMPLEMENTAÇÃO UTILIZADA PARA CONSTRUÇÃO E TESTE DA HÍBRIDA ÓPTICA	68
4.4. OS COMPONENTES DO SISTEMA	72
4.4.1. A Fonte Óptica	72
4.4.2. A Fibra Óptica	74
4.4.3. Os Acopladores Direcionais Ópticos em Fibra Monomodo	77
4.4.4. Os Moduladores de Fase Utilizando Cerâmica Piezoelétrica	79
4.4.5. Os Controladores de Polarização	83
4.4.6. Os Fotodetectores	84
4.5. AS ETAPAS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL	86
4.5.1. Acoplamento Laser-Fibra	86
4.5.2. Os Níveis de Potência de Entrada e Saída da Híbrida Óptica e a Perda de Inserção do Dis- positivo	91
4.5.3. As Emendas das Fibras Ópticas	93
4.5.4. Desenvolvimento dos Circuitos Eletrônicos de Recepção/Amplificação dos Sinais e de Reali- mentação da Híbrida	93
4.5.5. Utilização do Software P-CAD	103
4.5.6. Proteção do Circuito Eletrônico	103
4.5.7. O Equipamento Eletrônico Utilizado	105
4.6. O CONJUNTO EXPERIMENTAL	109
4.7. OBSERVAÇÃO EXPERIMENTAL DOS ESPECTROS DE FREQUÊNCIA DOS SINAIS DETECTADOS E A CARACTERIZAÇÃO PRÁTICA DO MODULADOR MF1/PZT-A ATRAVÉS DESSES ESPECTROS	110

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS	121
5.1. O SISTEMA EM FUNCIONAMENTO	122
5.2. O SISTEMA DE CONTROLE E SUA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	124
5.3. MEDIDAS, OBSERVAÇÕES EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES	126
5.4. OS PROBLEMAS ENCONTRADOS	136
5.5. CONCLUSÕES	138

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA ÓPTICO COERENTE HOMÓDINO COM DIVERSIDADE DE FASE	140
6.1. O ARRANJO EXPERIMENTAL DO SISTEMA PROPOSTO PARA IM- PLEMENTAÇÃO	141
6.2. A AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SISTEMA	144
6.3. COMENTÁRIOS	144

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	146
----------------------------------	-----

ANEXOS

ANEXO 1 . CURVAS CARACTERÍSTICAS DE DEFORMAÇÃO ESTÁTICA DOS CILÍNDROS PIEZOELÉTRICOS PZT-A E PZT-B COM A TENSÃO ELÉTRICA APLICADA [42]	156
--	-----

ANEXO 2	: DESENHO MECÂNICO DA "PEÇA SIMPLIFICADA PARA POSICIONAMENTO FIBRA-FOTODIODO"	159
ANEXO 3	: CÓPIA DO CATÁLOGO COMERCIAL DO FOTODETECTOR PIN SGD-040A DA EG&G PHOTON DEVICES	161
ANEXO 4	: CÓPIA DO CATÁLOGO DO CONJUNTO DE ACOPLAMENTO LASER-FIBRA F1015 DA NEWPORT CORPORATION	164
ANEXO 5	: DIAGRAMAS DE RADIACÃO DO FEIXE LUMINOSO, NOS EIXOS x E y , ÀS DISTÂNCIAS $z'_1 = 1,2$ cm e $z'_2 = 36,5$ cm DA JANELA DO TUBO DO LASER	172
ANEXO 6	: ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE RECEPÇÃO/AMPLIFICAÇÃO E DE REALIMENTAÇÃO DE CONTROLE DESENVOLVIDOS, UTILIZANDO O SOFTWARE P-CAD	177
ANEXO 7	: LAY-OUT's PARA CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DESENVOLVIDOS COM O AUXÍLIO DO P-CAD: a) Roteamento Automático; b) Roteamento Não-Automático	181

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO ÀS COMUNICAÇÕES ÓPTICAS COERENTES

Neste capítulo, apresenta-se o tema das Comunicações Ópticas Coerentes, enfocando brevemente aspectos práticos dos receptores empregados. Tipos de detecção, tipos de modulação/demodulação, vantagens/desvantagens, problemas inerentes e possíveis soluções são discutidos sucintamente.

1.1. INTRODUÇÃO

Uma das mais promissoras técnicas atualmente em desenvolvimento em muitos laboratórios de pesquisa no mundo todo é a tecnologia das *Comunicações Ópticas Coerentes* (ou Comunicações por Ondas ópticas Coerentes ou Comunicações Coerentes por Fibras ópticas), que utiliza no receptor uma técnica análoga àquela usada nos receptores super-heteródinos de rádio [1, 2]. Nesse caso, o sinal óptico recebido é somado vetorialmente com uma onda óptica gerada no próprio receptor (oscilador local), detectando-se a mistura dessas duas radiações, sendo este processo bem diferente da detecção direta na qual o sinal óptico é diretamente convertido em uma saída elétrica demodulada.

No caso da recepção coerente, a fotocorrente resultante no detector será uma réplica do sinal original transladado no domínio da frequência da faixa óptica (10^5 GHz) para a faixa de rádio, onde utilizam-se as técnicas convencionais em eletrônica para o processamento de sinal, como filtragem e demodulação. A frequência de rádio é denominada *Frequência Intermediária*, FI, e é da ordem de GHz [3, 4, 5, 6, 7, 8].

O uso de "*Sistemas Ópticos Coerentes*" proporciona significativa melhoria na recepção dos sinais, quando comparado com o uso da "Detecção Direta". A vantagem da recepção coerente está no grande aumento da sensibilidade do receptor (melhoria de $\cong 10$ dB) e no aumento de sua seletividade em relação ao comprimento de onda do sinal. Tais características permitem que sejam aumentadas em muito a

distância entre repetidores de um enlace óptico, além de possibilitarem o uso de Multiplexagem por Divisão em Frequência (FDM) com uma diminuição substancial do espaço entre os canais, tornando possível o aproveitamento da grande banda utilizável das fibras ópticas [3, 4, 5, 6, 8].

Na faixa de 1,3 a 1,5 μm , por exemplo, um receptor ideal que utiliza recepção coerente requer apenas um sinal de energia de 10 a 20 fótons por bit para que o sistema opere com uma *Taxa de Erro* (BER) igual 10^{-9} (onde BER = Bit Error Rate), apresentando portanto uma sensibilidade superior à da recepção com detecção direta, onde são necessários por volta de 1000 fótons por bit para que o sistema opere com a mesma taxa de erro, utilizando fotodiodos de avalanche [3]. Devido ao aumento em sua seletividade, um receptor coerente pode permitir uma Multiplexagem por Divisão de Frequência (FDM) com um espaçamento entre canais de apenas 100 MHz, enquanto a tecnologia convencional de multiplexagem óptica permite espaçamento mínimo entre canais de 100 GHz [3].

Muitos experimentos têm sido realizados obtendo-se, geralmente, resultados que se aproximam daqueles esperados teoricamente, principalmente quando são utilizados lasers de Hélio-Neônio ou YAG. Porém, quando utilizam-se lasers semicondutores como fonte óptica em sistemas coerentes, o desempenho do receptor é geralmente inferior. A principal causa dessa perda de qualidade da recepção, caracterizada pela deteriorização da sensibilidade do receptor, está relacionada ao "ruído de fase" da fase óptica, cuja influência é maior quando se trata de lasers semicondutores (largura de linha não desprezível) [3, 10, 11, 12]. O ruído de fase do laser é um processo aleatório causado por emissões espontâneas dentro da cavidade do laser, que gera uma certa modulação aleatória da fase do sinal de saída. Esse fenômeno se manifesta pelo alargamento do espectro de emissão do laser [13, 14], fazendo com que a largura de linha dos lasers semicondutores seja demasiadamente grande para uso em sistemas coerentes [3, 10, 11, 12]. Porém, certos tipos de lasers semicondutores têm sido desenvolvidos para minimizar esse problema, pelo estreitamento de seu espectro de emissão, como os lasers DFB ("Distributed Feedback") [15] e os lasers de cavidade externa [16, 43].

Sendo assim, uma das principais dificuldades na implementação de receptores coerentes está, atualmente, na obtenção de fontes ópticas de largura de linha estreita e que sejam estáveis em frequência e fase, para que possam ser utilizadas como oscilador local do receptor.

Os receptores de comunicações ópticas, assim como os receptores de rádio frequência, são classificados em 3 categorias básicas: *Receptores de Detecção Direta*, *Receptores Heteródinos* e *Receptores Homódinos*. Em comunicações ópticas, entretanto, os termos heteródino e/ou homódino são normalmente englobados pelo termo "coerente", ou seja, a detecção heteródina e/ou homódina são premissas para as comunicações coerentes. Isto se deve ao fato de que nestas duas técnicas faz-se uso da coerência "espacial" da portadora luminosa quando esta incide sobre o diodo misturador de frequências [3].

Em um receptor de detecção direta, o sinal óptico recebido (portadora modulada em intensidade) incide diretamente no detector, gerando pulsos de corrente elétrica proporcionais à sua potência instantânea, sendo, portanto, diretamente convertido para o sinal na banda-base [3, 4]. Tais sistemas são conhecidos por IM/DD (Modulação em Intensidade/Detecção Direta).

Nos sistemas heteródinos, o sinal que chega ao receptor é misturado a um sinal óptico gerado no próprio receptor por um oscilador local, que fornece uma radiação óptica de comprimento de onda distinto da portadora óptica recebida. Sendo assim, a fotocorrente do detector utilizado fornecerá a informação modulada em uma portadora de rádio (FI) cuja frequência será a diferença entre a frequência da portadora óptica do enlace e a frequência do oscilador local. É necessário, portanto, demodular eletronicamente o sinal (*Processamento de "Pós-detecção"*) para obter-se a informação desejada [3, 4, 8].

Nos sistemas homódinos, o sinal recebido também é misturado a um sinal óptico gerado no receptor. Porém, a frequência óptica desse oscilador local deve ser a mesma da portadora do sinal recebido. Sendo assim, a informação já pode ser colhida nos terminais do fotodiodo, uma vez que esta já é fornecida em sua banda base [3, 4, 8].

Os sistemas homódinos apresentam-se, teoricamente, melhores que os sistemas heteródinos, uma vez que possuem maior sensibilidade [17, 3]. Porém, na prática, os sistemas heteródinos ganham preferência, devido à dificuldade de conseguir-se fontes ópticas com ruído de fase baixo o suficiente para atender as especificações dos sistemas homódinos [17].

Outro fator importante, do qual depende diretamente a qualidade do receptor, é o tipo de modulação utilizada. Pode-se adotar modulação digital em amplitude (ASK), em frequência (FSK/CPFSK), em fase (PSK/DPSK) ou em polarização (POLSK). Atualmente, esforços em pesquisa têm sido concentrados em sistemas moduladores em fase devido ao aumento de sensibilidade que esse tipo de modulação proporciona [3, 4, 8]. Novamente, a grande barreira para a utilização de sistemas desse tipo é o "ruído de fase" dos lasers, caracterizado por sua largura de linha. Dependendo do tipo de laser empregado, a modulação pode ser feita diretamente sobre ele ou, também, por um modulador externo [8].

1.2. O RECEPTOR ÓPTICO COERENTE

O Receptor óptico Coerente, mostrado na Fig. 1.1, opera como descrito a seguir. O sinal óptico recebido é combinado com o sinal do oscilador local. Assume-se que os dois sinais são perfeitamente sincronizados em frequência e em fase e que eles têm polarizações idênticas. O sinal óptico combinado, o qual é a soma vetorial do sinal recebido com o sinal do oscilador local, é detectado por um detector óptico de lei quadrática ("não-linear"). Como resultado, uma corrente elétrica proporcional ao produto dos dois sinais é gerada e, então, filtrada por um filtro eletrônico. Esta corrente elétrica possui a informação, a qual aparece modulada em uma frequência de microondas (a FI). O processamento seguinte do sinal depende do valor desta frequência intermediária, f_{FI} , definida como segue:

$$f_{FI} = f_S - f_{OL}$$

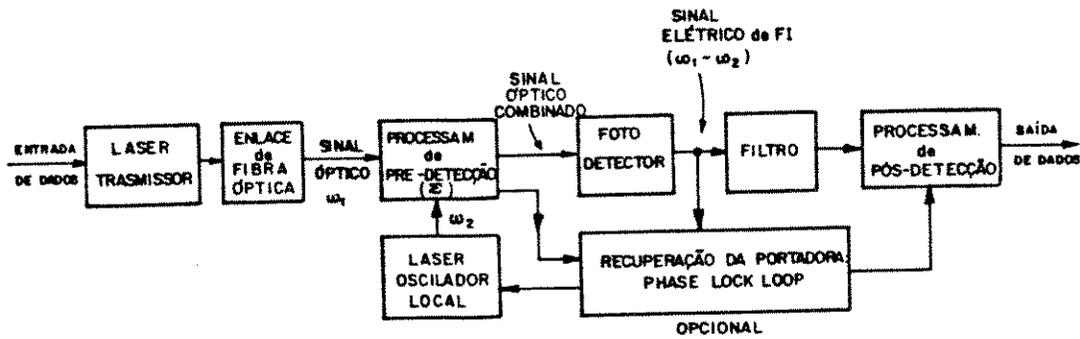
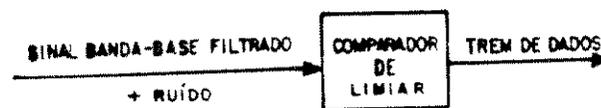
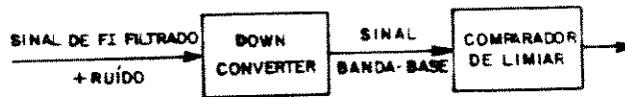


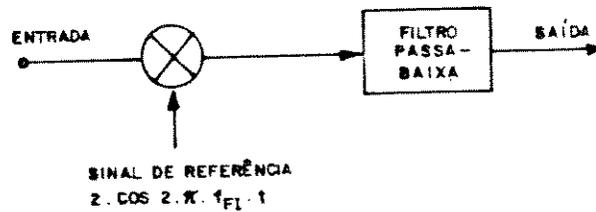
Fig. 1.1 : Diagrama de Blocos de um Receptor Óptico Coerente.



(a)



(b)



(c)

- Fig. 1.2 : (a) Processamento de Pós-deteção do Sinal para Receptores Homódinos: Apenas o Comparador de Limiar é Necessário
 (b) Processamento de Pós-deteção Coerente do Sinal para Receptores Heteródinos: um Processamento mais Sofisticado é Necessário
 (c) Estrutura do "Down Converter".

onde f_s é a frequência do sinal óptico recebido e f_{OL} é frequência do oscilador local. Uma escolha possível é

$$f_{FI} \gg R_b$$

onde R_b é a taxa de transmissão de dados em bit/s. Esta escolha corresponde à heterodinagem óptica. Outra escolha possível é

$$f_{FI} = 0$$

a qual corresponde à homodinagem óptica. Se o esquema de modulação usado é ASK (Amplitude Shift Keying) então a homodinagem óptica recupera diretamente o sinal banda-base e o processamento do sinal pós-deteccção é limitado a um comparador de limiar, como mostra a Fig. 1.2(a). No caso de heterodinagem óptica, um processamento mais sofisticado é necessário, mesmo quando o ASK é usado (veja Fig. 1.2(b)). O "hardware" de processamento do sinal mostrado nas Figs. 1.2(b) e 1.2(c) correspondem ao processo de pós-deteccção coerente heteródina. Este hardware proporciona ótimo desempenho, mas é razoavelmente complicado. Um hardware de processamento de pós-deteccção "não coerente", isto é, de envelope, de sinais ASK pode também ser utilizado. A implementação da pós-deteccção não-coerente é mais simples e mais barata mas tem a desvantagem de deteriorar o desempenho do sistema para baixas relações sinal-ruído [3, 4, 17].

O desempenho de um sistema de comunicações digitais é, normalmente, caracterizado pela *taxa de erros* (BER - bit error rate) a qual depende da *Relação Sinal-Ruído* (SNR) na entrada do comparador das Fig. 1.2(a) e 1.2(b) e da *Função Densidade de Probabilidade* (PDF) do ruído no mesmo ponto. Para altos valores de potência do oscilador local, a PDF é gaussiana, tanto para esquemas homódinos quanto para heteródinos, de maneira que a BER depende apenas da relação sinal-ruído (SNR). Sendo assim, normalmente se compara deteccção heteródina com deteccção homódina apenas em termos da SNR obtida na entrada do comparador de limiar para uma mesma potência do sinal óptico recebida (ou transmitida). A SNR é diretamente proporcional à

potência do sinal luminoso, P_s , tanto para a técnica de detecção heteródina quanto homódina. Conseqüentemente, um aumento de X dB na relação sinal-ruído (X arbitrário) significa exatamente o mesmo aumento de X dB na potência do sinal luminoso [3, 4, 17].

Em experimentos práticos, pode-se estimar a taxa de erros (BER) do sistema colocando-se no transmissor uma seqüência de bits previamente conhecida, mas gerada estatisticamente por computador, chamada "seqüência pseudo-aleatória". O sinal de saída do sistema é, então, comparado bit a bit com a seqüência conhecida e o número de bits errados é registrado, podendo-se computar o valor de BER. Existem aparelhos comerciais para essas medidas nas várias taxas de transmissão, desde kbit/s a Gbit/s. Outro método menos rigoroso, porém mais simples para avaliar o desempenho de sistemas práticos digitais, é a "Técnica do Diagrama de Olho". Os diagramas de olho utilizam um osciloscópio para visualizar a distorção da forma de onda do pulso no domínio do tempo. Esta técnica fornece várias informações, como medidas de distorção, margem de ruído, efeito do filtro do receptor, sensibilidade ao ruído, etc.. É uma técnica mais qualitativa (para comparações) do que quantitativa [5].

1.3. COMPARAÇÃO ENTRE HETERODINAGEM E HOMODINAGEM ÓPTICAS

Nos sistemas de comunicação convencionais (p. ex., microondas) a heterodinagem e a homodinagem possuem o mesmo desempenho. É importante salientar, entretanto, que o mesmo não ocorre em sistemas de comunicações ópticas: a detecção homódina de sinais ópticos pode apresentar uma sensibilidade de receptor melhor em 3 dB do que a detecção heteródina, conforme demonstrado teoricamente por Kazovsky [17]. Esta conclusão, porém, é válida apenas sob condições idealizadas (componentes/dispositivos ideais). Se dispositivos com características realísticas são levados em consideração, então o resultado pode ser completamente diferente.

Por outro lado, os sistemas heteródinos necessitam de fotodetectores e eletrônica de processamento de pós-deteccção muito mais rápidos do que os sistemas homódinos. Além disso, para detecccção homódina, tipo ASK/PSK, o fotodetector deve operar em $f_{FI} = 0$ e necessita de banda de passagem igual à largura da banda-base, B_B , enquanto que para detecccção heteródina, o detector deve operar até pelo menos $(f_{FI} + B_B)$ Hz, o que normalmente atinge pelo menos 5-6 vezes B_B . A razão disto é que f_{FI} deve ser suficientemente maior que B_B a fim de prevenir efeitos negativos de retro-dobragem espectral (espectro imagem). Em sistemas práticos isto significa que para uma dada velocidade do fotodetector, os sistemas heteródinos são intrinsicamente mais lentos que os sistemas homódinos. Por exemplo, pesquisadores britânicos transmitiram 140 Mbit/s utilizando um sistema homódino e conseguiram transmitir apenas 8 Mbit/s utilizando um sistema heteródino com hardware similar e freqüência intermediária de 110 MHz [6, 17].

A comparação de sistemas heteródinos e homódinos para taxas de dados mais altas deve levar em conta, também, um pico no espectro de ruído de fase do laser, na freqüência de vários GHz. Este pico é muito maior do que o nível de ruído normal em "baixas" freqüências; conseqüentemente, um sistema coerente provavelmente irá entrar em colapso caso seu espectro de sinal se sobreponha a este pico de ruído. Conforme já foi discutido, os sistemas homódinos trabalham com freqüências mais baixas que os sistemas heteródinos para uma mesma taxa de dados. Como resultado, portanto, o pico de ruído de fase pode limitar a utilidade de sistemas heteródinos a uma taxa de dados mais baixa do que aquelas possíveis com sistemas homódinos [17].

Portanto, o uso da detecccção homódina se apresenta como uma solução para os problemas de alta freqüência inerentes à utilização da detecccção heteródina, além de melhorar a sensibilidade do receptor. A homodinagem óptica é, entretanto, difícil de ser realizada na prática por ser muito sensível ao ruído de fase, exigindo lasers com larguras de linha muito estreitas e estáveis. Por exemplo, um desvio de freqüência do oscilador local (e/ou transmissor) pode ser inofensivo para sinais heterodinados, mas pode distorcer completamente a forma do espectro de sinais homodinados, conforme

mostra a Fig. 1.3. Em outras palavras, os sistemas homódinos são mais sensíveis às flutuações de frequência e fase do que os sistemas heteródinos. É esta a razão, inclusive, por que os experimentos atuais com sistemas homódinos têm usado, principalmente, lasers de HeNe (em $1,52 \mu\text{m}$), mais do que lasers semicondutores, uma vez que lasers de HeNe tem pureza espectral muito melhor.

A seguir, apresenta-se a razão pela qual a homodinagem é tão sensível ao ruído de fase. Pode ser mostrado que, num sistema coerente, a corrente no fotodetector, devido à detecção da mistura sinal-oscilador local, é dada por [3, 5]:

$$i_S = R \sqrt{P_{S_{11}} P_{OL}} \cdot \cos(2\pi f_{FI} \cdot t + \phi) \quad (1.1)$$

onde:

P_{OL} : potência do oscilador local;

$P_{S_{11}}$: potência da componente do sinal que tem a mesma polarização do DL;

f_{FI} : frequência intermediária ($f_{FI} = f_{OL} - f_S$);

ϕ : fase do sinal recebido com relação ao oscilador local ($\phi = \phi_S - \phi_{OL}$);

R : responsividade do fotodetector.

Para o sistema homódino, $f_{FI} = 0$ e

$$i_S = R \sqrt{P_{S_{11}} P_{OL}} \cdot \cos \phi. \quad (1.2)$$

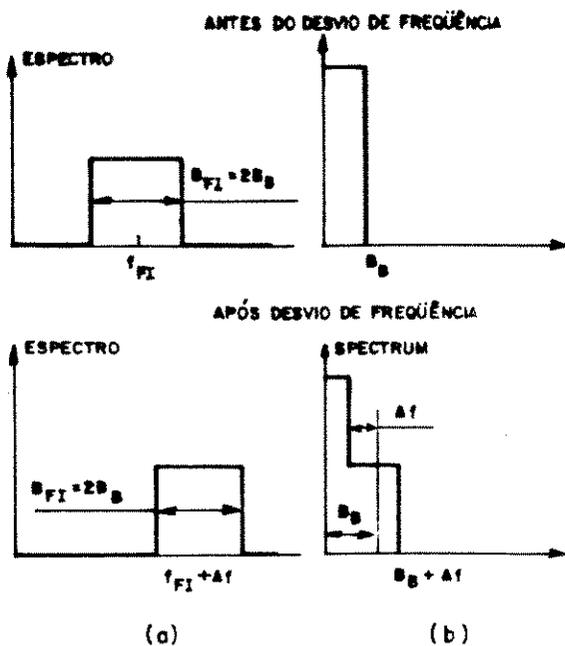


Fig. 1.3 : Impacto de um Desvio de Frequência do Oscilador Local/ Transmissor nos Espectros dos Sinais Detectados

(a) Espectro Heteródino Antes e Depois do Desvio; Note que a Forma Espectral é Preservada e sua Localização apenas é Alterada; Δf é o Desvio de Frequência
 (b) Espectro do Sinal Homódino Antes e Depois do Desvio; Note que a Forma Espectral é Completamente Distorcida.

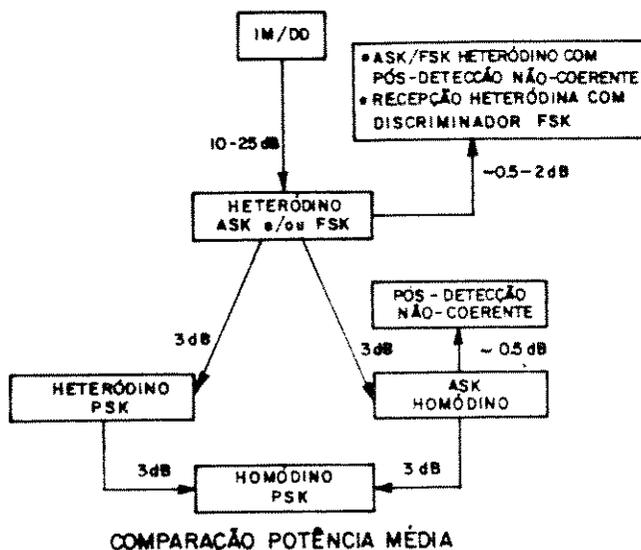


Fig. 1.4 : Comparação de Vários Formatos de Modulação, Detecção e Técnicas de Processamento de Sinal de Pós-deteccção em Termos da Potência de Sinal Óptico Média Recebida (ou Transmitida) do Sinal Óptico [17].

De (1.2) conclui-se que, se " ϕ " é deixado ser aleatório (ruído de fase), a informação se perde e o sistema fica sem sentido. É possível, entretanto manter $\phi = 0$ (ϕ pequeno) por meio de um controle automático de fase óptica ("Optical Phase-Locking"). Este processo fornece um eficiente receptor onde a melhor sensibilidade possível é conseguida (teoricamente). Porém, estes receptores de "phase-locking" só podem ser utilizados com lasers de larguras de linha extremamente estreitas ($\Delta\nu/R_b < 3 \times 10^{-4}$ para loops não lineares e $\Delta\nu/R_b < 6 \times 10^{-6}$ para loops balanceados⁽¹⁾) [38, 39]. Uma vez que tais larguras de linha não são, atualmente, conseguidas com lasers semicondutores, os receptores homódinos de "Phase-Locking" não são, portanto, práticos para aplicações industriais/comerciais.

Uma solução alternativa para este problema com a largura de linha é o uso de "Receptores com Diversidade de Fase", os quais também produzem um sinal de saída em banda-base (homódinos) mas sem usar o "Phase-Locking" óptico.

A Tabela 1.1 sumariza as vantagens e desvantagens relativas de sistemas homódinos e heteródinos [17]. A Tabela 1.2 classifica os principais esquemas de comunicação óptica coerente em desenvolvimento, atualmente, nos laboratórios de pesquisa mais importantes do mundo.

É interessante frisar que, visando-se ao sucesso de uma demonstração prática de um sistema de comunicações ópticas heteródino/homódino, assim como contribuir significativamente para o desenvolvimento do estado-da-arte atual na área, deve-se conseguir duas características básicas:

- 1) Utilizar 2 lasers semicondutores independentes como transmissor e oscilador local. Não convém que tais lasers sejam de HeNe ou possuam cavidades externas de grandes dimensões.

(1) $\Delta\nu = \Delta\nu_T + \Delta\nu_{OL}$, onde :

- $\Delta\nu$ é a largura de linha de FI;
- $\Delta\nu_T$ é a largura de linha do laser do transmissor;
- $\Delta\nu_{OL}$ é a largura de linha do laser do oscilador local.

PARÂMETRO	SISTEMAS HOMÓDINOS	SISTEMAS HETERÓDINOS
Sensitividade teórica do receptor	Melhor 3 dB do que a de sistemas heteródinos.	Pior 3 dB do que a de sistemas homódinos.
Estabilidade de fase óptica	Necessário.	Não é necessário, a menos que seja usado o processamento de pós-deteção coerente.
Estabilidade de frequência óptica	Necessário; a exigência é muito forte.	Necessário; mas a exigência não é muito forte, a menos que seja usado o processamento de pós-deteção coerente.
Estabilidade de polarização	Necessário.	Necessário.
Banda de passagem requerida para o fotodetector	Igual a banda-base, i.e., menor do que a de sistemas heteródinos por um fator 5 a 6. Necessita de detector passa-baixa.	5 a 6 vezes a dos sistemas homódinos. Necessita de detector passa-faixa.
Limite da taxa de dados devido ao pico no espectro de ruído de fase	5 a 6 vezes maior do que o de sistemas heteródinos. Exemplo: para o laser ITT LS7709, o limite é 700 Mbit/s.	Menor do que o de sistemas homódinos por um fator de 5 a 6. Exemplo: para laser ITT LS7709, o limite é 177 Mbit

TABELA 1.1 : Comparação de Sistemas Heteródinos com Sistemas Homódinos [17].

Recepção Óptica	Modulação	Demodulação
Heteródino	ASK	- Coerente - De envelope
	FSK	- Coerente - De envelope
	PSK	- Coerente - PSK Diferencial (DPSK)
Homódino	ASK	- PLL Óptico (OPLL) - Diversidade de Fase
	FSK	- PLL Óptico (OPLL) - Diversidade de Fase

TABELA 1.2 : Classificação de Vários Esquemas de Comunicações Ópticas Coerentes (PLL - Phase-Locked Loop) [3].

2) Proporcionar, pelo menos, 10 dB de melhoria na sensibilidade com respeito aos sistemas IM/DD.

Tais características, entretanto, apenas colocam o experimento como pesquisa de ponta, não desmerecendo outros que não as possuem, visando-se, por exemplo, finalidades eminentemente didáticas.

1.4. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO E PROBLEMA DA LARGURA DE LINHA

A Fig. 1.4 compara vários esquemas de modulação, técnicas de detecção e técnicas de processamento de sinal de pós-deteccção em termos da potência média do sinal recebido (ou transmitido). Nesta figura estão incluídas várias estruturas de recepção sub-ótimas (pós-deteccção não coerente para ASK/FSK e pós-deteccção com discriminador para FSK), além das técnicas de pós-deteccção coerentes ótimas [17]. A Fig. 1.4 não apresenta, porém, todas as técnicas possíveis de modulação/demodulação. A Fig. 1.5 mostra o desempenho relativo de várias técnicas de pós-deteccção, incluindo o DPSK e FSK com pós-deteccção coerente. São apresentadas apenas técnicas de modulação binárias, mas técnicas M-árias são também possíveis e podem, inclusive, melhorar o desempenho do sistema [17].

Embora muitas técnicas de modulação estejam sendo exploradas para transmissão óptica coerente, aquelas que têm produzido os resultados mais interessantes necessitam de fontes lasers com larguras de linha de $\cong 1$ MHz ou menos. Entretanto, as larguras de linha dos lasers semicondutores (monomodo) atuais são pelo menos 10 vezes este valor.

Os principais tipos de modulação digital utilizados em comunicações ópticas coerentes, "Amplitude Shift Keying" (ASK), "Frequency Shift Keying" (FSK) e "Phase Shift Keying" (PSK), diferem enormemente quanto ao nível de exigência de coerência do laser, ou seja, de largura de linha. ASK e FSK podem, a princípio, serem usados

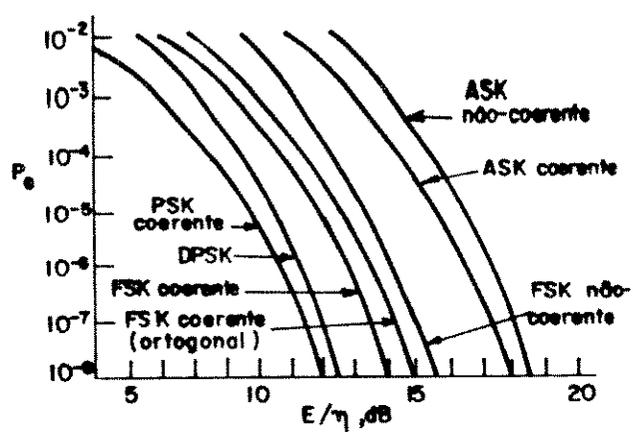


Fig. 1.5 : Desempenho Relativo de Várias Técnicas de Processamento de Pós-deteccção; E/η é Proporcional à Potência Luminosa Recebida no Caso Considerado; FSK Ortogonal = FSK com Pós-deteccção Heteródina [17].

com fontes tendo larguras de linha comparáveis à taxa de transmissão de bits, enquanto PSK necessita de fontes com larguras de linha da ordem de 0,01% da taxa de bits. O "Differential Phase Shift Keying" (DPSK), onde a informação é codificada como uma "mudança" ou "ausência de mudança" na fase óptica, é um esquema de modulação mais tolerante à largura de linha do que o PSK, visto que não exige comparações de fase por períodos de tempo superiores a um intervalo de bit. "Continuous-phase" FSK (CPFSK) é bastante similar ao DPSK em exigências e desempenho. Ambos, DPSK e CPFSK, necessitam larguras de linha de 0,2 a 0,5% da taxa de bits; entretanto, mesmo estas larguras de linha são impossíveis de serem obtidas com diodos laser convencionais [3, 4, 6, 13, 14].

Os quatro principais métodos atualmente pesquisados para resolver este problema da largura de linha são:

- (1) estreitar a largura de linha através do uso de uma cavidade ressonadora externa [3, 6, 16];
- (2) fazer uso da relativa insensitividade de alguns formatos de modulação (especialmente FSK) para grandes larguras de linha [3, 4, 6];
- (3) estreitar a largura de linha do diodo laser através da adição de uma cavidade estendida interna à estrutura do laser (estrutura monolítica) [3, 6, 15];
- (4) utilizar a técnica de "diversidade de fase" no receptor, cujo funcionamento será descrito no próximo capítulo.

Estes métodos podem, também, ser usados conjuntamente para otimizar ainda mais o sistema.

O uso de lasers de cavidade externa apresentou inicialmente resultados impressionantes e continua a bater recordes de melhor

sensitividade (45 fótons por bit para BER 10^{-9} usando DPSK e modulador de fase eletroóptico tipo guia de onda de alta velocidade) e recordes de maior distância de transmissão entre repetidores (290 km com CPFSK, para taxas de transmissão de 400 Mbit/s). Embora muito sucesso venha sendo obtido com o uso de lasers de cavidade externa, recentemente tem se dado bastante atenção à técnicas as quais permitam o uso de lasers semicondutores monolíticos. Estes lasers são compactos e bem mais práticos e, recentemente, têm se tornado mais baratos que aqueles de cavidade externa [6].

O uso de FSK com lasers de linha larga tem tido sucesso em taxas de bits mais baixas. Por exemplo, 165 fótons por bit e 300 km de transmissão foram conseguidos em 34 Mbit/s [6]. O FSK é realizado através de modulação direta da corrente de polarização do laser, a qual afeta o comprimento de onda de emissão do laser através da mudança na densidade de portadores. Entretanto, mesmo em baixas frequências ($\cong 10$ MHz), estão presentes muitos efeitos térmicos e a resposta FM do laser é extremamente não-uniforme, exigindo equalização eletrônica. O CPFSK tem sido demonstrado com sucesso usando lasers especiais com cavidades estendidas internas os quais produzem larguras de linha de 4,5 MHz: já foram realizados experimentos de transmissão de 2 Gbit/s sobre 202 km de fibra [6].

Embora já se tenha obtido significativo progresso nesta área, a solução final do problema da largura de linha/ruído de fase, ainda não está muito clara. Enquanto isso, entretanto, pesquisadores de todo o mundo têm-se confrontado com outro problema: obter a detecção coerente em taxas de bits ainda mais altas.

1.5. FLUTUAÇÕES DE POLARIZAÇÃO

Outro problema relevante em comunicações ópticas coerentes se deve ao fato de que a polarização da luz se altera durante a propagação pela fibra. No entanto, é necessário que os estados de polarização do sinal e D.L. estejam alinhados para proporcionar

uma mistura eficiente. Embora a luz de saída dos lasers semicondutores seja, tipicamente, linearmente polarizada, significativa bi-refringência está presente na fibra, principalmente como resultado de curvaturas. Conseqüentemente, o estado da polarização no receptor não é apenas elíptico mas também variante no tempo devido à possíveis movimentos da fibra. Apesar do desenvolvimento das fibras mantenedoras de polarização, as fibras cilíndricamente simétricas já estão instaladas e, portanto, torna-se necessário uma solução mais geral para o problema da flutuação de polarização. Alguns esquemas de compensação automática de polarização baseados em dispositivos mecânicos ou eletroópticos têm sido demonstrados. Entretanto, uma solução mais prática é construir receptores insensíveis à polarização (*Receptores com Diversidade de Polarização*), cujos princípios são semelhantes aos dos receptores com diversidade de fase. Os receptores com diversidade de polarização podem ser realizados de 2 maneiras: uma envolvendo o chaveamento temporal ("scrambling") da polarização e outra detectando independentemente (especialmente separados) dois estados de polarização ortogonais e combinando, em ambos os casos, os sinais de FI resultantes [6, 18, 19, 30, 40, 41].

CAPÍTULO 2

A TÉCNICA DE DIVERSIDADE DE FASE PARA RECEPTORES ÓPTICOS COERENTES

Neste capítulo é apresentada a técnica de "Diversidade de Fase" dentro das comunicações ópticas coerentes. O mecanismo de funcionamento é explicado e as aplicações e vantagens são comentadas. A seguir, discute-se o funcionamento e a implementação das "híbridas ópticas" indispensáveis à diversidade de fase. E, por último, apresenta-se um conjunto de resultados de experimentos recentes utilizando tal técnica, de maneira a enfatizar e discutir as vantagens e desvantagens desses sistemas.

2.1. INTRODUÇÃO

A análise feita no Capítulo 1 entre os diferentes receptores ópticos coerentes sugere a superioridade da homodinagem sobre a heterodinagem. Entretanto, a maioria dos sistemas experimentais tem empregado o esquema heteródino. A razão é simples; a homodinagem é muito difícil de ser realizada devido à necessidade de casamento de fase (além do casamento de frequência) entre sinal e oscilador local. Algumas técnicas de casamento de frequência/fase têm sido estudadas, sendo a técnica de "phase-locking", i.e., PLL óptico, a principal delas. O PLL óptico não é uma técnica fácil de ser implementada na prática, e ainda exige uma grande melhoria na largura de linha dos lasers semicondutores e um melhor desenvolvimento da técnica de circuito integrado opto-eletrônico (OEIC) a fim de se obter alta estabilidade no circuito de realimentação [3]. Já o esquema homódino com diversidade de fase, em comparação com o PLL óptico, é muito mais fácil de ser realizado e pode tolerar purezas espectrais pobres (maiores larguras de linha) : mesmo quando a largura de linha da FI, $\Delta\nu$, é igual à taxa de bits, a penalidade de sensibilidade é menor que 2 dB, se o ASK ou FSK são usados [21]. Esta vantagem, associada ao fato dos receptores com diversidade de fase operarem na banda-base, permite construir sistemas coerentes utilizando apenas componentes disponíveis comercialmente : lasers DFB e módulos p-i-n/FET. As vantagens citadas são conseguidas, entretanto, às expensas de uma maior

complexidade eletrônica do receptor e da necessidade de processamento exato dos sinais elétrico e óptico (para evitar grandes penalidades na sensibilidade) [21].

Na operação do sistema com diversidade de fase, a necessidade de "phase-locking" é evitada, mas, no entanto, o travamento de frequência ("discriminador de frequência) continua sendo necessário.

2.2. PRINCÍPIOS DOS RECEPTORES HOMÓDINOS COM DIVERSIDADE DE FASE

Como já foi dito, tanto o problema de ruído de fase como o de flutuação da polarização podem ser resolvidos utilizando receptores que empregam o princípio da DIVERSIDADE. Neste tipo de receptor, o campo do sinal e o campo do O.L. são combinados para produzir dois ou mais campos de saída (E_k). Os campos (E_k) são combinações lineares de E_s e E_{OL} , onde E_s é o campo do sinal e E_{OL} é o campo do oscilador local; a relação específica entre (E_k), E_s e E_{OL} será apresentada posteriormente. O dispositivo óptico usado para gerar os campos (E_k), a partir dos campos E_s e E_{OL} , é chamado de "Híbrida Óptica". Os campos (E_k) são detectados separadamente e as correntes resultantes (i_k) são, então, processadas para a recuperação dos dados e adicionadas após a demodulação ter sido realizada.

A Fig. 2.1 mostra o diagrama de blocos de um receptor com "diversidade de fase". Tal receptor emprega uma híbrida óptica com 2 portas de entrada e N portas de saída (onde $2 \leq N \leq 4$ é normalmente usado por ser mais vantajoso) para gerar N misturas do sinal recebido com o sinal do oscilador local. Esta híbrida óptica deve garantir que as correntes dos N detectores tenham entre si uma diferença de fase igual a $360^\circ/N$. Assim, um simples cálculo trigonométrico mostra que se estes sinais de corrente forem elevados ao quadrado e somados juntos, o resultado será proporcional à potência do sinal e independente de ϕ (ruído de fase) - veja expressão (1.2) [18, 19, 20, 21].

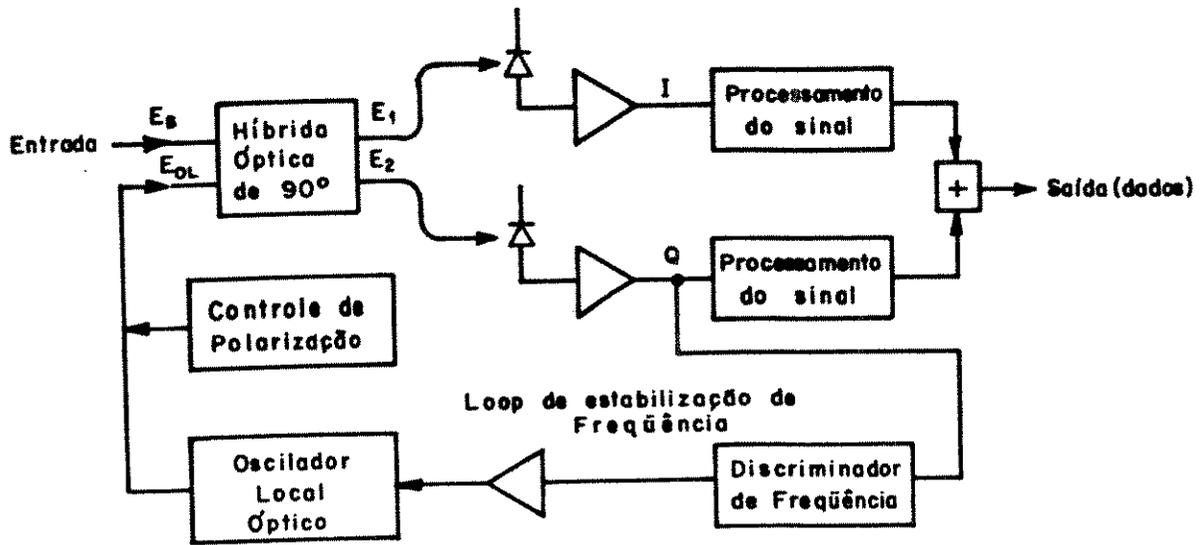


Fig. 2.1 : Receptor com Diversidade de Fase (N = 2 braços).

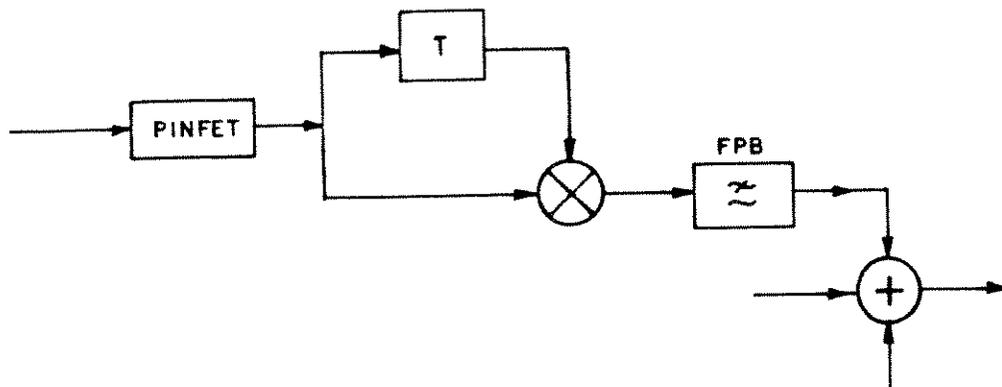


Fig. 2.2 : Diagrama de Blocos do Circuito Atrasador-Multiplicador

$T = \frac{1}{R_b}$ é o Tempo de Duração de 1 Bit.

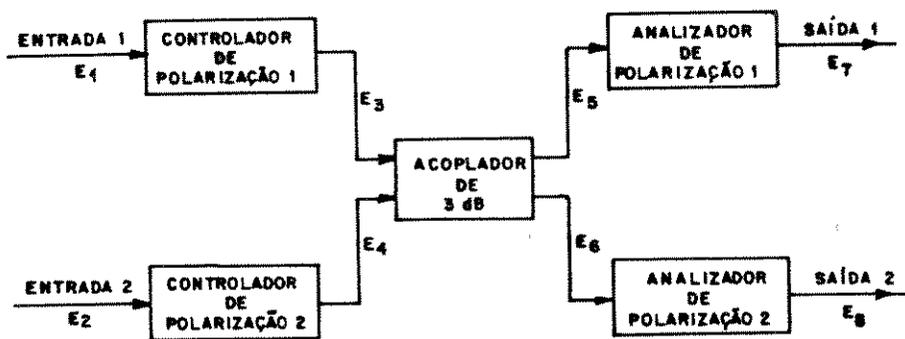


Fig. 2.3 : Diagrama de Blocos da Híbrida Óptica de 90° Proposta por Kazovsky et al. [23].

é bom salientar agora, entretanto, que a utilização de circuitos quadradores em cada uma das saídas da híbrida, após a fotodeteccção, é válida somente para modulação em amplitude (ASK). Para modulação em "fase" (PSK, DPSK). O processo de quadramento (elevar à potência 2) é substituído por um processo atrasador -multiplicador (veja Fig. 2.2). Caso contrário, a informação de modulação é perdida [27].

Experimentos já realizados mostram que receptores com diversidade de fase exibem uma maior penalidade por desalinhamento de polarização do que receptores coerentes utilizando PLL óptico, e que têm sua capacidade limitada principalmente pelo ruído de intensidade (mais do que pelo ruído de fase). Entretanto, outros experimentos têm confirmado a predição teórica de que grandes largura de linha dos lasers não levam a uma grande deterioração no desempenho dos receptores de diversidade de fase [18, 21].

2.3. A HÍBRIDA ÓPTICA

2.3.1. Definição e Funcionamento da Híbrida Óptica

Assumindo que os estados de polarização dos campos de entrada E_S e E_{OL} sejam lineares e paralelos, os campos de saída de uma híbrida óptica simétrica devem ser, por definição, igual ao que se segue [18, 19, 20, 21].

Para o caso de 2 braços:

$$\begin{cases} E_1 = \sqrt{0,5L} (E_S + E_{OL}) \\ E_2 = \sqrt{0,5L} (E_S + j E_{OL}) \end{cases} \quad (2.1)$$

Para o caso de 3 ou mais braços:

$$E_k = \sqrt{L} \cdot \left[E_s + E_{OL} \cdot \exp(360^\circ (K - 1)/N) \right] / \sqrt{N}, \quad 1 \leq K \leq N \quad (2.2)$$

onde:

E_k é o campo de saída do k-ésimo braço

$N \geq 3$ é o número de braços de saída

$-10 \log L$ é a perda em dB.

Um dispositivo óptico satisfazendo a Eq. (2.1) é chamado de híbrida de 90° ; um dispositivo satisfazendo a Eq. (2.2) com $N = 3$ é chamado de híbrida de 120° .

Quando os campos de saída da híbrida são detectados, os seguintes sinais de corrente aparecem (assumindo modulação ASK, por simplicidade):

Caso de 2 Braços:

$$\begin{cases} i_1 = L d A \cos\phi \\ i_2 = L d A \sin\phi \end{cases} \quad (2.3)$$

Caso de 3 ou Mais Braços:

$$i_k = \frac{2L}{N} d A \cos[\phi + 360^\circ (K - 1)/N] \quad (2.4)$$

onde $A = \mathcal{R} \sqrt{P_s \cdot P_{OL}}$

\mathcal{R} : responsividade do fotodiodo

P_s : potência do sinal na entrada do dispositivo

P_{OL} : potência do oscilador local na entrada do dispositivo

d : é um sinal binário (0 ou 1)

ϕ : é o ruído de fase combinado do transmissor e oscilador local.

Observando as Eqs. (2.3) e (2.4), nota-se que se as correntes (i_k) forem elevadas ao quadrado e somadas, o resultado será:

$$i_{TOTAL}^2 = \sum i_k^2 = \frac{2L^2}{N} R^2 d^2 P_s P_{OL} \quad (2.5)$$

Assim, obtém-se um sinal contendo a informação, mas independente do ruído de fase e, portanto, tolerante a larguras de linhas maiores [18].

2.3.2. O Número de Braços da Híbrida/Receptor

A expressão (2.5) mostra que o sinal i_{TOTAL}^2 é inversamente proporcional ao número de braços N , de maneira que maiores valores de N necessitam de maior potência do O.L. para suprimir o ruído do receptor e obter a mesma relação sinal-ruído. Conseqüentemente, é importante manter o número de braços pequeno e $N = 2$ é mais vantajoso por este ponto de vista [18]. Infelizmente, os receptores de 2 braços têm duas sérias desvantagens:

a) as híbridas ópticas de 90° necessárias a estes receptores são dispositivos inerentemente com perdas: a perda de uma híbrida

simétrica de 90° não pode ser menor que 2,3 dB, e todas as implementações conhecidas têm uma perda superior a 3 dB [18, 23]; e

- b) as imperfeições do receptor, tais como desalinhamento de polarização, ruído de intensidade do oscilador local e reflexão, têm forte efeito nos receptores de 2 braços, mais do que em receptores com $N > 2$, causando maiores penalidades na sensibilidade [23].

Os receptores de três braços ($N = 3$) necessitam de mais "hardware" para processamento do sinal eletrônico e de maior potência do oscilador local que os receptores de 2 braços. Entretanto, os receptores de 3 braços oferecem duas vantagens:

- a) a híbrida de 120° necessária a este receptor teoricamente não tem perda intrínseca e pode ser implementada simplesmente usando um acoplador estrela 3×3 de baixa perda [10, 20, 29]; e
- b) os receptores de 3 braços são mais tolerantes às imperfeições do receptor do que os receptores de 2 braços [18]

Os receptores de quatro braços ($N = 4$) necessitam de 4 fotodetectores os quais geram 4 fotocorrentes: $i_1 = A \cos\phi$, $i_2 = A \sin\phi$, $i_3 = -A \cos\phi$, e $i_4 = -A \sin\phi$. No entanto, considerando-se as quantidades $i_{13} \equiv i_1 - i_3 = 2 A \cos\phi$ e $i_{24} \equiv i_2 - i_4 = 2 A \sin\phi$, que podem ser geradas através da conexão "back-to-back" (Anodo-catodo) dos fotodiodos (1 com 3 e 2 com 4), obtém-se uma configuração dita balanceada e se i_{13} e i_{24} são quadrados e somados juntos, o resultado é também independente do ruído de fase, como nos outros receptores com diversidade de fase de 2 braços. Conseqüentemente, este receptor de 4 braços combina as vantagens dos receptores balanceados com os da diversidade de fase: protege o sistema contra ruído de fase, ruído de intensidade e reflexões no

oscilador local. Tal receptor necessita de 4 fotodetectores e de apenas 2 "hardwares" de processamento do sinal eletrônico de RF (amplificadores, filtros e quadradores). Em outras palavras, ele tem 4 braços ópticos e 2 braços eletrônicos [18]. Uma híbrida para tal receptor não tem teoricamente perda intrínseca, de maneira que as potências do sinal e O.L. podem ser usadas eficientemente [24]. Entretanto, um receptor de 4 braços necessita de maior nível de potência do O.L. que aqueles de 2 ou 3 braços. O modelo da híbrida utilizada, neste caso, é conhecido como "híbrida balanceada de 90° ".

Os receptores com $N \geq 5$ não oferecem vantagens adicionais e seus desempenhos normalmente são piores do que daqueles com $N < 5$ [18].

2.3.3. Possíveis Implementações da Híbrida Óptica

Em analogia aos circuitos de microondas, onde as híbridas de 90° e similares (híbrida em anel, T-mágico, etc.) tiveram enorme importância em receptores homódinos e heteródinos [1, 2], o desenvolvimento de híbridas ópticas tem mostrado grande potencial, desde que sejam resolvidos os problemas atuais de instabilidade dos parâmetros em relação às variações térmicas ambientais. A implementação da híbrida óptica pode ser feita com óptica discreta, óptica integrada ou toda em fibra óptica [23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 41].

A Fig. 2.3 mostra o diagrama de blocos de uma híbrida óptica de 90° conforme proposto por Kazovsky et al. [23]. E_1 e E_2 são considerados de mesma polarização linear. O controlador de polarização 1 gira o estado de polarização em 45° , enquanto que o controlador 2 converte a polarização linear em circular. Utilizando um acoplador de 3 dB onde o coeficiente de acoplamento é independente da polarização e alinhando os dois analisadores de polarização ortogonalmente um com respeito ao outro, obtém-se um dispositivo com 2 braços de saída que opera como uma híbrida de 90° , com perda intrínseca de 3 dB [23].

A Fig. 2.4 mostra outro modelo de híbrida de 90° , segundo proposto por Hodgkinson et al. [27]. Os campos do sinal recebido e do oscilador local são somados em um acoplador direcional de 3 dB de fibra óptica e a saída resultante é aplicada em um divisor de feixe (beam-splitter) seletivo em polarização. Isto separa o sinal e o oscilador local em componentes de campos ortogonais, as quais aparecem isoladamente nas portas E e O da híbrida. A perda, neste caso, é, no mínimo, superior a 3 dB [27].

Outro modelo de híbrida de 90° de 2 braços utilizando elementos discretos, foi proposto por Wang e Leeb [26].

Como foi dito anteriormente, um acoplador direcional simétrico ideal 3×3 pode, a princípio, ser usado como híbrida de 120° . Infelizmente, os acopladores 3×3 práticos sofrem de várias imperfeições, incluindo perdas, distribuição não uniforme da potência de entrada entre as portas de saída e dependência com a polarização. Como resultado, não se pode garantir que os acopladores 3×3 práticos funcionem com híbrida de 120° . Pode-se, entretanto, selecionar acopladores 3×3 que tenham desempenho suficientemente próximo do ideal para serem usados como híbrida de 120° [18]. Em [28] e [29] são apresentados sistemas práticos utilizando tal híbrida.

Hoffmann et al. [25] desenvolveram uma "híbrida balanceada de 90° " (de 4 braços de saída), integrada em niobato de lítio (Li Nb O_3) e controlada ativamente, com desempenho muito bom, para uso em receptores de 4 portas.

Baseados em um modelo muito semelhante ao anterior, Berenbrock e Schlemmer [24] desenvolveram, também, uma híbrida balanceada de 90° , porém toda montada em fibra óptica, conforme mostra a Fig. 2.5. No esquema proposto tem-se um dispositivo de 8 portas, sendo usadas 2 portas como entrada e as 4 portas de saída são combinadas para se obter apenas dois sinais eletrônicos. Assumindo sinais linearmente polarizados na entrada e paralelos um ao outro e usando 4 acopladores de fibra monomodo de 3 dB, sem perdas, obtém-se as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 na saída dos fotodetectores. A diferença de fase de 90° entre i_1 e i_4 e entre i_2 e i_3 , respectivamente, é,

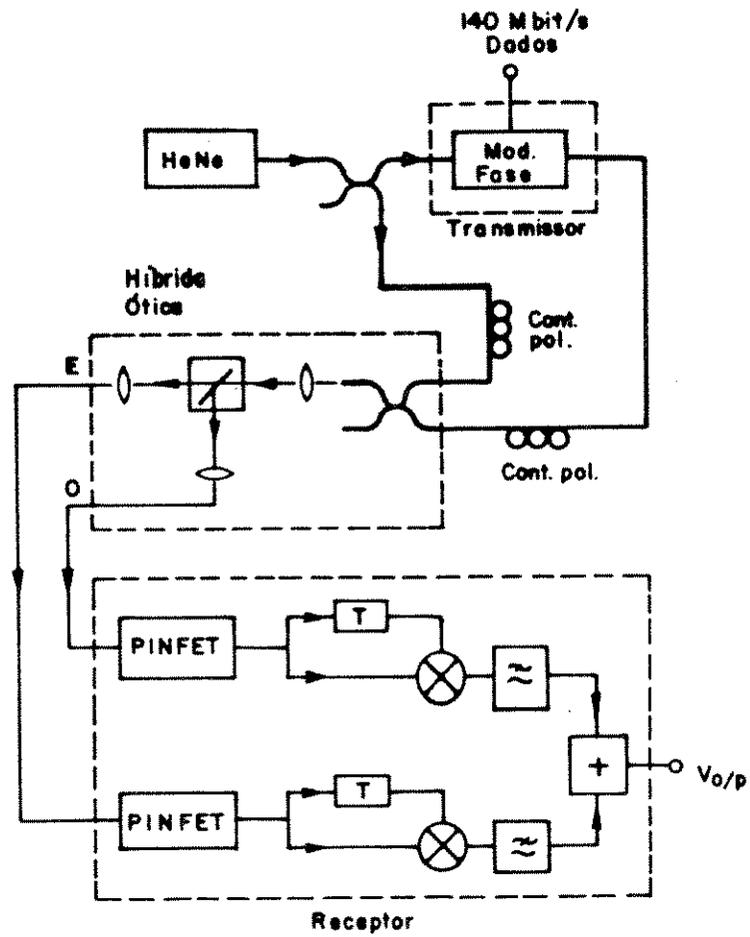


Fig. 2.4 : Esquema Experimental da Híbrida de 90° e do Sistema Óptico Coerente DPSK Proposto por Hodgkinson et al. [27].

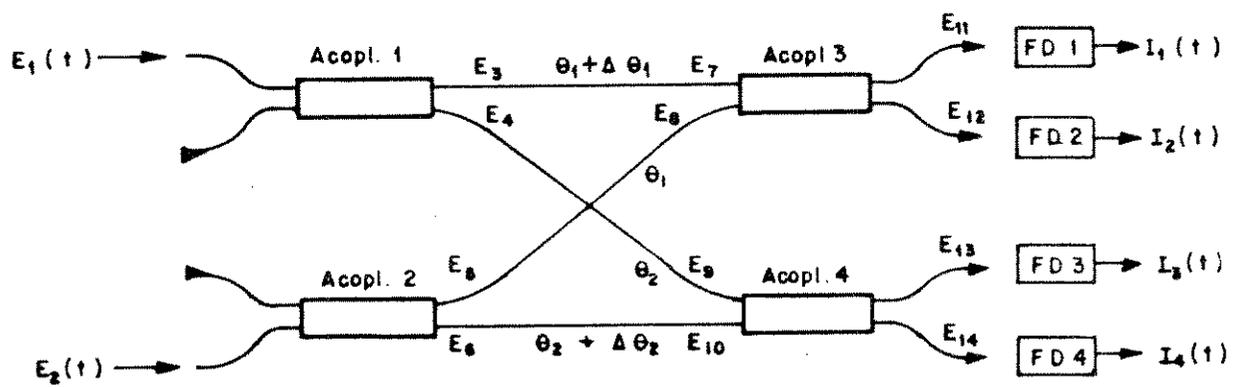


Fig. 2.5. : Configuração da Híbrida Balanceada de 90° Proposta por Berenbrock e Schlemmer [24].

então, conseguida ajustando-se "ativamente" $\Delta\theta_1$ e/ou $\Delta\theta_2$, de maneira que $\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 \triangleq 90^\circ \pm n \cdot 180^\circ$. O ajuste de $\Delta\theta_1$ e/ou $\Delta\theta_2$ é conseguido por meio de defasadores construídos com elementos piezo-elétricos e circuitos controladores de realimentação.

Outros modelos de híbridas são também possíveis e tem sido implementados [18].

2.4. RESULTADOS DE PESQUISAS RECENTES EM RECEPTORES COM DIVERSIDADE DE FASE

2.4.1. Sumário de Estudos Teóricos Recentes

A Fig. 2.6 mostra uma configuração para processamento de sinal proposta recentemente para receptores com diversidade de fase, a qual consiste de filtros banda-larga, retificadores e um filtro de banda-estreita. O componente mais crítico desta estrutura é o filtro banda-larga, cuja banda de passagem ótima é aproximadamente $\sqrt{R_b^2 + (6 \Delta\nu)^2}$, onde R_b é a taxa de bits e $\Delta\nu$ é a largura de linha da FI [4, 11, 18]. A Fig. 2.7 mostra a penalidade na sensibilidade versus $\Delta\nu.T$, onde $T = \frac{1}{R_b}$ é o tempo de duração de bit. É assumido que o receptor (conseqüentemente, o filtro banda larga) tenha largura de banda ótima, de maneira que ela aumenta quando se move para a direita ao longo do eixo horizontal. Esta figura revela que a estrutura otimizada é extremamente tolerante ao ruído de fase: a penalidade na sensibilidade é menor que 2 dB quando a largura de linha é igual à taxa de bits. É interessante comentar que até recentemente acreditava-se que a largura de linha devia ser muito menor que a taxa de bits em sistemas coerentes [18].

A Tabela 2.1 compara as propriedades de vários tipos de receptores coerentes. Ela revela que os receptores homódinos com

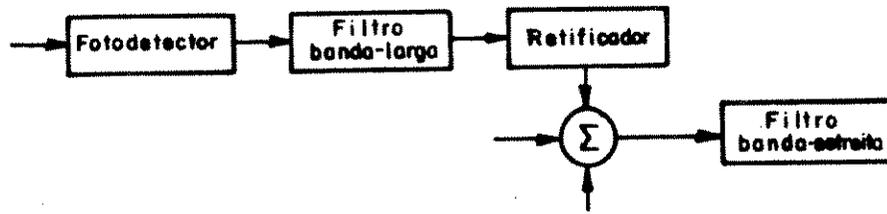


Fig. 2.6 : Modelo de Receptor com Diversidade de Fase Empregando Filtros de FI Banda-larga, Retificadores e Filtro Banda-base de Banda-estreita.

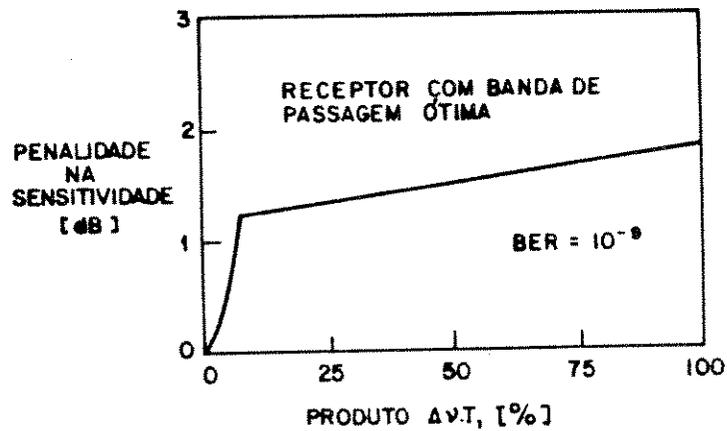


Fig. 2.7 : Penalidade em Sensitividade Versus $\Delta\nu.T$ para Receptores com Diversidade de Fase Otimizados com Filtro de FI Banda-larga.

diversidade de fase têm a mesma sensibilidade e exigência de largura de linha que os receptores heteródinos, e que necessitam de filtros "passa-baixa" cujas bandas de passagem são menores do que as bandas de passagem dos filtros "passa-faixa" dos receptores heteródinos (4 pontos positivos, portanto). A principal vantagem dos receptores homódinos com diversidade de fase com respeito aos receptores homódinos de "Phase-Locking" é amenizar tremendamente as exigências de largura de linha dos lasers. Outra vantagem dos receptores de diversidade de fase é necessitarem de um menor espaçamento entre canais em aplicações multi-canais, quando comparado aos sistemas heteródinos. Estas vantagens são conseguidas, entretanto, às custas de uma maior complexidade do receptor óptico e maiores níveis de potência exigidos no oscilador local [18, 19].

TABELA 2.1 : Propriedades de Vários Receptores Coerentes⁽¹⁾
(Resultados Teóricos)

Tipo de Receptor	Sensibilidade	Largura de Linha ⁽²⁾	Banda de Passagem Aproximada do Receptor ⁽³⁾
Heteródino	42 fótons/bit	igual à taxa de bits	$\sim 2\sqrt{R_b^2 + (6 \Delta\nu)^2}$
Homódino com "Phase-Locking"	10 fótons/bit	$3 \cdot 10^{-4}$ x taxa de bits	$\sim R_b$
Homódino com Diversidade de Fase	42 fótons/bit	igual à taxa de bits	$\sim \sqrt{R_b^2 + (6 \Delta\nu)^2}$

(1) A tabela assume que é usado o formato de modulação ASK com demodulação não-síncrona, mas a maioria dos resultados são também aplicáveis ao FSK.

(2) Para penalidade de 2 dB.

(3) Notação : R_b = taxa de bits

$\Delta\nu$ = largura de linha da FI.

2.4.2. Sumário de Estudos Experimentais Recentes

A Tabela 2.2 sumariza as recentes atividades de pesquisa em laboratórios com receptores utilizando diversidade de fase [18, 19]. Uma inspeção desta tabela revela que os receptores com diversidade de fase alcançaram um impressionante nível de maturidade: dois lasers DFB independentes foram usados como transmissor e oscilador local [E, F, J]; taxas de bits tão altas quanto 680 Mbit/s foram empregadas [B, I]; $\Delta\nu/R_b > 50\%$ foi utilizado [G, H, J]. Nesta mesma tabela são, também, apresentados resultados de estudos teóricos com lasers semicondutores de grande largura de linha [D, K].

TABELA 2.2: Estudos de Diversidade de Fase [18]

Referência	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
Empresa	BRIL	STC	STC	Bellcore	STC	STC	Bellcore	Bellcore	Siemens	Bellcore	Bellcore
Número de braços	2	3	3	arbitrário	3	3	2	2	3	2	3
Comprimento de onda	1,5 μm	1,5 μm	1,5 μm		1,5 μm	1,5 μm	1,5 μm	1,5 μm	1,5 μm	1,5 μm	
Taxa de bits	140 Mb/s	680 Mb/s	320 Mb/s	teoria	140 Mb/s	140 Mb/s	140 Mb/s	150 Mb/s	565 Mb/s	150 Mb/s	teoria
F. I.	∅	6,8 MHz	3,2 MHz		70 MHz	70 MHz	∅	∅	5 MHz	< 75 MHz	
Modulação	DPSK	ASK	DPSK e FSK com um filtro	ASK e FSK	FSK com um filtro	FSK com um filtro	ASK	ASK	DPSK	ASK	ASK e FSK
Sensitividade	-44 dBm	-42 dBm	-47,5 dBm	-	-51,8 dBm	-51,8 dBm	-	-51 dBm	-40 dBm	-56,5 dBm	-
Largura de linha/Taxa de bits	∅	∅	∅	∅	∅,36	∅,36	∅,57	∅,53	∅	∅,61	∅
Lasers	um: DFB	dois: HeNe e semicond injec. lock	dois: HeNe	largura de linha grande	dois: DFB	dois: DFB	um: DFB	um: DFB	dois: HeNe	dois: DFB	largura de linha grande
Significação do técnico	primeiro estudo de 2 braços	primeiro estudo com 3 braços e primeiro estudo com 2 lasers	primeiro estudo com 3 braços	primeira predição da tolerância a grandes larguras de linha	primeiro estudo de 3 braços com lasers semicondutores	primeiro estudo multi-canal com receptores de diversidade de fase	primeiro estudo de 2 braços com lasers semicondutores	primeira medida de BER em receptores de 2 braços com lasers semicondutores	receptor compacto	primeiro estudo de 2 braços com dois lasers semicondutores	primeiro estudo do impacto das reflexões ópticas

Nota: μm = micrometro

CAPÍTULO 3

HÍBRIDA ÓPTICA: O MODELO VIÁVEL PARA IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo é proposta a montagem de uma híbrida óptica balanceada de 90° , viável para o laboratório de comunicações ópticas - LCO/DMO/FEE/UNICAMP. A análise e os resultados obtidos teoricamente fornecem as condições de projeto a serem obedecidas para garantir o funcionamento da híbrida proposta. Um conjunto experimental para construção e teste do dispositivo é, então, apresentado. Por fim, é feito um estudo teórico sobre como sintonizar a realimentação de controle através da introdução de um "desvio" de frequência no sinal do O.L. (na verdade uma modulação FSK).

3.1. A PROPOSTA INICIAL

O plano inicial deste projeto previa a construção, teste e calibração de dois modelos de híbrida óptica de 90° . O primeiro, baseado no modelo proposto por Kazovsky et al. [23], consiste de um acoplador direcional de 3 dB, dois controladores de polarização e dois analisadores de polarização. E o segundo, baseado no modelo de híbrida balanceada de 90° proposto por Berenbrock e Schlemmer [24], consiste de quatro acopladores direcionais de fibras ópticas monomodo de 3 dB sem perdas e 2 moduladores de fase óptica construído com cerâmica piezoelétrica. No decorrer do projeto, entretanto, devido à dificuldade em se obter "analisadores de polarização" satisfatórios, decidiu-se abandonar a implementação do primeiro modelo citado.

Na implementação do segundo modelo, deparou-se também com um problema sério: não se tinha à disposição acopladores de fibras ópticas sem perdas e com razões de acoplamento de 3 dB (50%). Pelo contrário, os acopladores disponíveis possuíam perdas variadas e altas e suas razões de acoplamentos diferiam entre si e de 3 dB. Este fato deveria provocar um funcionamento do dispositivo diferente

do previsto teoricamente por Berenbrock e Schlemmer [24]. Foi realizada, então, uma análise teórica mais profunda do modelo proposto, visando a utilização de acopladores não ideais (com perdas de inserção e razões de acoplamento quaisquer), a qual é apresentada na seção 3.3 [34].

3.2. O ACOPLADOR DIRECIONAL ÓPTICO UTILIZADO

As peças chaves da híbrida proposta para implementação são os 4 Acopladores Direcionais de Fibras ópticas Monomodo Simétricos utilizados. Eles são ditos simétricos por terem sido construídos com fibras idênticas (mesmo parâmetro "V") [37]. Estes acopladores, Fig. 3.1, foram confeccionados no CADFO/CPqD/TELEBRÁS utilizando a técnica de Fusão em Estrutura Bicônica e são caracterizados, em termos de potência óptica, por uma razão de acoplamento $RA = K^2$ e por uma perda de inserção (atenuação óptica) $L = \alpha^2$ [35].

Na Fig. 3.1, P_{1_i} é a potência luminosa que entra no acoplador i , P_{4_i} é a potência que sai do acoplador pela porta acoplada, P_{3_i} é a potência que sai do acoplador pela porta direta e P_{2_i} é a potência que retorna à porta 2 devido à imperfeições, reflexões, etc. na estrutura. Para este acoplador, tem-se [35]:

- fração da potência que é acoplada:

$$K_i^2 = R.A. = \frac{P_{4_i}}{P_{3_i} + P_{4_i}} = \text{sen}^2(c_i \ell_i) \quad (3.1.a)$$

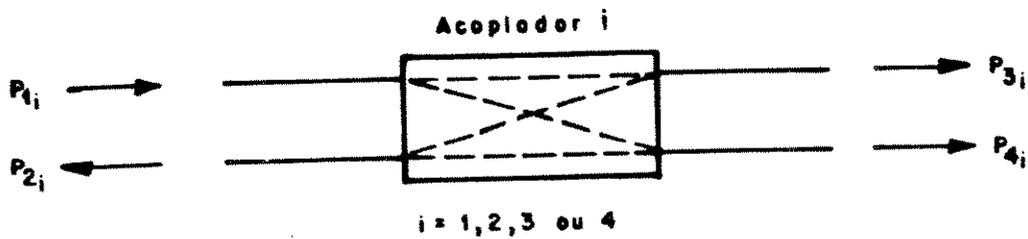


Fig. 3.1 : Esquema do Acoplador Direcional de Fibra Óptica Monomodo Simétrico Confeccionado por Fusão [35].

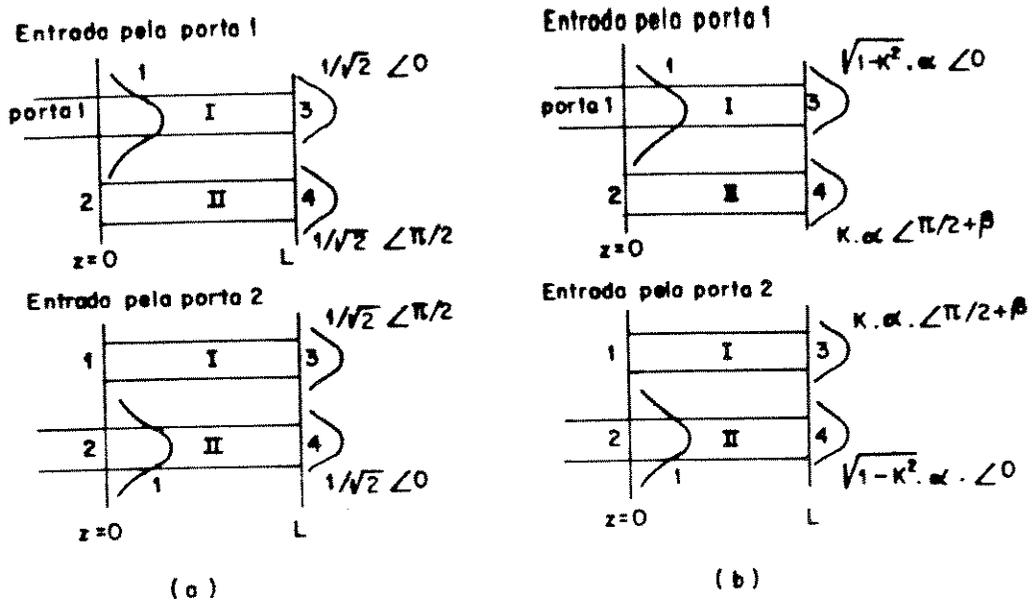


Fig. 3.2 : Relações de Entrada-saída dos Campos em
 (a) Acoplador Direcional Monomodo Simétrico de 3 dB sem Perda
 (b) Acoplador Direcional Monomodo Simétrico com Perdas e RA Qualquer. β é um Ligeiro Desvio de Fase Causado pela Diferença nas Perdas do Modo Simétrico e Anti-simétrico do Guia Acoplado [36].

- fração da potência que sai pela porta direta:

$$1 - K_i^2 = \frac{P_{3_i}}{P_{3_i} + P_{4_i}} = \cos^2(c_i \ell_i) \quad (3.1.b)$$

- fração de perda inserida pelo dispositivo (atenuação óptica):

$$\alpha_i^2 = L = \frac{P_{3_i} + P_{4_i}}{P_{1_i}} \quad (3.1.c)$$

- potência de retorno à porta 2:

$$P_2 \cong 0 \quad (\text{direcional}) \quad (3.1.d)$$

onde, c_i e ℓ_i são o coeficiente e o comprimento de acoplamento da estrutura, respectivamente [35].

A caracterização do acoplador, que terminou de ser apresentada, se dá em termos de potência óptica. Entretanto, quando uma onda eletromagnética incide em uma das portas de entrada de um acoplador direcional de 3 dB, as duas ondas de saída emergem do acoplador com uma diferença de fase relativa de $\frac{\pi}{2}$ [36, 37, 49] (vide Fig. 3.2). Mizumoto e Naito [37] fazem um estudo detalhado deste efeito (fase relativa das saídas) para acopladores "simétricos" e "assimétricos", explicando como obter outras estruturas ópticas, tais como o T-Mágico Óptico e estruturas ópticas com fases relativas de saída quaisquer.

Portanto, para um acoplador direcional monomodo simétrico de 3 dB sem perda, como aquele utilizado na híbrida de Berenbrock e Schlemmer [24], tem-se:

$$\hat{E}_{2_i} = 0$$

$$\hat{E}_{3_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_{1_i}$$

$$\hat{E}_{4_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_{1_i} \cdot \exp(j 90^\circ)$$

onde: \hat{E}_{1_i} é o campo que entra no dispositivo i (porta 1);

\hat{E}_{3_i} é o campo que sai pela porta direta (porta 3);

\hat{E}_{4_i} é o campo que sai pela porta acoplada (porta 4);

\hat{E}_{2_i} é o campo que retorna (porta 2).

Obs.: Embora tenha se afirmado que a fase "relativa" entre \hat{E}_{3_i} e \hat{E}_{4_i} seja $\pi/2$ rad e nada tenha se dito sobre as fases absolutas, é assumido, sem perda de generalidade para o caso de análise da híbrida óptica, que a fase absoluta de \hat{E}_{3_i} é igual à fase do sinal de entrada, \hat{E}_{1_i} . Foi comprovado teoricamente que esta hipótese pode ser aceita. Na realidade, porém, as fases absolutas dos sinais de saída são função do produto " $c_i \cdot l_i$ ", assim como ocorre com a razão de acoplamento [49].

Para um acoplador direcional monomodo simétrico com perdas e razão de acoplamento qualquer, como os disponíveis no LCO para montar a híbrida óptica proposta, tem-se:

$$\hat{E}_{2_i} = 0 \tag{3.2.a}$$

$$\hat{E}_{3_i} = \alpha_i \sqrt{(1 - K_i^2)} \cdot \hat{E}_{1_i} \quad (3.2.b)$$

$$\hat{E}_{4_i} = \alpha_i K_i \hat{E}_{1_i} \cdot \exp[j(90^\circ + \beta_i)] \quad (3.2.c)$$

onde: α_i^2 e K_i^2 representam a perda e a razão de acoplamento do acoplador i .

Obs.: Novamente, é assumido, sem perda de generalidade para a análise da híbrida, que a fase de \hat{E}_{3_i} é igual à fase de \hat{E}_{1_i} .

Neste caso, um ligeiro desvio de fase, β_i , é introduzido na fase relativa de saída. Isto ocorre porque as perdas dos modos normais (simétrico e anti-simétrico) da estrutura acoplada (no caso, fundida) são diferentes entre si, conforme discutido por Youngquist et al. [36]. Para facilitar a compreensão, entretanto, na análise teórica da híbrida apresentada a seguir não são considerados, a princípio, os desvios " β_i " originados em cada acoplador. Ao fim da análise, porém, é explicada a alteração introduzida por estes desvios.

A Fig. 3.2 apresenta as relações entrada-saída em um acoplador simétrico de 3 dB sem perdas e num acoplador simétrico com perdas e R.A. qualquer.

3.3. A ANÁLISE TEÓRICA DA HÍBRIDA PROPOSTA

A Fig. 3.3 (idêntica à Fig. 2.5) apresenta o esquema da híbrida óptica balanceada de 90° proposta para implementação [34].

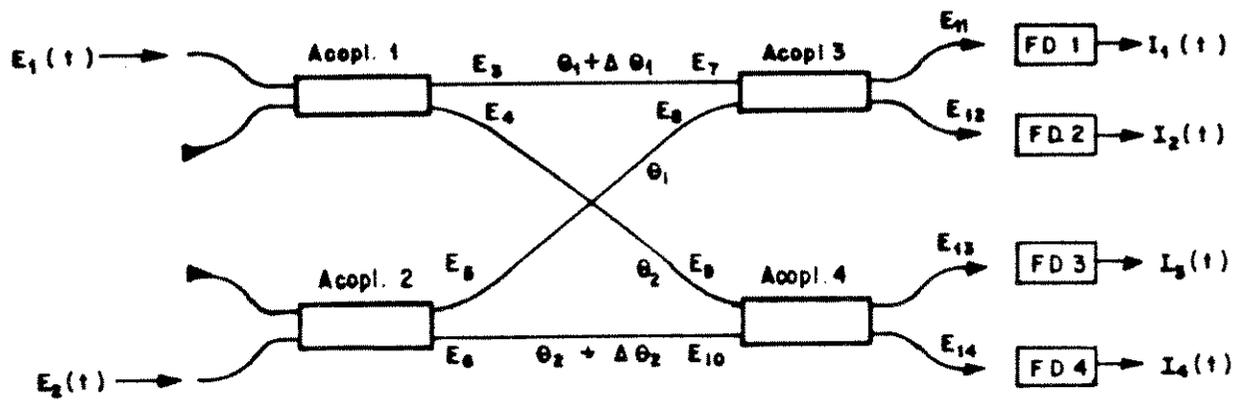


Fig. 3.3 : Modelo Proposto da Híbrida: Esquema para Análise Teórica.

Sejam $\hat{E}_1(t)$ e $\hat{E}_2(t)$ os campos, expressos na forma complexa, com polarizações paralelas (conforme apresentado no item 2.3.1), na entrada do dispositivo:

$$\hat{E}_1(t) = E_1 \exp[j(\omega_1 t + \phi_1)] \quad (3.3.a)$$

$$\hat{E}_2(t) = E_2 \exp[j(\omega_2 t + \phi_2)] \quad (3.3.b)$$

onde: E_1 e E_2 são as amplitudes,
 ω_1 e ω_2 são as frequências angulares;
 ϕ_1 e ϕ_2 são as fases dos campos 1 e 2 (sinal e oscilador local, respectivamente).

Conhecendo-se as expressões dos campos dos sinais nas saídas dos acopladores ópticos utilizados (expressões (3.2.a), (3.2.b) e (3.2.c)) é possível desenvolverem-se as expressões de todos os campos envolvidos na Fig. 3.3 em função dos campos de entrada $\hat{E}_1(t)$ e $\hat{E}_2(t)$. Desprezando-se β_1 , têm-se:

$$\hat{E}_3 = \alpha_1 \sqrt{(1 - K_1^2)} \hat{E}_1 \quad (3.4.a)$$

$$\hat{E}_4 = \alpha_1 K_1 \hat{E}_1 \exp(j 90^\circ) \quad (3.4.b)$$

$$\hat{E}_5 = \alpha_2 K_2 \hat{E}_2 \exp(j 90^\circ) \quad (3.4.c)$$

$$\hat{E}_6 = \alpha_2 \sqrt{(1 - K_2^2)} \hat{E}_2 \quad (3.4.d)$$

$$\hat{E}_7 = \hat{E}_3 \exp[j(\theta_1 + \Delta\theta_1)] \quad (3.5.a)$$

$$\hat{E}_8 = \hat{E}_5 \exp(j \theta_1) \quad (3.5.b)$$

$$\hat{E}_9 = E_4 \exp(j \theta_2) \quad (3.5.c)$$

$$\hat{E}_{10} = \hat{E}_6 \exp[j(\theta_2 + \Delta\theta_2)] \quad (3.5.d)$$

$$\hat{E}_{11} = \alpha_3 \sqrt{(1 - K_3^2)} \hat{E}_7 + \alpha_3 K_3 \hat{E}_8 \cdot \exp(j 90^\circ) \quad (3.6.a)$$

$$\hat{E}_{12} = \alpha_3 K_3 \hat{E}_7 \exp(j 90^\circ) + \alpha_3 \sqrt{(1 - K_3^2)} \hat{E}_8 \quad (3.6.b)$$

$$\hat{E}_{13} = \alpha_4 \sqrt{(1 - K_4^2)} \hat{E}_9 + \alpha_4 K_4 \hat{E}_{10} \cdot \exp(j 90^\circ) \quad (3.6.c)$$

$$\hat{E}_{14} = \alpha_4 K_4 \hat{E}_9 \exp(j 90^\circ) + \alpha_4 \sqrt{(1 - K_4^2)} \hat{E}_{10} \quad (3.6.d)$$

No detector, a fotocorrente gerada é proporcional ao quadrado do campo incidente [3, 4, 5]:

$$i_1(t) = \mathcal{R}_1 \|\hat{E}_{11}\|^2 \quad (3.7.a)$$

$$i_2(t) = \mathcal{R}_2 \|\hat{E}_{12}\|^2 \quad (3.7.b)$$

$$i_3(t) = \mathcal{R}_3 \|\hat{E}_{13}\|^2 \quad (3.7.c)$$

$$i_4(t) = \mathcal{R}_4 \|\hat{E}_{14}\|^2 \quad (3.7.d)$$

onde: \mathcal{R}_i é a responsividade do fotodiodo "i" e

$| |$ denota módulo do campo.

Substituindo as expressões (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6) em (3.7), chega-se às seguintes expressões para os sinais de corrente:

$$i_1(t) = aE_1^2 + bE_2^2 - 2cE_1E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) + \Delta\theta_1] \quad (3.8.a)$$

$$i_2(t) = dE_1^2 + fE_2^2 + 2gE_1E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) + \Delta\theta_1] \quad (3.8.b)$$

$$i_3(t) = hE_1^2 + lE_2^2 + 2mE_1E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) - \Delta\theta_2] \quad (3.8.c)$$

$$i_4(t) = nE_1^2 + pE_2^2 - 2qE_1E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) - \Delta\theta_2] \quad (3.8.d)$$

onde: $a = \mathcal{R}_1 (\alpha_1 \alpha_3)^2 (1 - K_1^2) (1 - K_3^2)$

$$b = \mathcal{R}_1 (\alpha_2 \alpha_3 K_2 K_3)^2$$

$$c = \mathcal{R}_1 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3^2 K_2 K_3 \sqrt{(1 - K_1^2)} \cdot \sqrt{(1 - K_3^2)}$$

$$d = \mathcal{R}_2 (\alpha_1 \alpha_3 K_3)^2 (1 - K_1^2)$$

$$f = \mathcal{R}_2 (\alpha_2 \alpha_3 K_2)^2 (1 - K_3^2)$$

$$g = \mathcal{R}_2 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3^2 K_2 K_3 \sqrt{(1 - K_1^2)} \cdot \sqrt{(1 - K_3^2)}$$

$$h = \mathcal{R}_3 (\alpha_1 \alpha_4 K_1)^2 (1 - K_4^2)$$

$$l = \mathcal{R}_3 (\alpha_2 \alpha_4 K_4)^2 (1 - K_2^2)$$

$$m = \mathcal{R}_3 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_4^2 K_1 K_4 \sqrt{(1 - K_2^2)} \cdot \sqrt{(1 - K_4^2)}$$

$$n = \mathcal{R}_4 (\alpha_1 \alpha_4 K_1 K_4)^2$$

$$p = \mathcal{R}_4 (\alpha_2 \alpha_4)^2 (1 - K_2^2) (1 - K_4^2)$$

$$q = \mathcal{R}_4 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_4^2 K_1 K_4 \sqrt{(1 - K_2^2)} \cdot \sqrt{(1 - K_4^2)}$$

3.4. CONCLUSÕES SOBRE A ANÁLISE TEÓRICA

Das expressões (3.8.a), (3.8.b), (3.8.c) e (3.8.d) observa-se que a fotocorrente em cada detector possui um termo DC e um termo que é função cossenoidal de $(\omega_1 - \omega_2)$, $(\theta_1 - \theta_2)$ e $\Delta\theta_1$ ou $\Delta\theta_2$, o qual pode ser chamado de AC. Sobre estes termos AC, nota-se que $i_{1_{AC}}(t)$ e $i_{2_{AC}}(t)$, assim como $i_{3_{AC}}(t)$ e $i_{4_{AC}}(t)$, estão defasados de 180° . Enquanto isso, $i_{1_{AC}}(t)$ e $i_{3_{AC}}(t)$, assim como $i_{2_{AC}}(t)$ e $i_{4_{AC}}(t)$, estão defasados de $(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)$. Logo, as diferenças de fase entre $i_{1_{AC}}$ e $i_{3_{AC}}$ e entre $i_{2_{AC}}$ e $i_{4_{AC}}$ podem ser variadas mudando-se $\Delta\theta_1$ e/ou $\Delta\theta_2$, como ocorre na híbrida proposta por Berenbrock e Schlemmer [24]. Por definição, a híbrida de 90° ocorre exatamente quando $\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 \stackrel{\Delta}{=} 90^\circ + n \cdot 180^\circ$.

Os problemas introduzidos no funcionamento do dispositivo pela perda e R.A. $\approx 50\%$ (3 dB) dos acopladores utilizados são

representados pelos termos DC e pelo desbalanceamento dos sinais AC e DC que se observa na corrente gerada no fotodetector. Para que o dispositivo funcione adequadamente como uma híbrida balanceada de 90° torna-se necessário, então, contornar tais problemas. A solução mais prática encontrada é, nos circuitos eletrônicos da recepção, filtrar os termos DC e equilibrar (balancear) os sinais $i_{1_AC}(t)$ com $i_{2_AC}(t)$ e $i_{3_AC}(t)$ com $i_{4_AC}(t)$. O balanceamento poderia ser feito ou através do ajuste dos ganhos dos amplificadores das fotocorrentes (balanceamento eletrônico) ou através do emprego de atenuadores ópticos variáveis para equilibrarem as potências ópticas antes de serem detectadas (balanceamento óptico). Caso se decida pelo balanceamento eletrônico do circuito, não será possível usar conexão "back-to-back" (Anodo-Catodo) dos fotodetectores (veja seção 2.3.2) de maneira a reduzir o número de componentes utilizados, como seria possível no caso ideal (acopladores de 3 dB sem perdas) e no caso de balanceamento óptico.

Voltando agora a considerar os ligeiros desvios de fase " β_i " originados em cada acoplador devido à diferença nas perdas dos modos simétrico e assimétrico, pode ser dito que este fato não invalida a análise teórica anterior. Foi estudado teoricamente e concluiu-se que, considerando com valores β_i , as correntes $i_{1_AC}(t)$ e $i_{2_AC}(t)$, assim como $i_{3_AC}(t)$ e $i_{4_AC}(t)$ ficam com uma defasagem relativa ligeiramente diferente de 180° , sendo o valor deste desvio função de $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$. $i_{21}(t)$ é uma composição vetorial de $i_{1_AC}(t)$ e $i_{2_AC}(t)$ e $i_{34}(t)$ é uma composição vetorial de $i_{3_AC}(t)$ e $i_{4_AC}(t)$. Portanto, a fase relativa entre $i_{21}(t)$ e $i_{34}(t)$ não mais será $[\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2]$ e sim $[\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \gamma]$, onde γ é um valor fixo que acumula todos os desvios de fase β_i . Mas o que se deseja é que a fase relativa dos sinais de saída, i_{21} e i_{34} , seja 90° . Portanto, o modulador de fase MF2 continuará atuando da mesma maneira, só que agora a híbrida de 90° ocorrerá quando $[\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \gamma] \stackrel{\Delta}{=} 90^\circ + n.180^\circ$. Ou seja, o desvio γ é automaticamente compensado pelo controle realimentado. Assim, para simplificar, γ será englobado por $\Delta\theta_1$ ou $\Delta\theta_2$ nas análises teóricas seguintes.

Outra preocupação que surgiu durante a montagem da híbrida foi com a possibilidade de se fazer conexões erradas, conectando-se a porta acoplada de um acoplador quando deveria ser usada a porta direta. Para tanto, foi feito um desenvolvimento teórico e uma análise qualitativa, de onde concluiu-se que o funcionamento da híbrida é indiferente a este fato. Ocorre que a defasagem que era $\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2$ pode apenas se alterar para $\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2$. Entretanto, o que interessa é apenas a defasagem relativa na saída ($\phi = \Delta\theta_1 \pm \Delta\theta_2$), a qual deve ser controlada ativamente para obter-se $\phi = 90^\circ$. O sinal +/- é relativo e sem importância aqui.

3.5. A MONTAGEM EXPERIMENTAL PROPOSTA

A Fig. 3.4 mostra o esquema da montagem experimental proposta para construção e teste da híbrida óptica balanceada de 90° . O esquema é semelhante ao proposto por Berenbrock e Schlemmer [24]; entretanto, as condições de projeto discutidas na seção 3.4 devem ser obedecidas para garantir o funcionamento adequado do dispositivo. A descrição dos componentes utilizados e os detalhes práticos da montagem experimental são apresentados no Capítulo 4.

3.6. A MODULAÇÃO DE FASE EM MF1, OS ESPECTROS DOS SINAIS DETECTADOS, A SINTONIZAÇÃO DA REALIMENTAÇÃO DE CONTROLE E A ESTABILIZAÇÃO TÉRMICA DA FASE DA HÍBRIDA

As pequenas variações na temperatura ambiente do laboratório introduzem deformações nas fibras da híbrida, alterando os comprimentos dos caminhos percorridos pelos sinais luminosos e criando variações aleatórias de fase associadas à esta instabilidade

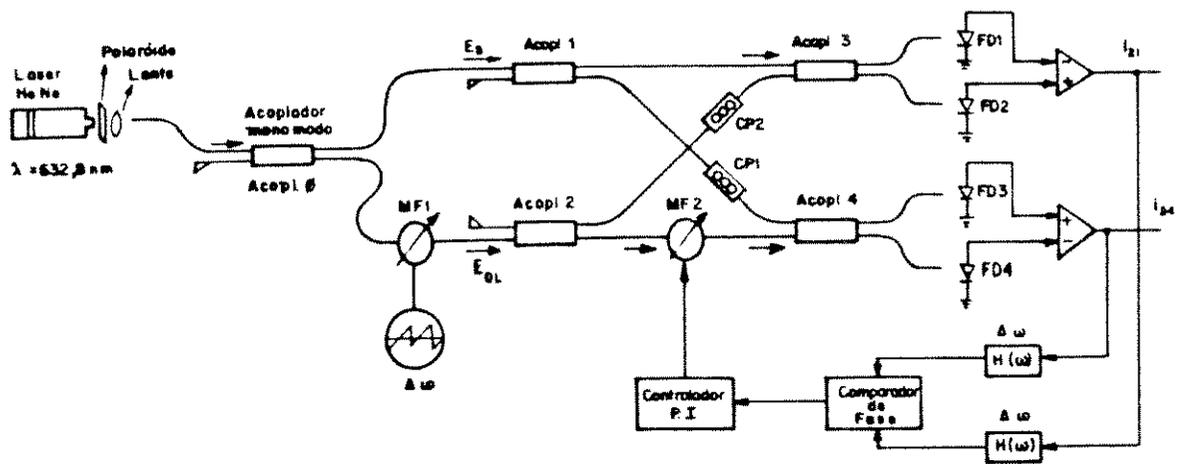


Fig. 3.4 : Esquema Detalhado da Montagem Experimental Proposta para Construção e Teste da Híbrida.
(obs.: P.I. = Proporcional-mais-integral).

térmica. Portanto, para garantir uma defasagem fixa de 90° entre os sinais de saída, há necessidade fazer-se uma realimentação eletrônica para estabilizar ativamente o dispositivo e adicionar-se um sinal DC para ajustar a posição de controle. Uma técnica de se obter o sinal de erro de fase para realimentar negativamente um sistema auto-homódino e estabilizá-lo termicamente foi utilizada por Ramos e Conforti [42]. Neste projeto, entretanto, um método diferente é utilizado, o qual consiste em criar um pequeno desvio de frequência $\Delta\omega$ num dos sinais (p.ex., O.L.) através de uma modulação FSK de baixa frequência. O modulador MF1 da Fig. 3.4 tem esta função. Do batimento dos sinais no fotodetector e posterior filtragem de uma única componente (a de maior amplitude) surge, então, uma FI = $\Delta\omega$ de baixa frequência que permite sintonizar o circuito de realimentação. Outro meio de criar um pequeno desvio de frequência, FI de baixa frequência, para sintonizar a realimentação seria utilizar um sistema "Quase-Homódino" (também, chamado "intradino"). Este sistema tem a mesma sensibilidade e exigência de largura de linha que os receptores homódinos de diversidade de fase, mas exigem uma banda de passagem um pouco maior [18]. Porém, visto ser pequena a FI, não deve haver um aumento muito significativo na largura de banda do receptor.

A seguir é apresentado um estudo teórico da influência do sinal modulante de MF1 no espectro dos sinais detectados pelos fotodiodos:

Os campos na entrada da híbrida (portadora modulada e oscilador local) são expressos por (vide Eqs. (3.3.a) e (3.3.b)):

$$\hat{E}_1(t) = E_1 \exp[j(\omega_1 t + \phi_1)] \quad (3.9.a)$$

$$\hat{E}_2(t) = E_2 \exp[j(\omega_2 t + \phi_2)] \quad (3.9.b)$$

onde : E_1 e E_2 são as amplitudes

ω_1 e ω_2 são as frequências angulares

ϕ_1 e ϕ_2 são as fases

Os espectros destes sinais são impulsos em ω_1 e ω_2 , respectivamente (supondo ϕ_1 e ϕ_2 constantes). Entretanto, se a fase ϕ_2 é modulada por alguma função, o espectro óptico de $\hat{E}_2(t)$ se altera e os sinais elétricos observados nos fotodetectores também têm seus espectros alterados.

Os sinais de corrente gerados nos fotodetectores são dados por (3.8.a), (3.8.b), (3.8.c) e (3.8.d):

$$i_{1_{AC}}(t) = -2 c E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) + \Delta\theta_1] \quad (3.10.a)$$

$$i_{2_{AC}}(t) = +2 g E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) + \Delta\theta_1] \quad (3.10.b)$$

$$i_{3_{AC}}(t) = +2 m E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) - \Delta\theta_2] \quad (3.10.c)$$

$$i_{4_{AC}}(t) = -2 q E_1 E_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\phi_1 - \phi_2) - \Delta\theta_2] \quad (3.10.d)$$

Para o caso auto-homódino em questão: $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{op} = \text{freq. do } H_e N_e$. E, de acordo com as Figs. 3.3 e 3.4, tem-se:

$$\phi_1 = \phi_1(t) \quad (3.11.a)$$

$$\phi_2 = \phi_2(t) + \phi_{2_{MF1}}(t) \quad (3.11.b)$$

$$\Delta\theta_1 = \Delta\theta_{1_T}(t) \quad (3.11.c)$$

$$\Delta\theta_2 = \Delta\theta_{2_T}(t) + \Delta\theta_{2_{MF2}}(t) \quad (3.11.d)$$

onde : $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ são fases aleatórias

$\Delta\theta_{1_T}(t)$ e $\Delta\theta_{2_T}(t)$ são as variações da fase associadas a variações de temperatura da híbrida

$\phi_{2_{MF1}}(t)$ é a variação de fase causada pelo modulador MF1

$\Delta\theta_{2_{MF2}}(t)$ é a variação de fase causada pelo modulador MF2.

$$\text{Seja : } \phi_{12}(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) \quad \text{e} \quad (3.12.a)$$

$$\Delta\theta_{2_{MF2}}(t) = 0 \quad (3.12.b)$$

Então, visto que $\omega_1 - \omega_2 = 0$, tem-se:

$$i_{1_{AC}}(t) = -2 c E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \phi_{2_{MF1}}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \quad (3.13.a)$$

$$i_{2_{AC}}(t) = 2 g E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \phi_{2_{MF1}}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \quad (3.13.b)$$

$$i_{3_{AC}}(t) = 2 m E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \phi_{2_{MF1}}(t) - \Delta\theta_{2_T}(t) \right] \quad (3.13.c)$$

$$i_{4_{AC}}(t) = -2 q E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \phi_{2_{MF1}}(t) - \Delta\theta_{2_T}(t) \right] \quad (3.13.d)$$

Serão desenvolvidas, agora, as expressões que fornecem os espectros dos sinais detectados para modulação de fase em MF1 do tipo senoidal e do tipo "Dente-de-Serra".

3.6.1. A Modulação Senoidal em MF1

Seja:

$$\phi_{2_{MF1}}(t) = \phi_m \text{ sen}(\omega_m t) \quad (3.14)$$

onde : ϕ_m é o desvio máximo de fase do sinal modulado
 ω_m é a frequência angular da informação monotonal

Substituindo nas expressões (3.13.a), (3.13.b), (3.13.c) e (3.13.d), tem-se:

$$i_{1_{AC}}(t) = -2 c E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \phi_m \text{ sen}(\omega_m t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \quad (3.15)$$

Obs.: $i_{2_{AC}}(t)$, $i_{3_{AC}}(t)$ e $i_{4_{AC}}(t)$ possuem expressões semelhantes e não terão seus desenvolvimentos apresentados aqui.

Usando a relação trigonométrica

$$\cos(a - b) = \cos a \cdot \cos b + \text{sen } a \cdot \text{sen } b \quad (3.16)$$

tem-se:

$$i_{1_{AC}}(t) = -2 c E_1 E_2 \left\{ \cos \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \cdot \cos \left[\phi_m \text{sen}(\omega_m t) \right] + \right. \\ \left. + \text{sen} \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \cdot \text{sen} \left[\phi_m \text{sen}(\omega_m t) \right] \right\} \quad (3.17)$$

Aplicando as seguintes identidades que são desenvolvimentos em série de Bessel:

$$\cos \left[\phi_m \text{sen}(\omega_m t) \right] = J_0(\phi_m) + \sum_{n \text{ par}}^{\infty} 2 J_n(\phi_m) \cdot \cos(n \omega_m t) \quad (3.18.a)$$

$$\text{sen} \left[\phi_m \text{sen}(\omega_m t) \right] = \sum_{n \text{ impar}}^{\infty} 2 J_n(\phi_m) \cdot \text{sen}(n \omega_m t) \quad (3.18.b)$$

onde : J_n é a função de Bessel de primeiro tipo de ordem n (n é um número inteiro e positivo).

Tem-se:

$$i_{1_{AC}}(t) = -2 c E_1 E_2 \left\{ \cos \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \cdot \left[J_0(\phi_m) + \sum_{n \text{ par}}^{\infty} 2 J_n(\phi_m) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cos(n \omega_m t) \right] + \text{sen} \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) \right] \cdot \left[\sum_{n \text{ impar}}^{\infty} 2 J_n(\phi_m) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \text{sen}(n \omega_m t) \right] \right\} \quad (3.19)$$

A expressão (3.19) fornece, portanto, o espectro dos sinais de saída da híbrida para uma modulação monotonal de amplitude constante em MF1. Nota-se que o sinal no fotodetector possui componentes em harmônicos múltiplos de ω_m , além de uma componente contínua (DC). Todas estas componentes possuem amplitudes que dependem da fase aleatória do sinal $\phi_{12}(t)$ e $\Delta\theta_{1T}(t)$ e são, portanto, amplitudes aleatórias.

O interesse aqui é obter um "sinal de erro" proporcional a " $90^\circ - (\Delta\theta_{1T} + \Delta\theta_{2T})$ ". Um meio para isso seria passar os sinais detectados por filtros passa-faixas centrados em ω_m e obter a primeira harmônica de cada sinal, como mostrado a seguir:

$$i_{1_{AC1}}(t) = -4c E_1 E_2 J_1(\phi_m) \overbrace{\text{sen} \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1T}(t) \right]}^{\gamma_1} \text{sen}(\omega_m t) \quad (3.20.a)$$

$$i_{2_{AC1}}(t) = +4g E_1 E_2 J_1(\phi_m) \overbrace{\text{sen} \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1T}(t) \right]}^{\gamma_1} \text{sen}(\omega_m t) \quad (3.20.b)$$

$$i_{3_{AC1}}(t) = +4m E_1 E_2 J_1(\phi_m) \overbrace{\text{sen} \left[\phi_{12}(t) - \Delta\theta_{2T}(t) \right]}^{\gamma_2} \text{sen}(\omega_m t) \quad (3.20.c)$$

$$i_{4_{AC1}}(t) = -4q E_1 E_2 J_1(\phi_m) \overbrace{\text{sen} \left[\phi_{12}(t) - \Delta\theta_{2T}(t) \right]}^{\gamma_2} \text{sen}(\omega_m t) \quad (3.20.d)$$

Conseqüentemente, o sinal de erro seria:

$$\text{erro} = 90^\circ - (\gamma_1 - \gamma_2) \quad (3.21)$$

Das expressões (3.20.a), (3.20.b), (3.20.c) e (3.20.d), nota-se uma grande dificuldade em se conseguir extrair uma informação proporcional ao sinal de erro (3.21). Conclui-se, portanto, que modulação senoidal e seleção de harmônica não é um caminho viável para solucionar o problema. Um meio elegante, entretanto, é utilizar modulação em fase com função "Dente-de-Serra", modulação FSK, cujo estudo é apresentado a seguir.

3.6.2. A Modulação com Função Dente-de-Serra em MF1

Neste caso,

$$\phi_{2_{MF1}}(t) = K_f \cdot f_{ds}(t) \quad (3.22)$$

onde : $f_{ds}(t)$ denota a função dente-de-serra e

K_f é a constante de modulação característica do MF1.

Da Fig. 3.5(a), tem-se que:

$$f_{ds}(t) = \alpha(t - KT) \quad ; \quad KT - \frac{T}{2} \leq t \leq KT + \frac{T}{2} \quad (3.23)$$

onde: K inteiro

$$T = \frac{1}{f_0} \quad , \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

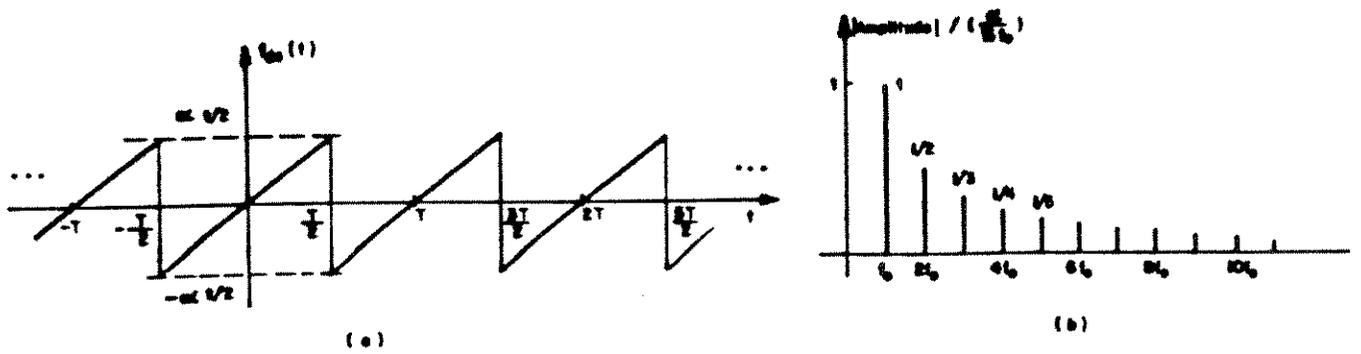


Fig. 3.5 : (a) Função Dente-de-Serra
 (b) Espectro da Função Dente-de-Serra.

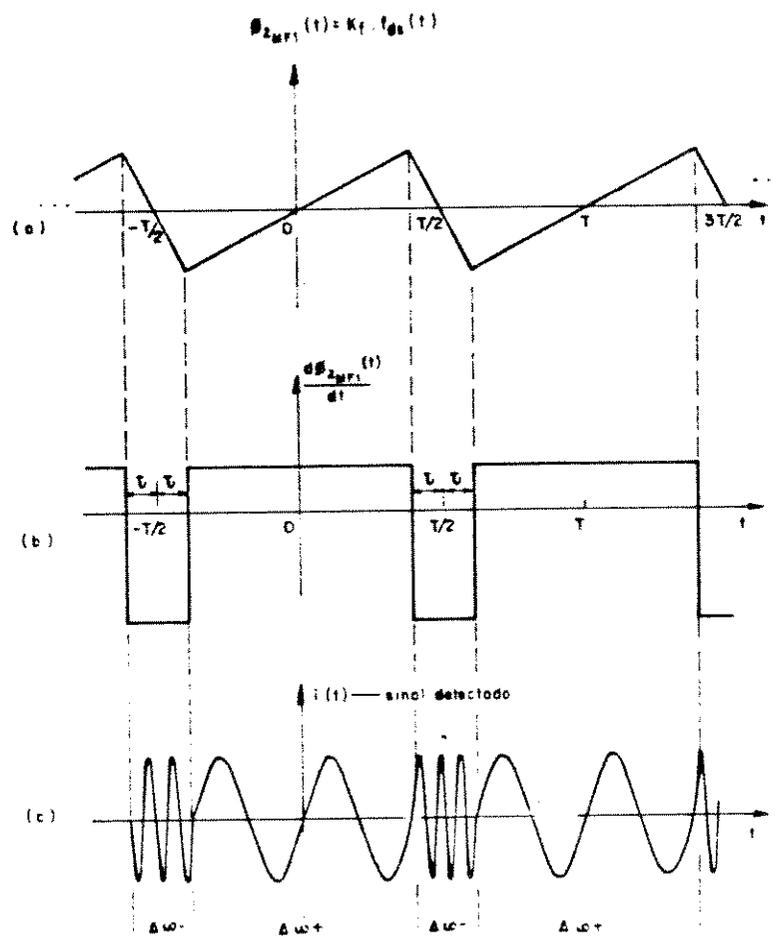


Fig. 3.6 : (a) Sinal Modulador da Fase
 (b) Derivada do Sinal Modulador ou Sinal Modulador da Freqüência
 (c) Modulação Ocorrida no Sinal Detectado.

f_0 : frequência da função dente-de-serra (1ª harmônica).

Desenvolvendo $f_{ds}(t)$ em série de Fourier, tem-se (Fig. 3.5.(b)):

$$f_{ds}(t) = \frac{\alpha T}{\pi} \left\{ [1] \text{ sen } \omega_0 t + \left[-\frac{1}{2}\right] \text{ sen } 2\omega_0 t + \left[\frac{1}{3}\right] \text{ sen } 3\omega_0 t + \right. \\ \left. + \left[-\frac{1}{4}\right] \text{ sen } 4\omega_0 t + \dots \right\} \quad (3.24)$$

A modulação em fase por uma função dente-de-serra equivale a uma modulação "em frequência" por função de onda quadrada (modulação FSK), conforme mostram as Figs. 3.6(a), 3.6(b) e 3.6(c). Nestas figuras a função $f_{ds}(t)$ é apresentada, por conveniência, com uma inclinação positiva α_+ e uma inclinação negativa α_- . Para uma função modulante deste tipo, a fase do sinal modulado é dada por:

$$\theta(t) = \omega_{op} t + \phi_{2_{MF1}}(t) \quad \text{ou} \quad (3.25)$$

$$\theta(t) = \omega_{op} t + K_f \cdot f_{ds}(t) \quad (3.26)$$

e a frequência instantânea do sinal modulado é dada por:

$$\omega_i = \omega_{op} + K_f \cdot \frac{d}{dt} f_{ds}(t) \quad (3.27)$$

Observa-se que, nesse caso, o desvio de frequência, $\Delta\omega$, causado na portadora óptica devido à modulação de fase pela função dente-de-serra (ou modulação em frequência por onda quadrada - FSK) é dado por:

$$\Delta\omega = K_f \cdot \frac{d}{dt} f_{db}(t) = \begin{cases} K_f \cdot \alpha_+ : \text{rampa de subida} \rightarrow -\frac{T}{2} + \tau < t < \frac{T}{2} - \tau \\ K_f \cdot \alpha_- : \text{rampa de descida} \rightarrow \frac{T}{2} - \tau < t < \frac{T}{2} + \tau \end{cases} \quad (3.28)$$

Seja

$$(\Delta\omega_+) = K_f \cdot \alpha_+ \quad (3.29)$$

$$(\Delta\omega_-) = K_f \cdot \alpha_-$$

então :

$$\phi_{2_{MF1}}(t) = \begin{cases} (\Delta\omega_+)t & -\frac{T}{2} + \tau < t < \frac{T}{2} - \tau \\ (\Delta\omega_-)\left[\frac{T}{2} - t\right] & \frac{T}{2} - \tau < t < \frac{T}{2} + \tau \end{cases} \quad (3.30)$$

$$e \quad \phi_{2_{MF1}}(t) = \phi_{2_{MF1}}(t \pm nT) \quad (\iff) \quad \text{periódica} \quad (3.31)$$

O sinal óptico modulado, então, fica:

$$\hat{E}_{2_{FM}}(t) = E_2 \cdot \exp[j \cdot \theta(t)] \quad \text{ou}$$

$$\hat{E}_{2_{FM}}(t) = E_2 \cdot \exp[j \phi_{2_{MF1}}(t)] \cdot \exp[j \omega_{op} t] \quad (3.32)$$

A função $\exp[j\phi_{2_{MF1}}(t)]$ é uma função periódica de período T e pode ser expressa pela série de Fourier como.

$$\exp j \left[\phi_{2_{MF1}}(t) \right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \cdot \exp[j n \cdot \omega_0 t] \quad ; \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (3.33)$$

onde:

$$\alpha_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2} + \tau}^{\frac{T}{2} + \tau} \exp \left[j \phi_{2_{MF1}}(t) \right] \cdot \exp[-jn \omega_0 t] \cdot dt \quad (3.34)$$

As substituições da Eq. (3.30) em (3.34) e a subsequente integração resultam em [48]:

$$\alpha_n = \frac{1}{4} \left\{ \text{Sa} \left[\frac{\pi}{2} (\beta_+ - n) \right] + \text{Sa} \left[\frac{\pi}{2} (\beta_- - n) \right] + (-1)^n \text{Sa} \left[\frac{\pi}{2} (\beta_+ + n) \right] + \right. \\ \left. + (-1)^n \cdot \text{Sa} \left[\frac{\pi}{2} (\beta_- + n) \right] \right\} \quad (3.35)$$

onde

$$\beta_+ = \frac{\Delta\omega_+}{\omega_0} \quad e \quad \beta_- = \frac{\Delta\omega_-}{\omega_0}$$

Logo,

$$\hat{E}_{2_{FM}}(t) = E_2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \cdot \exp \left[j(\omega_{op} + n \omega_0) t \right] \quad (3.36)$$

O espectro de $\hat{E}_{2_{FM}}(t)$ é formado por raias espaçadas de ω_0 e com amplitudes decrescentes, conforme mostra a Fig. 3.7(a). As raias com amplitudes máximas ocorrem em duas situações:

$$- \text{ quando } : (\beta_+ \pm n) = 0 \quad \longrightarrow \quad \beta_+ = |n'| \quad (3.37.a)$$

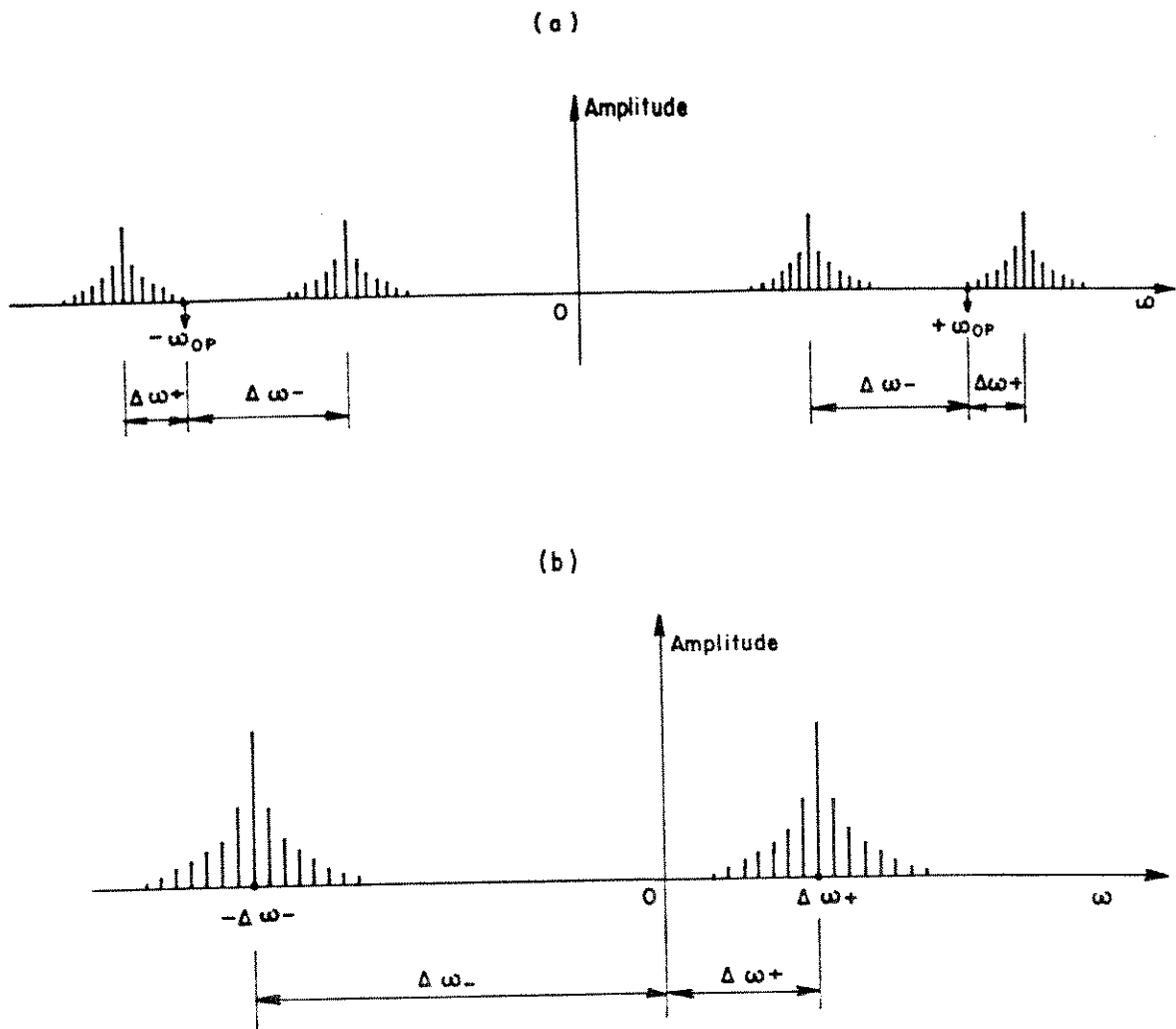


Fig. 3.7 : (a) Espectro do Sinal Luminoso Modulado em Fase por uma Função Dente-de-Serra, $\hat{E}_{2_{FM}}(t)$

(b) Espectro do Sinal Elétrico Detectado no Fotorodiodo, Devido à Mistura de $\hat{E}_{2_{FM}}(t)$ e $\hat{E}_1(t)$.

$$- \text{ e quando : } (\beta_{\pm} \pm n) = 0 \quad \longrightarrow \quad \beta_{\pm} = |n''| \quad (3.37.b)$$

mas β_{+} e β_{-} não são, necessariamente, inteiros. Assim, as raiais de máximo ocorrem para os 2 valores de n (n' e n'') que mais se aproximam das igualdades.

$$n' = \frac{\Delta\omega_{+}}{\omega_0} \quad (3.38.a)$$

$$n'' = \frac{\Delta\omega_{-}}{\omega_0} \quad (3.38.b)$$

onde $\Delta\omega_{+} = K_f \cdot \alpha_{+}$ e $\Delta\omega_{-} = K_f \cdot \alpha_{-}$

Observa-se que, para a função dente-de-serra, $\Delta\omega_{-} \gg \Delta\omega_{+}$ ou $\Delta\omega_{-} \rightarrow \infty$. Então, $n'' \gg n'$. Na Fig. 3.7(a) se visualiza $\Delta\omega_{+} = n' \cdot \omega_0$ e $\Delta\omega_{-} = n'' \cdot \omega_0$.

Na detecção ocorre o batimento entre o sinal modulado, $\hat{E}_{2,FM}(t)$, e o sinal não modulado, $\hat{E}_1(t)$, originando componentes em torno de $2\omega_{op}$ e de 0 (zero), ou seja, o espectro é transladado. Uma vez que as componentes em torno de $2\omega_{op}$ correspondem a sinais com o dobro da frequência óptica, é impossível para a corrente no fotodetector acompanhá-las. Resta, portanto, um espectro igual ao mostrado na Fig. 3.7(b) transladado para o zero. Novamente $\Delta\omega_{+}$ e $\Delta\omega_{-}$ definem as componentes de máxima amplitude do espectro. Mais precisamente, $\Delta\omega_{+}$ e $\Delta\omega_{-}$ definem os pontos de máximo da envoltória do espectro de raiais. Cada conjunto de raiais da Fig. 3.7(b) nada mais é que o espectro da função dente-de-serra (Fig. 3.5(b)) rebatido para esquerda e direita.

Utilizando um filtro passa-faixa sintonizado na raia de máxima amplitude, ou seja, em $\Delta\omega_{+}$, obtém-se um sinal cuja frequência é igual ao desvio de frequência causado na portadora óptica devido à modulação de fase pela função dente-de-serra. Este desvio de

frequência, $\Delta\omega_+$, é proporcional à inclinação α_+ , sendo, portanto, função da amplitude ($V_{m\acute{a}x}$) e da frequência (f_o) da função dente-de-serra. Logo, $\Delta\omega_+$ pode ser alterado de acordo com a escolha dos parâmetros $V_{m\acute{a}x}$ e f_o .

O sinal elétrico de frequência $\Delta\omega_+$ é, então, utilizado para sintonizar a realimentação de controle, pois ele contém a informação de variação térmica da fase do sistema e permite obter o sinal de erro. Para entender melhor como isto se procede, será feita uma análise simplificada, sem obdecer formalismos, mas que expõe bem o que acontece:

Das expressões (3.13.a), (3.13.b), (3.13.c), (3.13.d), (3.22) e (3.23), obtém-se (para modulação dente-de-serra).

$$i_{1_{AC}}(t) = -2c E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) - K_f \alpha t + K_f \alpha K T \right] \quad (3.39.a)$$

$$i_{2_{AC}}(t) = 2g E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) + \Delta\theta_{1_T}(t) - K_f \alpha t + K_f \alpha K T \right] \quad (3.39.b)$$

$$i_{3_{AC}}(t) = 2m E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \Delta\theta_{2_T}(t) - K_f \alpha t + K_f \alpha K T \right] \quad (3.39.c)$$

$$i_{4_{AC}}(t) = -2a E_1 E_2 \cos \left[\phi_{12}(t) - \Delta\theta_{2_T}(t) - K_f \alpha t + K_f \alpha K T \right] \quad (3.39.d)$$

Seja.

$$i_{21_{AC}}(t) = i_{2_{AC}}(t) - i_{1_{AC}}(t)$$

$$i_{34_{AC}}(t) = i_{3_{AC}}(t) - i_{4_{AC}}(t)$$

Então.

$$i_{21_{AC}}(t) = 2(c+g)E_1 E_2 \cos \left[\overbrace{\Delta\omega \cdot t - \phi_{12}(t) - \Delta\theta_{1_T}(t) - K_f \alpha K T}^{\psi_2} \right] \quad (3.40.a)$$

$$i_{34_{AC}}(t) = 2(m+q)E_1 E_2 \cos \left[\overbrace{\Delta\omega \cdot t - \phi_{12}(t) + \Delta\theta_{2_T}(t) - K_f \alpha K T}^{\psi_1} \right] \quad (3.40.b)$$

onde $\Delta\omega = K_f \cdot \alpha$

Passando os sinais (3.40.a) e (3.40.b) por um comparador de fase sintonizado em $\Delta\omega$, torna-se possível obter a informação

$$\psi_1 - \psi_2 = \Delta\theta_{1_T}(t) + \Delta\theta_{2_T}(t) \quad (3.41)$$

associada às variações de temperatura em torno da híbrida. Assim, é possível obter um sinal de erro do tipo

$$\text{erro} = e(t) = 90^\circ - \left[\Delta\theta_{1_T}(t) + \Delta\theta_{2_T}(t) \right] \quad (3.42)$$

para realimentar ativamente a híbrida e estabilizá-la, de forma a fazer com que

$$\Delta i_{34_{AC}}(t) = \Delta i_{21_{AC}}(t) + 90^\circ$$

A seção 4.7 apresenta os espectros dos sinais detectados

obtidos experimentalmente para modulação senoidal e dente-de-serra, com frequências e amplitudes variadas. Através destes espectros nota-se a clara dependência do desvio de frequência $\Delta\omega$ (= frequência da harmônica de maior amplitude) com a amplitude ($V_{\text{máx}}$) e a frequência f_0 da função dente-de-serra modulante. Estudando esses espectros, decidiu-se por um dente-de-serra com $f_0 = 3 \text{ kHz}$ e $V_{\text{máx}} = 40 \text{ volts}$, a qual acarreta um $\Delta\omega = 12 \text{ kHz}$ (seção 4.7).

CAPÍTULO 4

A IMPLEMENTAÇÃO DA HÍBRIDA ÓPTICA BALANCEADA DE 90°

Neste capítulo é discutida a implementação da Híbrida. Cada componente do sistema, os detalhes práticos e etapas do processo de montagem em laboratório são descritos. Algumas observações experimentais intermediárias importantes acerca do projeto são também apresentadas e discutidas.

4.1. OSCILADOR LOCAL SIMULADO OU SISTEMA AUTO-HOMÓDINO

Um sistema auto-homódino óptico funciona de maneira semelhante aos sistemas coerentes em microondas, os quais envolvem 2 canais. Num dos canais a portadora é modulada pela informação. O outro canal, sem modulação, é levado da fonte transmissora até a recepção, onde é, então, feita a mistura. Um sistema óptico coerente com oscilador local simulado funciona, portanto, como auto-homódino, o que evita a necessidade de um discriminador de frequência para manter $\omega_s = \omega_{OL}$.

Neste projeto a simulação do oscilador local se mostrou bastante útil, uma vez que os lasers de He-Ne disponíveis não possuem qualquer tipo de ajuste de sintonização. Para separar uma parcela do sinal do laser no transmissor e obter o sinal do oscilador local simulado, foi usado um acoplador óptico monomodo semelhante aos utilizados na montagem da híbrida.

4.2. O INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER EM FIBRA ÓPTICA

A interferometria de Mach-Zehnder consiste em dividir a potência do sinal radiado por uma fonte (laser) em dois caminhos distintos e recombiná-los novamente de forma que os dois sinais assim

criados interfiram um com o outro. Um método de construir-se um interferômetro de Mach-Zehnder é utilizar fibras ópticas monomodo para guiar os sinais ópticos por todos os percursos do interferômetro e acopladores ópticos (todo em fibra monomodo) para distribuir a potência do sinal de entrada entre os braços do interferômetro e recombiná-los na saída. Tais acopladores substituem diretamente os "beam splitters" da óptica discreta (Fig. 4.1).

Um interferômetro montado em fibra óptica tem a vantagem de não ser susceptível aos efeitos das vibrações mecânicas aleatórias que normalmente produzem desalinhamento dos componentes ópticos em um interferômetro convencional (óptica discreta). Porém, ele apresenta a "desvantagem" de ser sensível a variações muito pequenas de temperatura entre seus braços, uma vez que a dilatação térmica da fibra altera significativamente o comprimento de cada braço, o que influencia o sinal de saída [42].

O interferômetro de Mach-Zehnder montado em fibra óptica é um tipo de montagem muito usado atualmente para confecção de sensores [42]. Como será visto na seção 4.3, a seguir, a implementação proposta para a construção e teste da híbrida óptica com oscilador local simulado e modulações em fase nada mais é que um par de interferômetros de Mach-Zehnder montados em fibra óptica monomodo. Um destes interferômetros possui um modulador de fase em um dos seus braços e o outro possui dois moduladores de fase em um dos seus braços. Sendo assim, deve-se esperar uma ação interferométrica do conjunto experimental.

4.3. A IMPLEMENTAÇÃO UTILIZADA PARA CONSTRUÇÃO E TESTE DA HÍBRIDA ÓPTICA

A Fig. 4.2 mostra o esquema utilizado para implementar e testar a híbrida óptica balanceada de 90° , o qual concorda com os estudos teóricos do capítulo anterior.

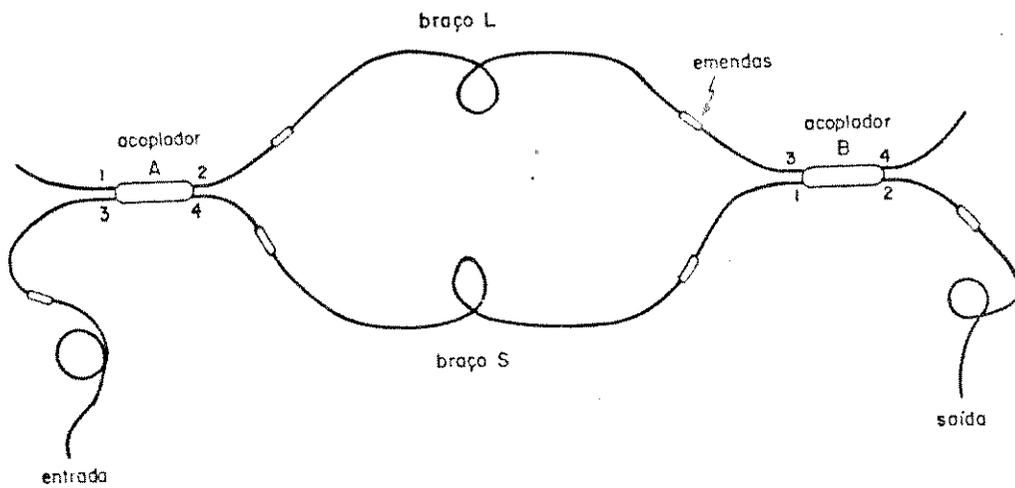


Fig. 4.1 : Esquema de Interferômetro de Mach-Zehnder todo Montado em Fibra Óptica Monomodo.

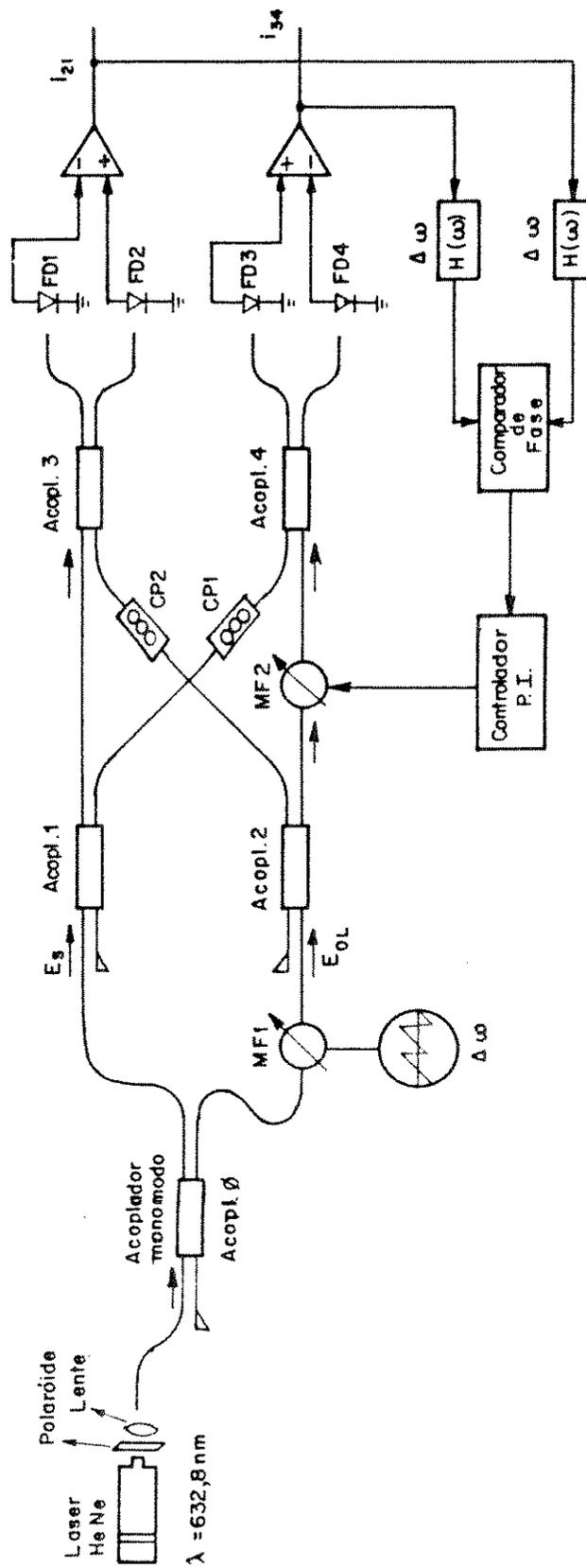


Fig. 4.2 : Esquema Detalhado de Construção e Teste da Híbrida Proposta.

O dispositivo, todo construído em fibra óptica monomodo, consiste de 4 acopladores direcionais simétricos (Acopl. 1, 2, 3 e 4) e um modulador de fase óptico (MF2). Um quinto acoplador (Acopl. 0) é utilizado para proporcionar a simulação do oscilador local e obter um sistema auto-homódino. Um segundo modulador de fase óptico (MF1) deve ser usado para permitir a modulação da fase do sinal do D.L. por uma função "dente-de-serra" e, assim, possibilitar a sintonização da realimentação de controle. Dois controladores de polarização (CP1 e CP2) são usados para ajustar as polarizações dos campos e torná-las paralelas antes de interferirem-se, visto que a fibra utilizada não preserva polarização. A realimentação (eletrônica) de controle permite o ajuste da defasagem de 90° entre os braços de saída e a estabilização térmica do dispositivo. As correntes dos fotodiodos i_1 , i_2 , i_3 e i_4 são subtraídas em amplificadores operacionais. Os sinais resultantes, i_{21} e i_{34} , são filtrados em filtros passa-faixa $H(\omega)$ centrados na frequência " $\Delta\omega$ " e conectados a um comparador de fase. $\Delta\omega$ é o "desvio" de frequência criado pela modulação de fase com a função dente-de-serra/FSK. O sinal de saída do comparador é, então, usado como entrada de um controlador P.I. (proporcional-mais-integral), ou, opcionalmente, de um controlador apenas proporcional, os quais geram o sinal de controle de fase para o modulador MF2 na híbrida óptica. Este sinal de controle faz, então, variar $\Delta\theta_2$ de maneira a compensar as variações térmicas e estabilizar a saída. A fonte óptica é um único laser de HeNe que emite radiação no comprimento de onda $\lambda = 632,8$ nm. Um polarizador óptico do tipo polaróide é usado após a fonte óptica para garantir que a luz se torne linearmente polarizada e uma lente de 20X e abertura numérica 0,40 é usada para focalizar o feixe na fibra.

A técnica de diversidade de fase pressupõe que sinal e D.L. possuam campos descorrelacionados em fase, provenientes de 2 fontes distintas, e a sua função é, exatamente, tornar o receptor imune ao ruído (diferença) de fase que possa haver entre estes campos. Portanto, na implementação de um receptor óptico coerente com diversidade de fase com oscilador local simulado, faz-se necessário descorrelacionar os campos do sinal e oscilador local. Um meio simples, entretanto, para se realizar esta tarefa, é adicionar um

trecho de fibra óptica de comprimento maior que o comprimento de coerência do laser no braço do O.L. (ou do Sinal) [55]. Este cuidado, entretanto, não foi considerado na implementação do conjunto experimental de construção e teste da híbrida óptica, como mostra a Fig. 4.2, devido à necessidade de um trecho muito longo de fibra (pois o comprimento de coerência do laser de HeNe é da ordem de 50 km) e a grande atenuação da fibra óptica utilizada ($\cong 12$ dB/km). Apesar deste fato, a caracterização da híbrida não ficará comprometida já que o objetivo é obter um dispositivo controlado ativamente e que mostre ser imune à instabilidade térmica do ambiente. A garantia de uma defasagem fixa de 90° entre os sinais de saída, sejam os sinais de entrada correlacionados ou descorrelacionados em fase, é uma consequência natural da obtenção dessa estabilização térmica do dispositivo.

Observando-se a Fig. 4.2, fica claro que o arranjo experimental assim montado é, na verdade, um par de interferômetros de Mach-Zehnder montados em fibra óptica, onde os sinais são divididos e recombinados duas vezes. Num dos interferômetros é acrescentado um modulador de fase a um dos caminhos, antes dos sinais interferirem-se. No outro são utilizados dois moduladores de fase em um dos caminhos, sendo que um desses moduladores é compartilhado pelos dois interferômetros. Sendo assim, deve-se esperar do sistema um funcionamento com características interferométricas, o que não ocorreria em um sistema com O.L. não simulado. A Fig. 4.3 mostra, de uma maneira simplificada, o funcionamento do sistema.

O restante deste capítulo se dedicará a descrever cada componente do sistema e os detalhes práticos da montagem experimental.

4.4. OS COMPONENTES DO SISTEMA

4.4.1. A Fonte Óptica

Em comunicações ópticas coerentes se faz necessário o uso

de fontes ópticas (Laser) que atendam as características de estabilidade, pureza espectral e largura de linha requeridos para essa aplicação. Embora a técnica de diversidade de fase suavize os problemas com a largura de linha, ainda assim se faz necessário o uso de lasers com larguras de linha, no máximo, da ordem da taxa de bits. Essas larguras de linha estreitas podem ser obtidas com lasers semicondutores de Cavidade Externa, lasers a gás e lasers semicondutores DFB (Distributed FeedBack). Em comunicações ópticas, entretanto, normalmente se utiliza sinais luminosos com comprimentos de onda $\lambda = 1300$ nm ou $\lambda = 1500$ nm devido às características intrínsecas de atenuação/dispersão da fibra óptica (sílica). Assim as fontes ópticas aceitáveis em experimentos com sistemas coerentes são as fontes semicondutoras e o laser especial de HeNe de $\lambda = 1520$ nm.

Recentemente, Lima e Conforti [43] implementaram experimentalmente um laser semiconductor com cavidade externa em $\lambda = 1300$ nm neste laboratório - LCO/DMO/FEE/UNICAMP. Recentemente, também o CADFO/CPqD/TELEBRÁS adquiriu um laser de HeNe de $\lambda = 1520$ nm da Melles Griott. Lasers DFB estão em fase de importação pelo L.C.O. No início deste projeto, porém, nenhuma destas 3 soluções eram disponíveis. Optou-se, então, pelo uso do laser de HeNe de $\lambda = 632,8$ nm, primeiro por apresentar largura de linha estreita ($\Delta\nu_T = 5$ kHz [50]), e, segundo, por emitir radiação de comprimento de onda dentro da faixa de luz visível (cor vermelha), facilitando bastante o alinhamento do sistema (acoplamentos laser/fibra e fibra/fotodetector). Embora este comprimento de onda não seja ideal para as comunicações por fibras ópticas, sua utilização é justificada pelos objetivos didáticos e acadêmicos do projeto. Foi utilizado um laser de Hélio-Neônio fabricado pela Opto-Eletrônica São Carlos, de 5 mW (máximo) de potência óptica de saída.

Quanto à característica de estabilidade em frequência requerida para sistemas coerentes, têm-se, primeiro, que o laser escolhido, por ser a gás, tem boa estabilidade e, segundo, o esquema auto-homódino (D.L. simulado) garante a estabilidade de frequência entre sinal e D.L.. Convém ressaltar, entretanto, que a estabilidade em frequência do laser utilizado foi medida no LCO e é de 500 MHz/s [50].

4.4.2. A Fibra Óptica

A fibra óptica utilizada no experimento (MX-956) foi confeccionada pelo Centro de Pesquisa e Desenvolvimento da TELEBRÁS (CPqD-TELEBRÁS) em Campinas, SP, utilizando o método M.C.V.D. (Modified Chemical Vapour Deposition). O perfil do índice de refração, em função do raio da preforma utilizada para confeccionar a fibra, e o perfil equivalente (gráfico retangular), é mostrado na Fig. 4.4. A Fig. 4.5 mostra a atenuação da fibra em função do comprimento de onda do sinal por ela guiado. A Fig. 4.6 mostra o gráfico de medida do comprimento de onda de corte (λ_c) da fibra. No caso, a fibra é monomodo para comprimento de onda $\lambda = 632,8$ nm.

Outros dados da fibra MX-956:

- Diâmetro do núcleo : $d_1 = 4,0 \mu\text{m}$
- Diâmetro da casca : $d_2 = 120 \mu\text{m}$
- índice de refração do núcleo : $N_1 = 1,460$ (obtido da Fig. 4.4)
- índice de refração da casca : $N_2 = 1,457$ (sílica)
- Atenuação em 632,8 nm : ~ 12 dB/km
- Coeficiente de dilatação térmica da fibra (sílica) : $\frac{\Delta l}{l \Delta T} = 5,7 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$
- Módulo de Young : $E = 7,2 \times 10^{10} \text{ N/m}^2$
- Revestimento : Resina de Acrilato

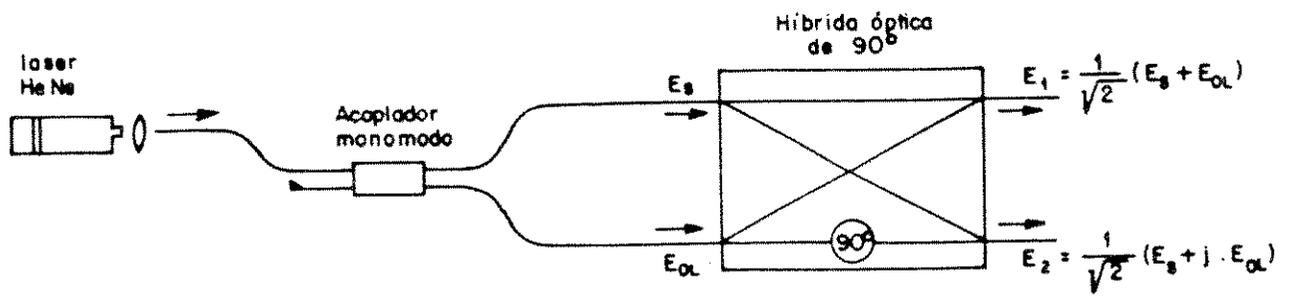


Fig. 4.3 : Esquema Simplificado da Montagem Proposta.

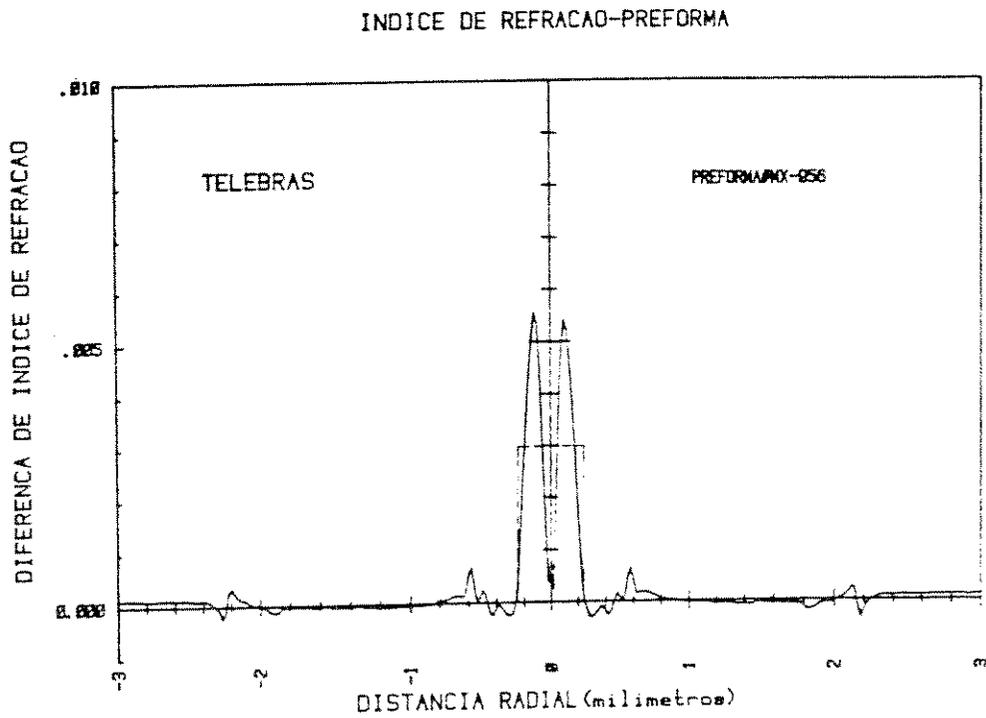


Fig. 4.4 : Variação do índice de Refração da Preforma em Função do seu Raio.

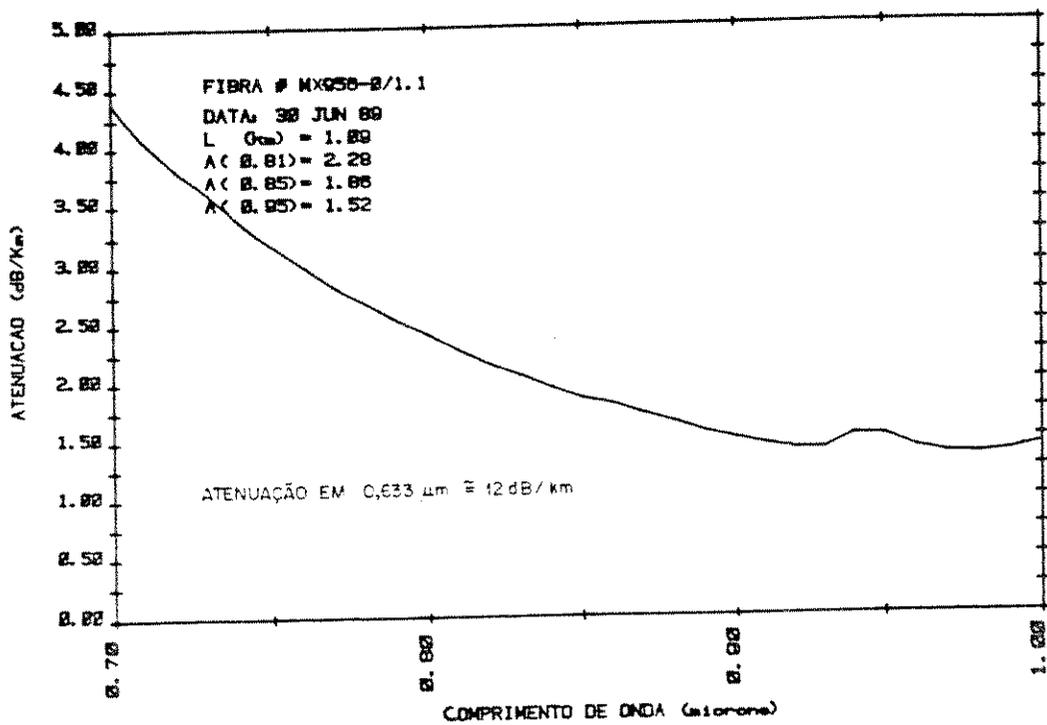


Fig. 4.5 : Dados de Atenuação da Fibra Utilizada.

MEDIDA ***LAMBDA DE CORTE***
 OPERADOR : I/J

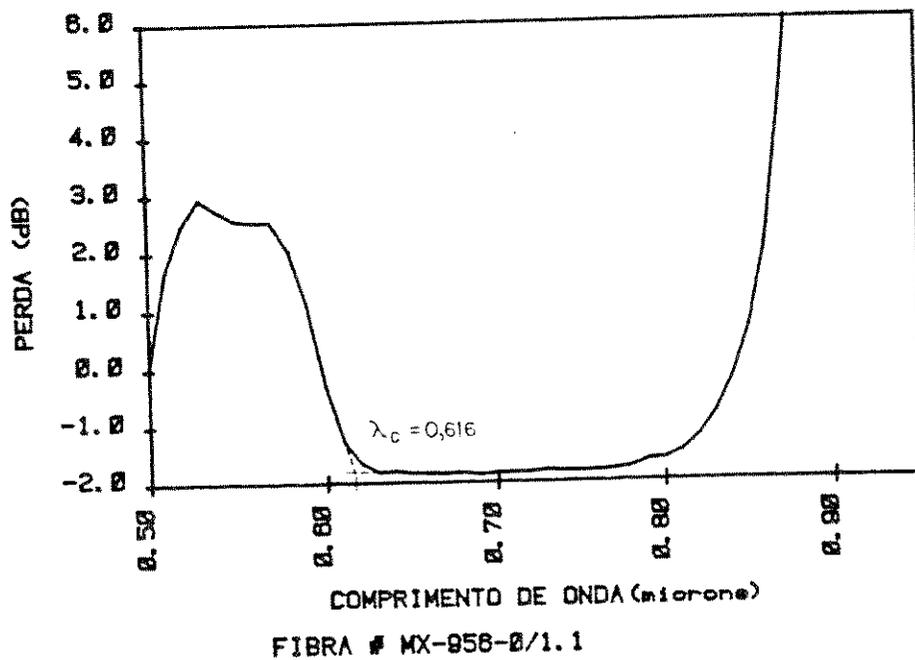


Fig. 4.6 : Medida do Comprimento de Onda de Corte da Fibra Utilizada.

- Diâmetro do revestimento : 269 μm .

Obs.: Todas as medidas apresentadas foram feitas no laboratório de caracterização do CPqD-TELEBRÁS.

Obs.: Esta fibra (MX-956) é considerada pelos técnicos do CPqD, de má qualidade devido à característica apresentada na Fig. 4.4 e à alta atenuação apresentada, tendo sido sua confecção resultado de testes laboratoriais. Entretanto, era a única fibra monomodo em $\lambda = 632,8 \text{ nm}$ disponível para o desenvolvimento deste projeto.

4.4.3. Os Acopladores Direcionais Ópticos em Fibra Monomodo

Os acopladores direcionais ópticos em fibra monomodo são dispositivos simétricos de 4 portas, duas entradas e duas saídas, nos quais o sinal que incide em uma das entradas é distribuído entre as duas saídas, conforme já foi descrito na seção 3.2. Os acopladores utilizados neste trabalho foram construídos pelo CADFO/CPqD/TELEBRÁS usando a técnica de "Fusão em Estrutura Bicônica", onde duas fibras ópticas monomodo são colocadas em contato, aquecidas até a fusão e puxadas. O acoplamento entre as fibras decorre do batimento entre os 2 modos de mais baixa ordem (simétrico e anti-simétrico) excitados na "região fundida" do dispositivo. A razão de acoplamento depende do coeficiente de acoplamento e do comprimento da região fundida (comprimento de acoplamento) [35].

Estes dispositivos são caracterizados em termos de potência óptica por uma razão de acoplamento $RA = K^2$ e por uma perda de inserção (atenuação óptica) $L = \alpha^2$ [35]. Entretanto, quando se está preocupado com as fases dos sinais envolvidos, deve-se levar em conta o

fato de que em um acoplador direcional simétrico, isto é, identicamente acoplado (construído com fibras idênticas), quando uma onda eletromagnética incide em uma de suas portas de entrada, as duas ondas de saída emergem com uma diferença de fase relativa de $\pi/2$ rad (90°) [36, 37, 49].

A fibra utilizada nos acopladores Acopl. 0, Acopl. 1 e Acopl. 2 é a mesma utilizada no restante do projeto e descrita na seção 4.4.2 (MX-956), enquanto que a fibra utilizada nos acopladores Acopl. 3 e Acopl. 4 é a fibra M - 706, a qual também é monomodo em $\lambda = 632,8$ nm. As características desta fibra são descritas sucintamente a seguir:

Fibra M-706 :

$d_1 = 4,6 \mu\text{m}$	$d_2 = 92,5 \mu\text{m}$
$N_1 = 1,459$	$N_2 = 1,457$
Atenuação em 632,8 nm	~ 12 dB/km
Revestimento :	Acrilato

A caracterização dos acopladores utilizados foi realizada no CADFO/CPqD/TELEBRÁS, na época da confecção de cada um deles. Entretanto, foi realizada no início deste projeto uma recharacterização simplificada das peças disponíveis e, com base nesses dados, foram escolhidos os 5 melhores. A seguir é, então, apresentado essas duas caracterizações para cada acoplador utilizado.

De acordo com a Tabela 4.1, os acopladores Acopl. 0, 1 e 2 possuem características mais "estáveis" que os acopladores 3 e 4. Na verdade, entretanto, ocorre que o processo de encapsulamento utilizado para as peças 3 e 4 degrada as características de construção do dispositivo, enquanto que o processo de encapsulamento dos acopladores 0, 1 e 2 é mais avançado e foi desenvolvido pelo CADFO exatamente para evitar tais alterações de características. O

TABELA 4.1 : Caracterização dos Acopladores Utilizados para o Comprimento de Onda $\lambda = 632,8 \text{ nm}$

Peça	Código fabricação	R.A.-LCO ⁽¹⁾	R.A.-CADFO ⁽²⁾	Perda-CADFO ⁽²⁾
Acopl. 0	MM 07.20.89-2	12%	12%	11% (0,5 dB)
Acopl. 1	MM 07.26.89-2	38%	40%	Não disponív.
Acopl. 2	MM 07.11.89-3	50%	50%	9% (0,4 dB)
Acopl. 3	FMM 87.07.20-1	39%	50%	50% (3 dB)
Acopl. 4	FMM 87.07.20-2	50%	45,5%	31% (1,6 dB)

(1) : Medidas realizadas em fevereiro/90.

(2) : Medidas realizadas antes do encapsulamento do acoplador e na época da confecção de cada peça: Acopl. 0, 1 e 2 - julho/89, Acopl. 3 e 4 - julho/87.

encapsulamento dos acopladores (0, 1 e 2) é feito dentro de um tubo metálico de 8 centímetros de comprimento e 6 mm de diâmetro onde se injeta silicone, enquanto que o encapsulamento dos acopladores 3 e 4 é feito todo em silicone polimerizado, com dimensões 10 cm x 1,5 cm x 0,8 cm.

É bom ressaltar que acopladores monomodo em $\lambda = 632,8 \text{ nm}$ não são de fabricação convencional do CADFO/CPqD/TELEBRÁS. A confecção das peças utilizadas neste projeto foi resultado de testes laboratoriais, utilizando uma fibra de má qualidade.

4.4.4. Os Moduladores de Fase Utilizando Cerâmica Piezoelétrica

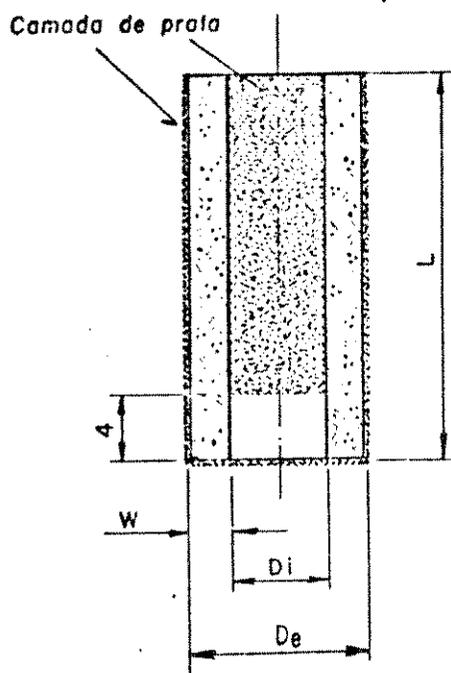
Para conseguir-se uma modulação em fase de um sinal guiado

por uma fibra sem que seja preciso cortar essa fibra, foram desenvolvidos moduladores que variam o índice de refração da fibra e/ou seu comprimento através de deformações mecânicas da fibra. Para efetuar tais deformações de maneira controlada visando seguir a informação do sinal modulante, a fibra é associada a materiais que possuam a capacidade de deformarem-se de maneira conhecida quando sujeitos a ação de campos elétricos. Tais materiais são chamados "Piezoelétricos". Dessa associação fibra-material piezoelétrico surgiram os moduladores piezoelétricos de fase, cuja grande vantagem está no fato de não ser necessário interromper a fibra por onde o sinal se propaga para que seja imprimida a modulação em sua fase. Porém, uma vez que a modulação é proporcional a deformações mecânicas da fibra, tal modulação fica limitada à capacidade de deformação do modulador em amplitude e frequência [42].

O modulador piezoelétrico de fase utilizado neste projeto foi construído enrolando-se a fibra sob tensão mecânica em forma de bobina sobre um cilindro oco de material piezoelétrico (cerâmica piezoelétrica-PZT) que possui suas paredes interna e externa metalizadas separadamente. A Fig. 4.7(a) mostra as dimensões dos PZT's A e B utilizados, a Fig. 4.7(b) mostra o esquema dos moduladores montados no laboratório e a Fig. 4.7(c) apresenta a montagem prática utilizada. Uma tensão elétrica é aplicada entre as paredes metalizadas do cilindro fazendo com que este deforme-se, variando seu diâmetro externo. Isso faz com que a fibra enrolada sobre o cilindro seja deformada, causando uma variação em seu comprimento e em seu índice de refração, o que resulta na modulação da fase do sinal que se propaga pela fibra. A interação com o PZT também provoca uma certa modulação na polarização do sinal levado pela fibra. A expressão que dá a variação de fase do sinal (δ) devido à variação do diâmetro externo do cilindro (ΔD_e) é dada a seguir [42].

$$\delta = \frac{2\pi^2 N_1}{\lambda} \left(1 - N_1^2 \cdot \frac{p}{2} \right) \Delta D_e \cdot N \quad (4.1)$$

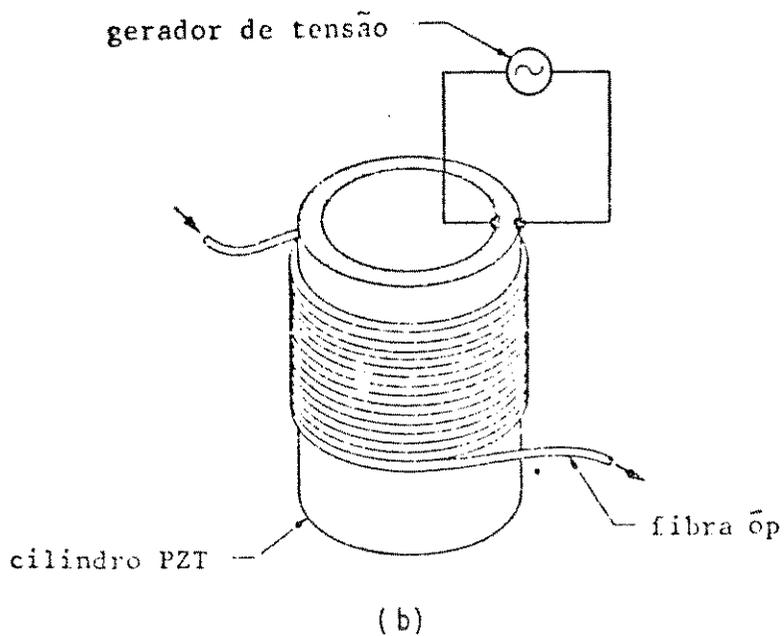
Substituindo os valores de:



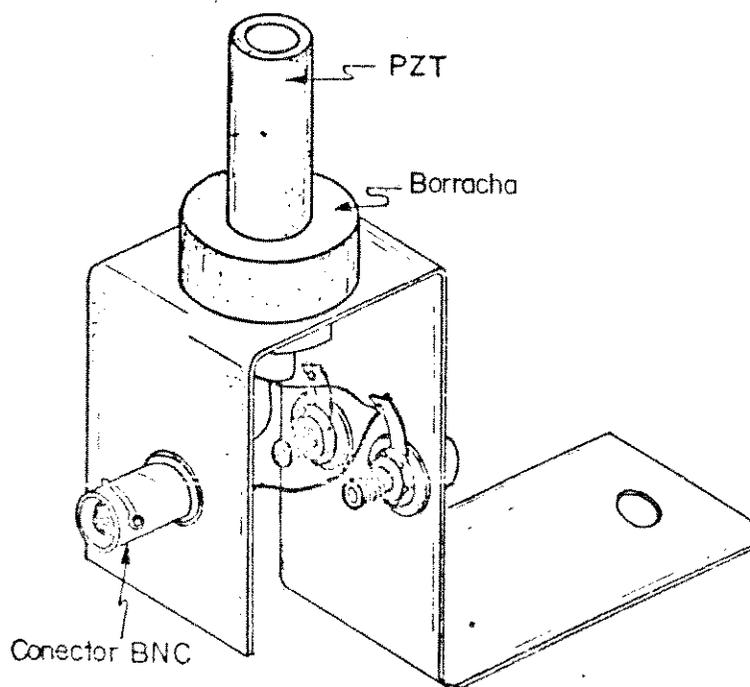
	PZT A	PZT B
W	2,0	2,15
Di	∅ 7,2	∅ 6,8
De	∅ 11,0	∅ 11,0
L	25,0	25,00

(milímetros)

(a)



(b)



(c)

Fig. 4.7 : (a) Dimensões dos PZT's Usados

(b) Modulador de Fase pela Tração em um Cilindro PZT

(c) Montagem da Cerâmica Piezoelétrica sobre a Base [42].

$$N_1 = 1,460$$

$$\rho = 0,2 \text{ (coeficiente fotoelástico da fibra)}$$

$$\lambda = 632,8 \text{ nm}$$

tem-se:

$$\delta = 35,863 \times 10^{-3} \cdot \Delta D_e \cdot N \text{ [radianos]} \quad (4.2)$$

onde: N é o número de voltas de fibra enroladas sobre o cilindro e ΔD_e é dado em nm.

Ramos e Conforti [42] levantaram as curvas de deformação estáticas dos PZT's A e B com a tensão elétrica aplicada, ΔV (Anexo 1). Nota-se, daí, que a variação do diâmetro é proporcional à tensão aplicada, a qual contém a informação modulante. Dessas curvas, pode-se aproximar assintoticamente uma relação linear entre ΔD_e e ΔV para variações de tensão inferiores a 100 volts:

$$\text{Cerâmica A} \quad : \quad \frac{\Delta D_e}{\Delta V} \cong 0,24 \frac{\text{nm}}{\text{V}}$$

$$\text{Cerâmica B} \quad : \quad \frac{\Delta D_e}{\Delta V} \cong 0,21 \frac{\text{nm}}{\text{V}}$$

Foram dados os seguintes números de voltas de fibra sobre cada cilindro:

$$\text{Cerâmica A} \quad : \quad N = 39 \text{ voltas}$$

$$\text{Cerâmica B} \quad : \quad N = 43 \text{ voltas}$$

Substituindo na equação (4.2) têm-se

$$\text{Cerâmica A} \quad : \quad \delta_A = 0,336 \cdot \Delta V \quad [\text{radianos}] \quad (4.3)$$

$$\text{Cerâmica B} \quad : \quad \delta_B = 0,324 \cdot \Delta V \quad [\text{radianos}] \quad (4.4)$$

onde ΔV é dado em volts e δ em radianos.

A resposta em frequência das cerâmicas utilizadas (PZT-A e PZT-B) apresenta ressonâncias periódicas, sendo $f = 65$ kHz a mais baixa delas. A curva de resposta na faixa de 100 Hz a 45 kHz foi obtida experimentalmente [42] e é apresentada na Fig. 4.8, de onde nota-se que nessa região os moduladores apresentam respostas aproximadamente plana. Logo, conclui-se que as relações entre desvio de fase e tensão aplicada, expressões (4.3) e (4.4), obtidas para sinais estáticos, são também aproximadamente válidas nesta região do espectro.

A cerâmica PZT-A será utilizada no modulador MF1 da Fig. 4.2 e fará uma modulação "FSK" no sinal, de maneira a conseguir o "desvio" de frequência $\Delta\omega$. A cerâmica PZT-B será utilizada no modulador MF2 e funcionará como atuador do sistema de controle.

4.4.5. Os Controladores de Polarização

Para que haja máxima mistura entre os sinais trazidos pelos 2 braços de entrada de um acoplador, é necessário que esses sinais tenham seus campos polarizados linearmente e paralelamente. Para garantir a polarização linear do campo foi usado um polarizador do tipo polaróide na frente da fonte óptica (ob.: teoricamente, a polariza-

ção da luz do HeNe já seria linear). O paralelismo na polarização dos campos poderia ser obtido utilizando fibra óptica mantenedora de polarização, o que não ocorre neste projeto. Sendo assim, é necessário que pelo menos um dos braços de entrada do acoplador tenha a polarização de seu sinal ajustável, de forma a compatibilizá-la com a polarização do sinal do outro caminho. Para este fim, foi utilizado um dispositivo simples e de fácil construção que permite o controle de polarização do sinal guiado por uma fibra óptica monomodo, o qual se denomina controlador de polarização.

Este dispositivo é confeccionado de maneira a fazer com que a fibra forme uma espira dupla entre duas espiras simples, uma a frente da outra, conforme mostra a Fig. 4.9. O ajuste da polarização se dá ao torcer o trecho de fibra entre as espiras, através da rotação relativa de seus planos, e, normalmente, é feito empiricamente de modo a maximizar o batimento entre os sinais trazidos pelos dois braços de entrada do acoplador [42].

4.4.6. Os Fotodetectores

Os 4 braços de recepção de sinal da híbrida construída utilizam fotodetectores tipo PIN idênticos. São SGD-040A, fabricados pela EG&G Photon Devices e encapsulados segundo o padrão T0-5 [44]/(Anexo 3). Este fotodetector possui uma construção com "Guard-Ring" para proteção e seu esquema de ligações elétricas é apresentado na Fig. 4.10. Da curva de responsividade deste dispositivo em função do comprimento de onda [44], obtém-se, para o comprimento de onda da luz do HeNe, $R \cong 0,35 \text{ A/W}$. Tem-se, também, que [44]:

$$\text{Área ativa} : A = 0,81 \text{ mm}^2$$

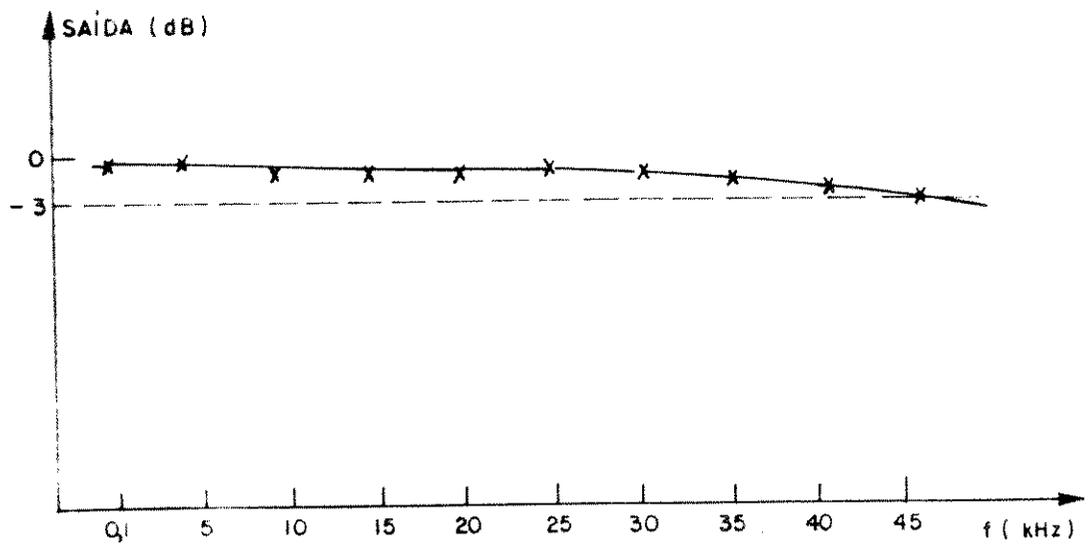


Fig. 4.8 : Resposta em Frequência do PZT Utilizado [42].

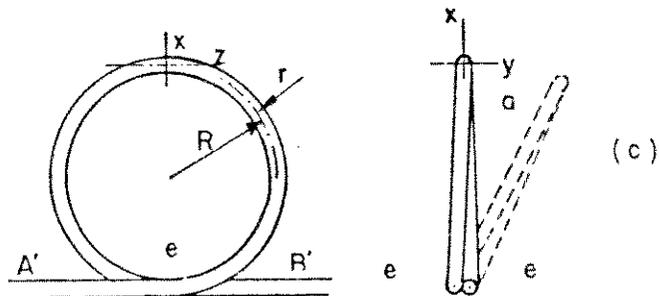
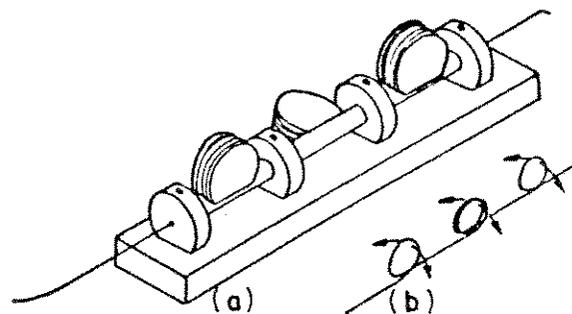


Fig. 4.9 : (a) Controlador de Polarização para Fibra Monomodo
 (b) Configuração da Fibra Mostrando a Liberdade de Rotação do Plano de cada Espira
 (c) Esquema de uma Espira de Fibra Indicando como seu Plano Sofre Rotação.

Banda de passagem : $B = 26 \text{ MHz}$ (medido em 50 ohms)

Voltagem reversa de operação : $V_{\text{b}} = 0$ a 180 V

Cada fotodiodo foi montado dentro de uma peça de alumínio, na qual foi fixada uma agulha hipodérmica de uso médico para alinhar a fibra em relação ao fotodiodo. Tal peça foi denominada "peça simplificada para acoplamento fibra-fotodiodo" e tem também a função de blindar os fotodiodos (Anexo 2). As 4 peças foram fixadas sobre a caixa metálica de blindagem, a qual contém os circuitos eletrônicos de recepção e realimentação da híbrida óptica, e podem ser vistas nas fotografias da caixa blindada (Figs. 4.20(a) e 4.20(b)).

4.5. AS ETAPAS DA MONTAGEM EXPERIMENTAL

A seguir são descritas, cada uma das etapas do processo de montagem experimental.

4.5.1. Acoplamento Laser-Fibra

Para lançar a radiação produzida pelo laser de HeNe na fibra monomodo foram usados uma lente objetiva de microscópio de "20X" e abertura numérica 0,40 e um conjunto de acoplamento laser-fibra modelo F1015 da Newport Corporation [45]/(Anexo 4), fixos em um posicionador micrométrico de altura. A montagem realizada tem o objetivo de lançar o máximo de potência proveniente do laser ($\cong 3,8 \text{ mW}$ - antes do polaróide) na fibra, por meio de adequação do feixe gaussiano do laser à entrada da fibra monomodo. Para se efetuar

o alinhamento do conjunto, foi inicialmente ajustado o posicionamento da lente em relação ao laser. Depois, utilizando o conjunto de acoplamento F1015, foi ajustada a posição da fibra em relação à lente, observando-se os sinais de saída da híbrida óptica em um fotômetro e buscando maximizá-los. Nesta etapa, teve-se o cuidado de fazer uma boa clivagem das extremidades das fibras, visto ser este um fator muito importante para um bom acoplamento do feixe do laser. Procurou-se utilizar o mínimo possível de posicionadores micrométricos, a fim de obter-se um sistema de posicionamento "robusto", de difícil desalinhamento, visto que o sistema deveria ficar vários meses montados no laboratório, em testes. Tal procedimento dificultou o alinhamento inicial, mas tem-se mostrado de grande valia agora, após 10 meses de testes da híbrida. O conjunto de acoplamento laser-fibra está esquematizado na Fig. 4.11(a).

O método utilizado no laboratório para o acoplamento laser-fibra foi empírico. Entretanto, fez-se inicialmente um estudo teórico e procurou-se efetuar os cálculos necessários de maneira a conseguir o melhor posicionamento e as melhores características da lente para otimizar tal acoplamento, conforme demonstrado a seguir [45] (vide Fig. 4.11(b)):

A partir das características da fibra MX-956 apresentadas no item 4.4.2, obtém-se:

- Abertura numérica : $NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = 0,09355$

- Frequência normalizada (parâmetro "V") : $V = \frac{2 \pi a}{\lambda} \cdot NA = 1,858$

- Diâmetro de campo do modo HE_{11} (MFD) da fibra monomodo [45] :

$$MFD = 2 a(0,65 + 1,619/V^{1,5} + 2,879/V^6) = 5,44 \mu m \quad (4.5)$$

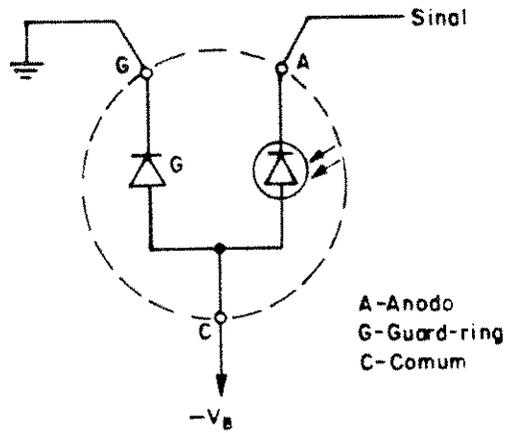


Fig. 4.10 : Esquema de Ligação do Fotodiodo SGD-040A da EG&G.

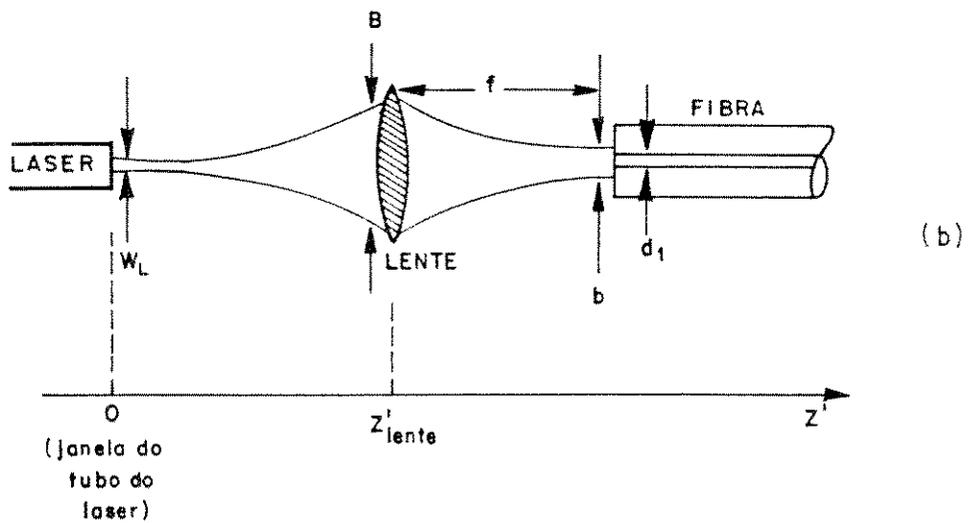
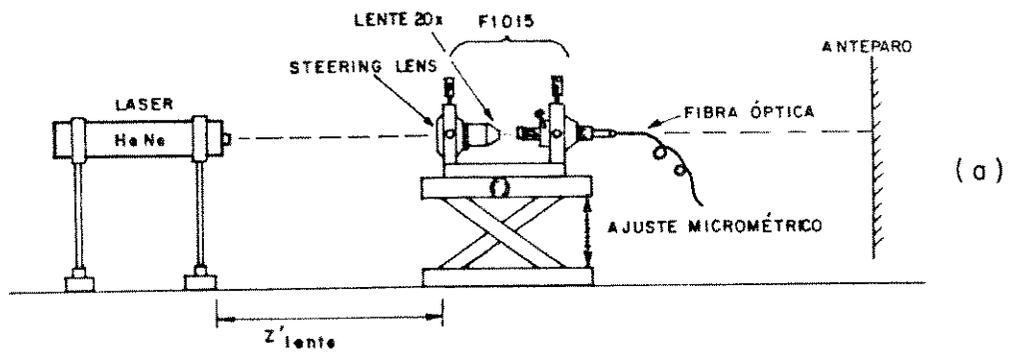


Fig. 4.11 : (a) Montagem Experimental para Acoplamento Laser-fibra
(b) Otimização do Acoplamento Laser-fibra.

- Diâmetro do feixe do laser na posição de foco da lente (b) [45] :

$$b = \frac{4 \lambda F}{\pi B} \quad (4.6)$$

onde : - F é o comprimento focal efetivo do conjunto de acoplamento F1015 da Newport Corporation. F = 7,4 mm para a lente em questão (de 20X).

- B é o diâmetro que o feixe do laser deve ter no plano imediatamente anterior à lente (Fig. 4.11(b)).

Para maximizar a eficiência de acoplamento em uma fibra monomodo, se faz necessário casar a distribuição do campo eletromagnético incidente à distribuição do modo de propagação da fibra, ou seja, fazer $b = \text{MFD}$ [45]. Pode-se, assim, obter o valor ideal de B que maximiza a potência acoplada à fibra:

$$b = \frac{4 \lambda F}{\pi B} \quad \rightarrow \quad B = \frac{4 \lambda F}{\pi \cdot \text{MFD}} = 1,096 \text{ mm.}$$

Resta, agora, determinar a posição tal que o feixe gaussiano do laser possui o diâmetro $B = 1,096 \text{ mm}$ e situar aí a lente. Para tanto, fez-se necessário levantar experimentalmente o diagrama de radiação em campo distante do laser para várias distâncias, até encontrar o diâmetro desejado. Tal procedimento poderia ter sido evitado caso fosse conhecido com precisão o diâmetro do feixe de saída do laser, W_L , e a divergência do feixe, θ_L , ou fosse conhecido:

- a posição Z_j da janela de saída do tubo em relação à posição $Z = 0$, onde ocorre o acinturamento do feixe gaussiano; e
- ω_0 - raio do feixe ("spot size") na posição $Z = 0$

e fosse utilizada a expressão para cálculo do "Spot Size" [46]

(Fig. 4.12):

$$\omega^2(Z) = \omega_0^2 \left[1 + \left(\frac{\lambda Z}{\pi \omega_0^2} \right)^2 \right] \quad (4.7)$$

onde : ω = distância do eixo óptico (raio) na qual a intensidade do feixe gaussiano do laser cai de $1/e^2$ (-8,7 dB).

Poder-se-ia, assim, encontrar a posição Z_{lente} tal que $\omega(Z_{\text{lente}}) = \frac{B}{2}$. Entretanto, este procedimento não pôde ser seguido por falta de informações precisas no manual do laser utilizado (também, não foi possível obtê-las junto ao departamento técnico da empresa fabricante/Opto-Eletrônica São Carlos).

Os diagramas de radiação nos eixos X e Y às distâncias $Z'_1 = 1,2$ cm e $Z'_2 = 36,5$ cm da janela do tubo (Fig. 4.12) foram obtidos experimentalmente e são mostrados no Anexo 5. Os resultados foram os seguintes:

$$Z' = Z'_1 = 1,2 \text{ cm} \rightarrow \left. \begin{array}{l} \omega_x(Z'_1) = 0,398 \text{ mm} \\ \omega_y(Z'_1) = 0,437 \text{ mm} \end{array} \right\} \omega(Z'_1)_{\text{médio}} = 0,42 \text{ mm}$$

$$Z' = Z'_2 = 36,5 \text{ cm} \rightarrow \left. \begin{array}{l} \omega_x(Z'_2) = 0,440 \text{ mm} \\ \omega_y(Z'_2) = 0,467 \text{ mm} \end{array} \right\} \omega(Z'_2)_{\text{médio}} = 0,46 \text{ mm}$$

De onde conclui-se que Z'_{lente} deve ser maior que Z'_2 , pois

$$\omega(Z'_{\text{lente}}) = \frac{B}{2} = 0,55 \text{ mm} > \omega(Z'_2).$$

Decidiu-se, porém, fazer $Z'_{\text{lente}} = Z'_2$ devido às limitações das dimensões da mesa (base) do laboratório. Isto resulta num valor de $b > \text{MFD}$, acarretando uma não otimização do acoplamento laser-fibra e, conseqüentemente, uma injeção indesejável ~~em~~ de potência na casca da fibra.

4.5.2. Os Níveis de Potência de Entrada e Saída da Híbrida Óptica e a Perda de Inserção do Dispositivo

Após realizado e otimizado o acoplamento laser-fibra, foram medidos os níveis de potência óptica nos 4 braços de saída da híbrida. Utilizou-se o fotômetro "OPTICAL POWER METER ML910A" da ANRITSU.

Porta de Saída 1 (P3/Acoplador 3) $\rightarrow \overline{P_1} = 3,35 \mu\text{W} (\pm 30\%) \rightarrow -25,0 \text{ dBm}$

Porta de Saída 2 (P4/Acoplador 3) $\rightarrow \overline{P_2} = 4,79 \mu\text{W} (\pm 36\%) \rightarrow -23,5 \text{ dBm}$

Porta de Saída 3 (P3/Acoplador 4) $\rightarrow \overline{P_3} = 4,22 \mu\text{W} (\pm 5\%) \rightarrow -23,8 \text{ dBm}$

Porta de Saída 4 (P4/Acoplador 4) $\rightarrow \overline{P_4} = 1,50 \mu\text{W} (\pm 12\%) \rightarrow -28,4 \text{ dBm}$

Acima são apresentados os valores médios em μW (microwatt) e dBm e, também, as variações relativas no *tempo* observadas em cada braço de saída. Tais variações de potência (amplitude) se devem à ação interferométrica do conjunto experimental em malha aberta. A instabilidade de fase causada pela dilatação térmica desigual dos caminhos dos interferômetros cria uma modulação na potência de saída

devido à interferência dos sinais correlacionados em fase. Estas variações não devem ocorrer para sinais descorrelacionados. Em malha fechada, a dilatação térmica é compensada pela atuação do PZT-B/MF2 e as variações de amplitude também não devem ocorrer. E, mesmo que ocorressem, o funcionamento balanceado da híbrida a tornaria imune a variações de amplitude dessa natureza.

As diferenças entre os níveis médios de potência de saída e as diferenças entre as variações relativas e absolutas de cada porta são devidas ao fato de se usar acopladores direcionais com diferentes valores de perdas e razões de acoplamento, de se ter diferentes emendas em cada caminho com diferentes valores de perdas, de se ter perdas adicionais nos moduladores piezoelétricas e controladores de polarização e, ainda, clivagens não absolutamente perfeitas e diferentes nas extremidades das fibras. Estas observações concordam com a análise/resultados teóricos das seções 3.3 e 3.4, onde concluiu-se que os sinais "ópticos" de saída deveriam ser desbalanceados.

A potência óptica acoplada à fibra na entrada do sistema foi medida nas mesmas condições de acoplamento em que foram medidas as potências de saída. Para fazer tal medida, a fibra de entrada foi cortada 15 cm após o acoplamento laser-fibra. Obteve-se:

$$P_{in} = 420 \mu w$$

Assim,

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\overline{P1} + \overline{P2} + \overline{P3} + \overline{P4}}{P_{in}} = 0,033$$

Isto equivale a uma atenuação óptica introduzida pelo dispositivo (perda) de 14,8 dB. Além desta atenuação, o sistema ainda tem sua eficácia reduzida pela utilização de acopladores não ideais (com perdas e R.A. \neq 3 dB), conforme discutido na análise teórica do capítulo 3.

4.5.3. As Emendas das Fibras Ópticas

A união dos componentes ópticos em fibra (acopladores, moduladores e controladores de polarização) foi feita através de solda por fusão das fibras ópticas, utilizando o equipamento "ARC FUSION OPTICAL FIBER SPLICER", tipo FSM-20, da FUJICURA, pertencente ao CADFO/CPqD/TELEBRÁS. Os caminhos de fibra entre componentes e na saída e entrada de luz possuem aproximadamente 1,5 metros de extensão cada.

A montagem óptica experimental foi realizada sobre um tabuleiro de aço para facilitar a locomoção do conjunto entre o LCD/UNICAMP e o CPqD/TELEBRÁS, visando-se às confecções das emendas das fibras.

4.5.4. Desenvolvimento dos Circuitos Eletrônicos de Recepção/Amplificação dos Sinais e de Realimentação da Híbrida

Toda a parte eletrônica do projeto da híbrida foi desenvolvida utilizando amplificadores operacionais LM318/National. Tal operacional permite trabalhar até frequências de $\cong 250$ kHz com ganho de "malha fechada" compatíveis com o projeto (20 dB - malha fechada/46 dB - malha aberta) sem acarretar distorções [47]. Este operacional se mostra, portanto, bastante viável para o circuito de realimentação e estabilização em temperatura da híbrida, visto que este circuito foi sintonizado na frequência de 12 kHz (veja seções 3.6 e 4.7). Entretanto, para o circuito de recepção ele cria o problema de limitar a "taxa de transmissão de dados" a valores muito baixos. Apesar deste problema, o LM318 foi utilizado também no circuito de recepção, pois a preocupação por enquanto é somente garantir o funcionamento da híbrida e sua estabilização em temperatura. Numa fase posterior, quando o transmissor e receptor forem totalmente implementados e uma alta taxa de dados, R_D , for escolhida para

operação do sistema, então será necessário substituir os LM318 da recepção por amplificadores operacionais rápidos.

A Fig. 4.13 apresenta o diagrama de blocos do circuito eletrônico completo. O filtro passa-faixa foi sintonizado em 12 kHz, para concordar com o "desvio" frequência $\Delta\omega$ causado pelo MF1, e possui uma banda de passagem $BW = 1,5$ kHz [51]. A curva de resposta em frequência do filtro, levantada experimentalmente, é mostrada na Fig. 4.14. O comparador de tensão é um detector de nível zero com "histerese" e sem inversão, e se presta a transformar os sinais senoidais dos 2 braços eletrônicos para níveis TTL. O circuito e a curva de transferência deste comparador são mostrados na Fig. 4.15 [52]. O detector (comparador) de fase foi construído utilizando simplesmente uma porta OU-exclusivo (TTL) e um filtro passa-baixas com frequência de corte igual a 16 Hz de maneira a obter a curva de transferência da Fig. 4.16(a) [53]. O sinal de saída do comparador de fase é proporcional à diferença de fase dos sinais de entrada, conforme mostra as Figs. 4.16(b,c,d,e). O controlador P.I. (Proporcional e Integral) foi implementado conforme mostra a Fig. 4.17 e sua função de transferência é dada a seguir:

$$\frac{e_o}{e_i} = 1 + \frac{(R_a + R_b)}{R_a \left[s C \frac{R_b R_c}{R_a} - 1 \right]} \quad (4.8)$$

$$K = \frac{R_b}{R_a} \quad \text{ganho do circuito}$$

$$\tau_i = R_i C \quad \text{constante de tempo integral}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \tau_i}$$

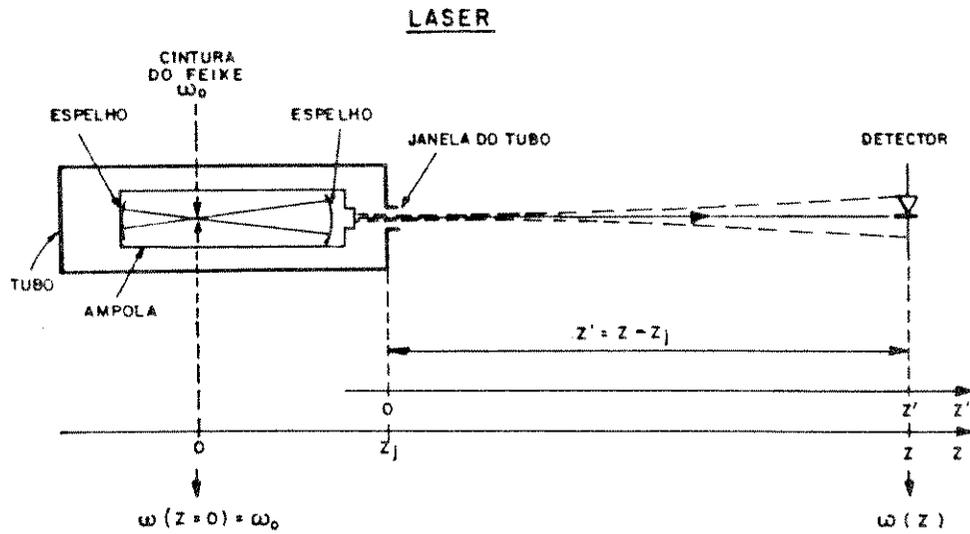


Fig. 4.12 : Levantamento dos Diagramas de Radiação em Campo Distante do Laser de HeNe da Opto-Eletrônica São Carlos.

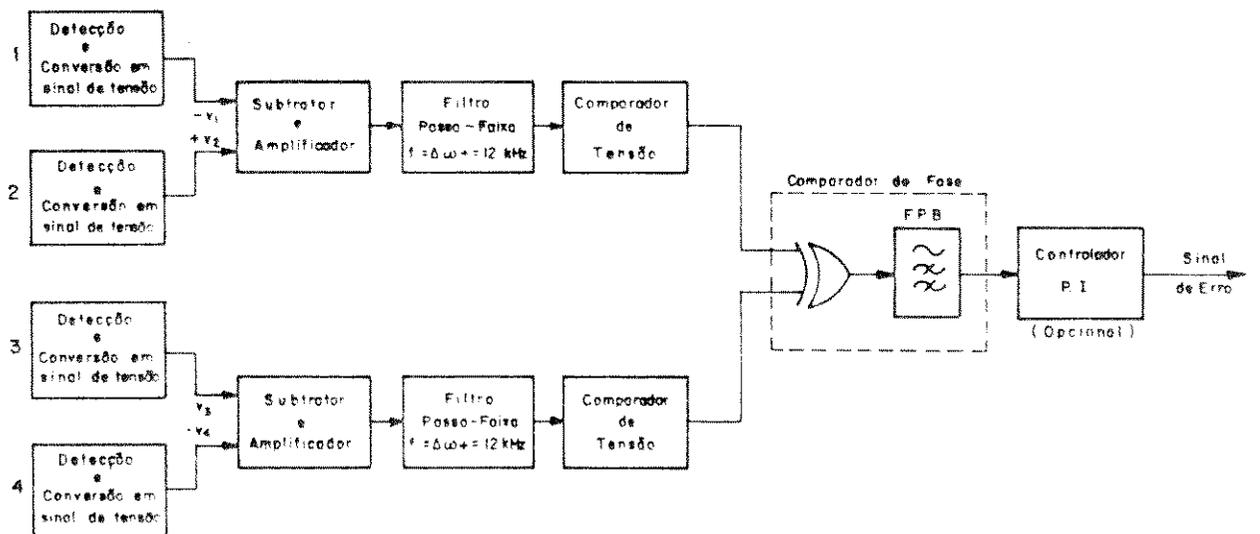


Fig. 4.13 : Diagrama de Blocos dos Circuitos de Recepção/Amplificação e de Realimentação da Híbrida Óptica.

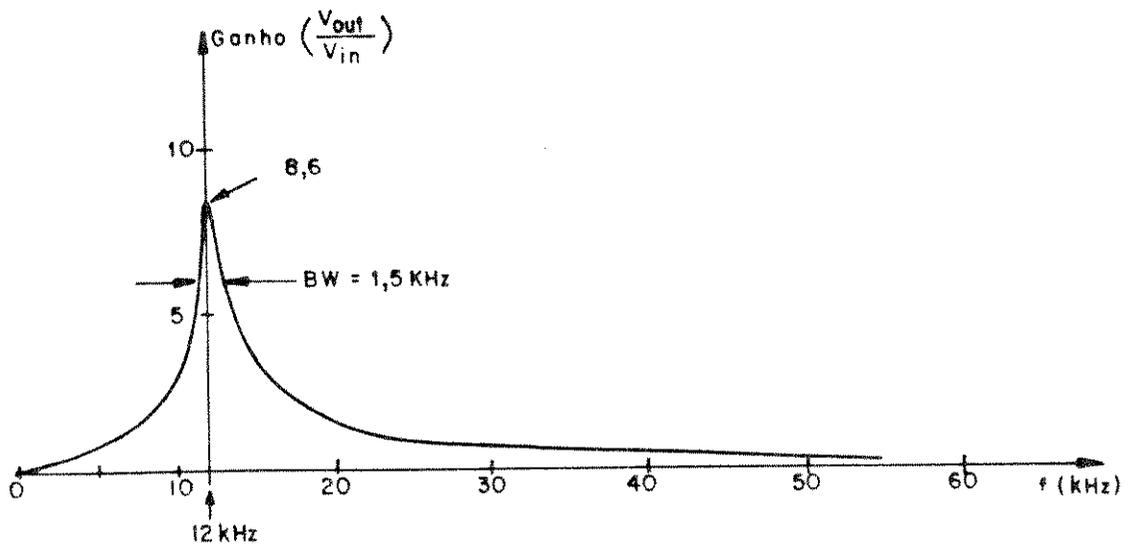
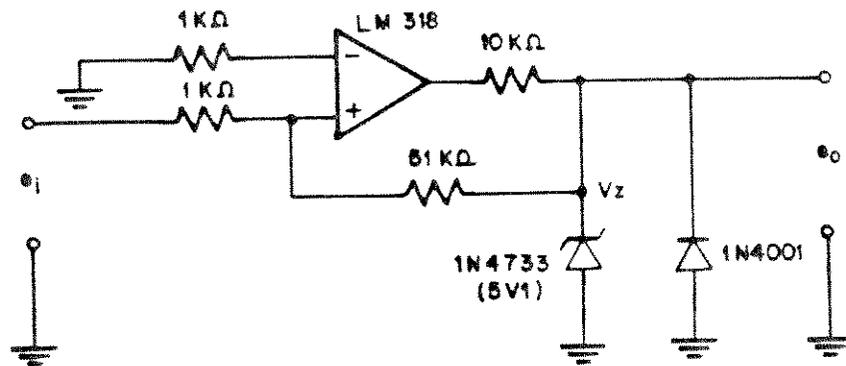
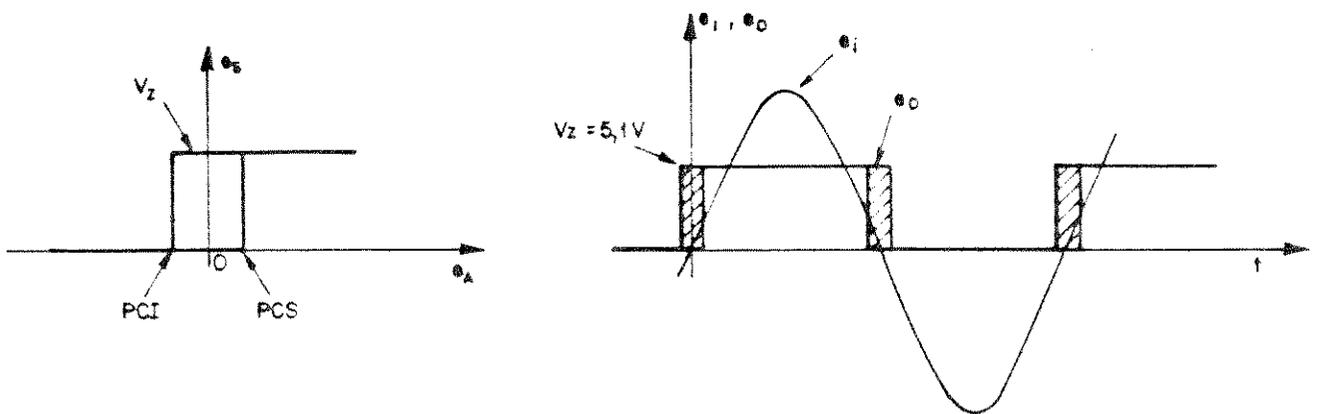


Fig. 4.14 : Curva de Resposta em Freqüência do Filtro Passa-Faixa Sintonizado em 12 kHz.



(a)



(b)

Fig. 4.15 : Comparador de Tensão-Detector de Nível Zero
 (a) Circuito
 (b) Curva de Transferência.

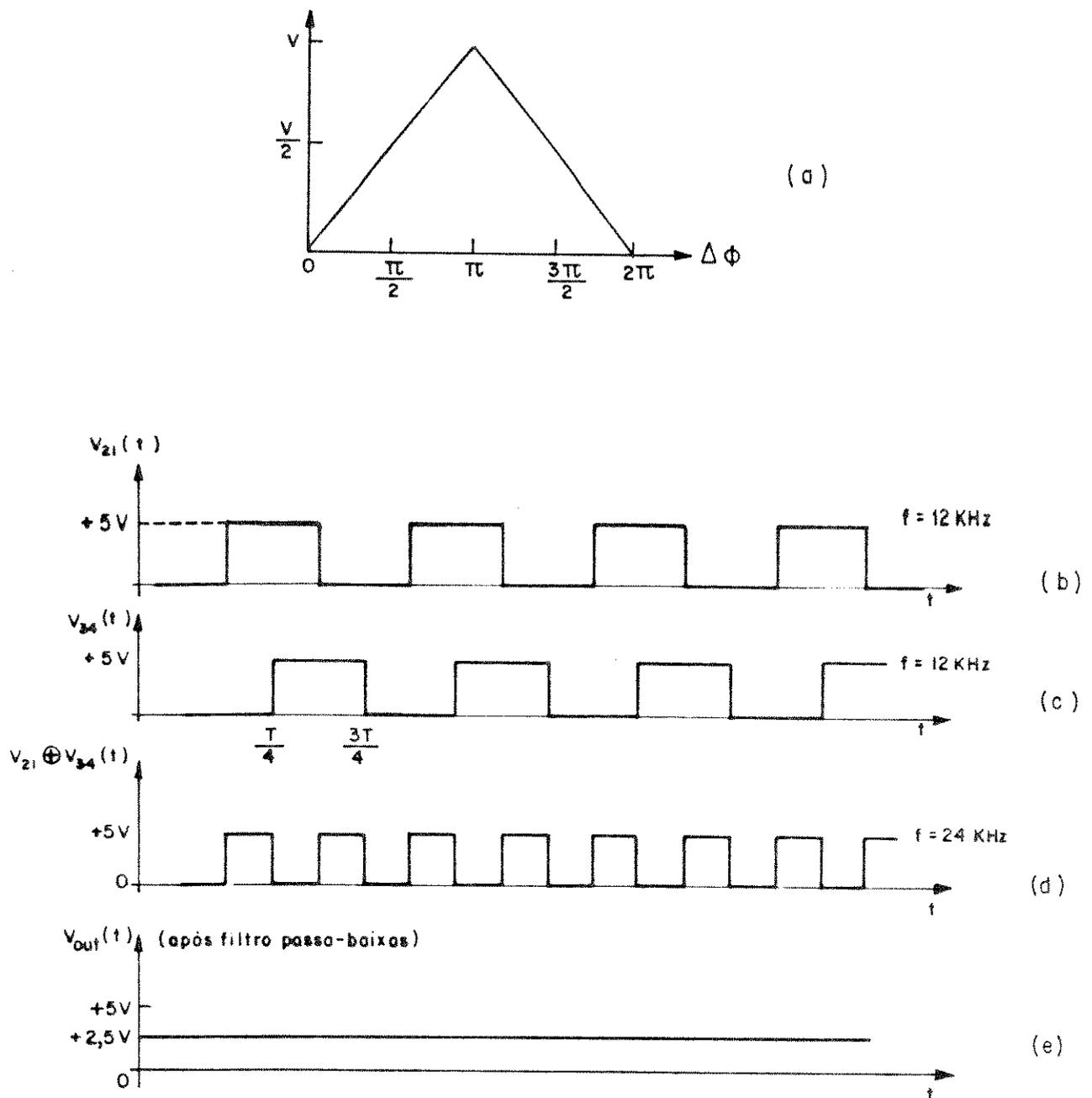


Fig. 4.16 : (a) Curva de Transferência do Comparador de Fase
Sinais no Comparador de Fase:

(b) e (c) Sinais de Entrada (defasados de 90° - exemplo)

(d) Saída da Porta OU-Exclusivo, $D = B \oplus C$

(e) Sinal Após Filtro Passa-baixa.

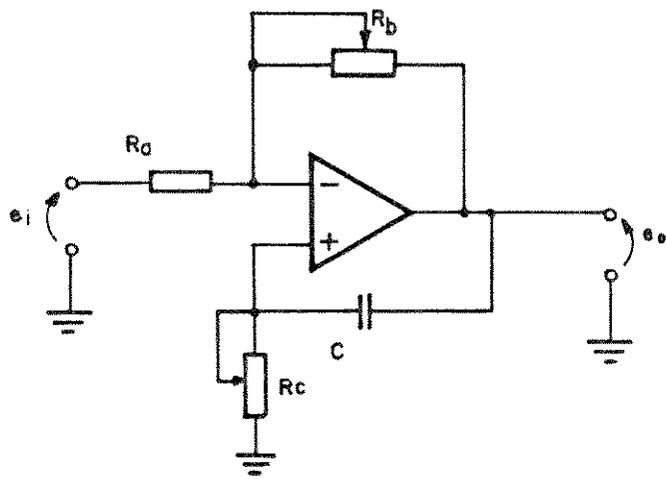


Fig. 4.17 : Controlador P.I. (Proporcional e Integral).

O sinal de erro deve acompanhar as variações térmicas, logo sua frequência, f , está limitada em uma faixa que não excede 3 Hz.

Para $f \gg \frac{f_c}{K}$ e $K \gg 1$, tem-se:

$$\frac{e_o}{e_i} \approx 1 + \frac{1}{s \cdot \tau_i} \quad (4.9)$$

A equação (4.9) é a própria definição da ação de controle proporcional-mais-integral [54], concordando com o projeto. O ganho K e o tempo integral τ_i são variáveis e devem ser ajustados de acordo com a teoria de sistemas de controle [54] a fim de não instabilizar o sistema. A implementação do controlador P.I. é opcional, visto que o sistema mostrou-se funcionar adequadamente apenas com um controlador do tipo "Proporcional". O P.I., entretanto, tem suas vantagens intrínsecas, conforme discutido por Ogata [54].

O circuito completo é apresentado na Fig. 4.18.

A seguir é apresentada a lista dos componentes utilizados no circuito.

Item	Quantidade	Descrição	Nome-Componente
<u>Resistores.</u>			
1	5	1 k Ω	R ₉ R ₁₉ R ₂₀ R ₂₃ R ₂₄ R ₃₂
2	2	2 k Ω	R ₁₄
3	8	3,9 k Ω	R ₁₁ R ₁₂ R ₁₆ R ₁₇
4	1	8 k Ω	R ₃₀

Item	Quantidade	Descrição	Nome-Componente
5	4	10 kΩ	R ₂₁ R ₂₅ R ₂₇ R ₂₈ R ₂₉
6	1	32,4 kΩ	R ₃₁
7	2	47 kΩ	R ₁₅
8	8	51 kΩ	R ₆ R ₇ R ₈ R ₁₀ R ₁₃ R ₁₈ R ₂₂ R ₂₆
9	4	100 kΩ	R ₁ R ₂ R ₃ R ₄ R ₅
<u>Capacitores:</u>			
10	4	12 pF	C ₉ C ₁₀ C ₁₃ C ₁₆
11	4	90 pF	C ₁ C ₂ C ₃ C ₄
12	4	6,8 nF	C ₁₁ C ₁₂ C ₁₄ C ₁₅
13	8	100 nF	C ₅ C ₆ C ₇ C ₈ C ₁₇ C ₁₈ C ₁₉ C ₂₀
14	27	100 nF	desacoplamento das alimentações dos C.I.'s
15	1	1 μF	C ₂₁
16	1	1 μF/200 V	desacoplamento de -V _B (polarização fotodetectores)
17	1	8,8 μF	C ₂₂
18	5	220 μF/63 V	desacoplamento da alimentação (eletrolíticos)
<u>TRIM-POT Multi-Voltas:</u>			
19	2	200 Ω	TP5 TP6
20	4	5 kΩ	TP1 TP2 TP3 TP4
21	1	100 kΩ	TP7
22	1	500 MΩ	TP8
<u>Potenciômetro de Precisão:</u>			
23	1	50 kΩ	POT1 (potenciômetro de precisão)
<u>Diodo Zener:</u>			
24	3	1N4733	D1 D3 D5 (5V1)

Item	Quantidade	Descrição	Nome-Componente
<u>Diodo Retificador:</u>			
25	2	1N4001	D2 D4
<u>Circuitos Integrados:</u>			
26	15	LM318N	CI1 CI2 CI3 CI4 CI5 CI6 CI7 CI8 CI9 CI10 CI11 CI12 CI14 CI15 CI16
27	1	74LS86	CI13 (4 EX-OR)
<u>Fotodetectores:</u>			
28	4	SGD-040A	FD1 FD2 FD3 FD4
<u>Componentes Mecânicos:</u>			
29	14	Conectores Coaxiais Fêmea	
30	4	Conectores Coaxiais Macho	
31	1	Conector de Placa 2 x 22 pinos	
32	4	Bornes de Alimentação	
33	3	Porta-fusíveis	
<u>Soquetes:</u>			
34	13	8 pinos	CI's LM318N
35	1	14 pinos	CI 13 / 74LS86
<u>Outros:</u>			
36	2	Fusível 1 ampere	
37	1	Fusível 0,1 ampere	
38	-	Cabo Coaxial	
39	-	Placa Circuito Impresso	
40	-	Blindagem em Chapa de Alumínio	

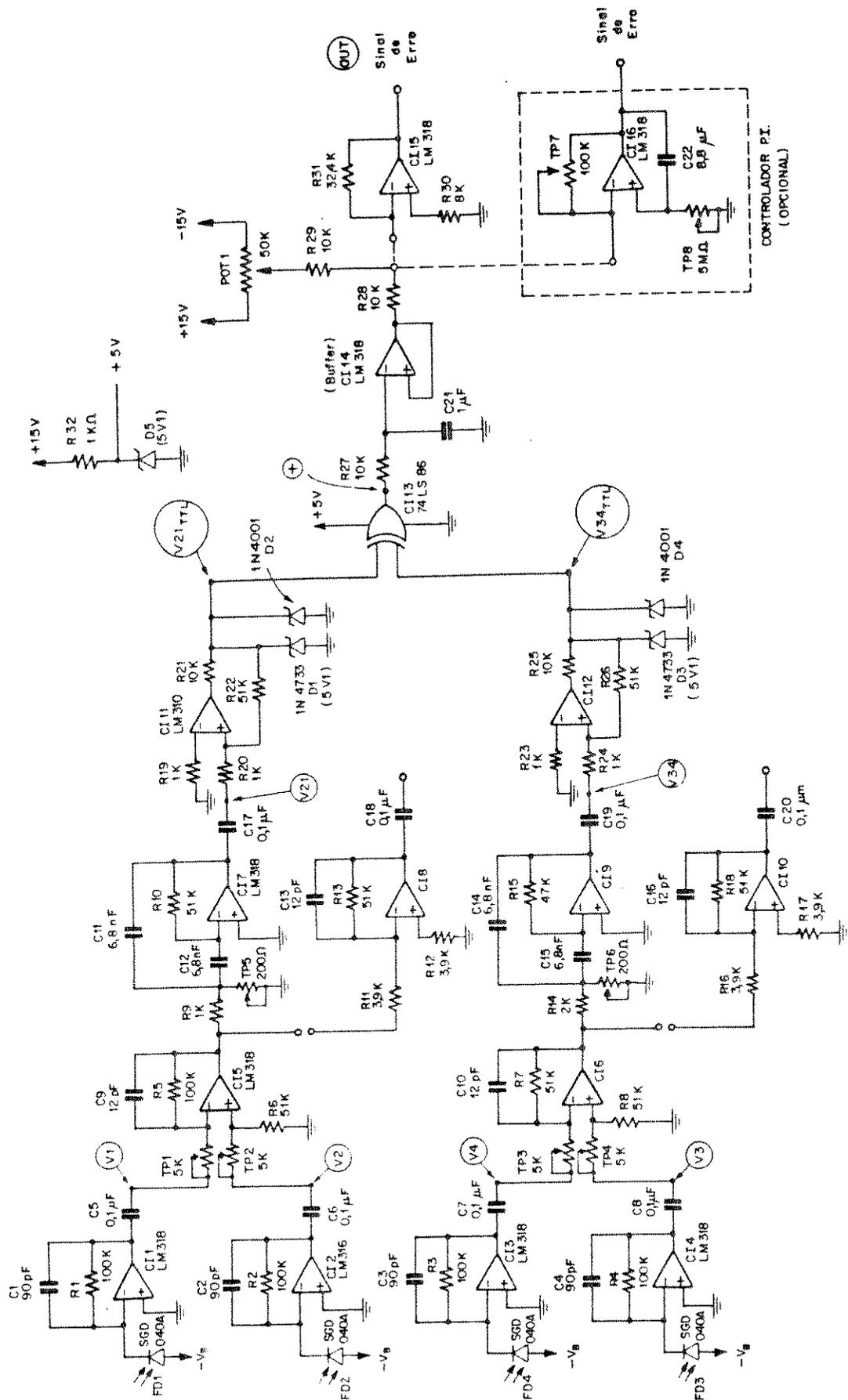


Fig. 4.18 : Circuito Eletrônico de Recepção/Amplificação e de Realimentação da Híbrida Óptica.

4.5.5. Utilização do Software P-CAD

O circuito eletrônico foi desenvolvido por partes (em blocos) em placa de circuito impresso padrão, para garantir o funcionamento do conjunto. O circuito completo, porém, foi montado numa única placa de circuito impresso, a qual foi desenvolvida usando o software "P-CAD" da Personal CAD Systems Inc.. Este software permite traçar o "lay-out" do circuito depois de se ter montado o circuito elétrico esquemático. O P-CAD desenvolveu automaticamente um lay-out, entretanto, um outro lay-out mais conveniente e otimizado foi desenvolvido pelo operador utilizando as próprias ferramentas deste software. A 3 folhas do circuito esquemático e os 2 lay-out's (desenvolvido e não desenvolvido automaticamente) são apresentados nos Anexos 6 e 7, respectivamente.

Com o lay-out pronto, a confecção dos fotolitos e a corrosão da placa foram realizadas no Laboratório de Circuito Impresso da Faculdade de Engenharia Elétrica (LCI/FEE/UNICAMP).

A Fig. 4.19 mostra a fotografia da placa de circuito montada, onde se observa algumas alterações de lay-out que se fizeram necessárias no decorrer do projeto. Estas alterações se prestaram a aperfeiçoar o circuito, reduzindo os níveis de ruído e eliminando "Cross-Talk".

4.5.6. Proteção do Circuito Eletrônico

A fonte (chaveada) do laser utilizado gera uma interferência eletromagnética (ruído) muito forte no sinal detectado. Esta interferência tem primeira harmônica em 22,4 kHz. Para solucionar este problema e também imunizar o circuito contra outras interferências eletromagnéticas, utilizou-se uma blindagem de

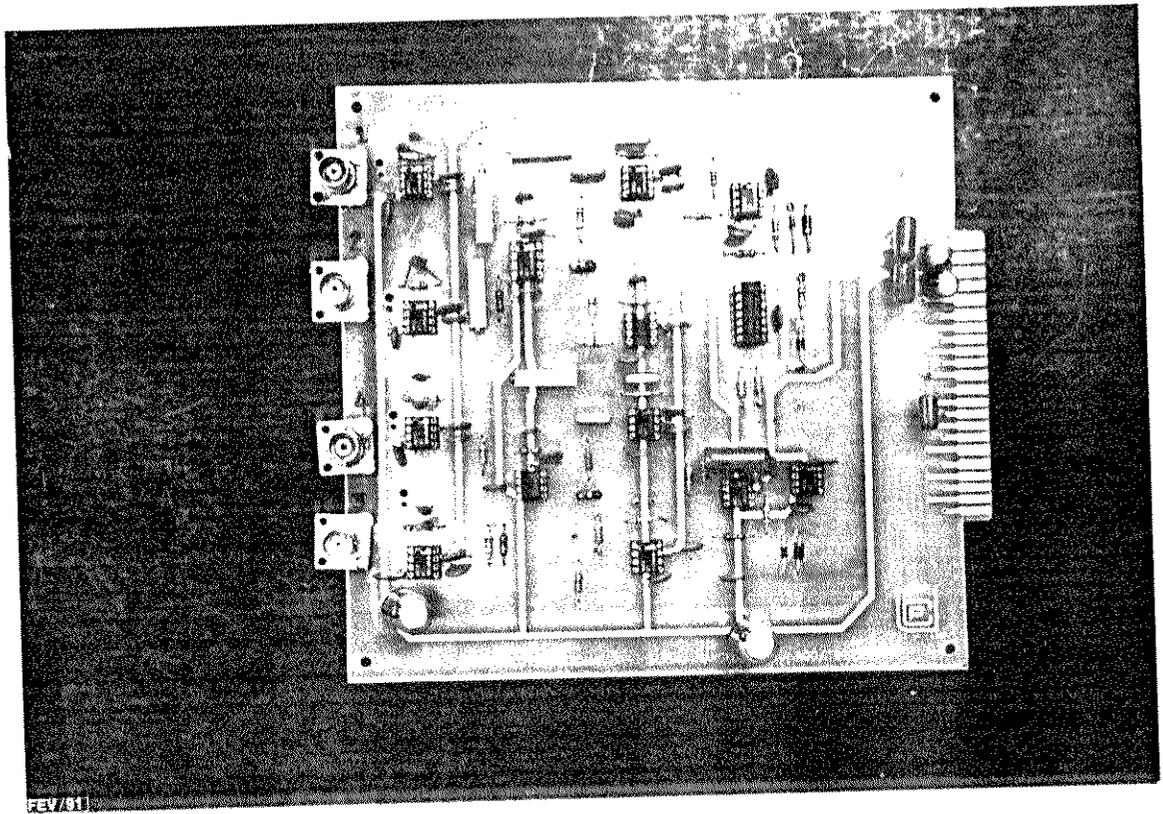


Fig. 4.19 : Fotografia da Placa de Circuito Impresso Montada com os Componentes.

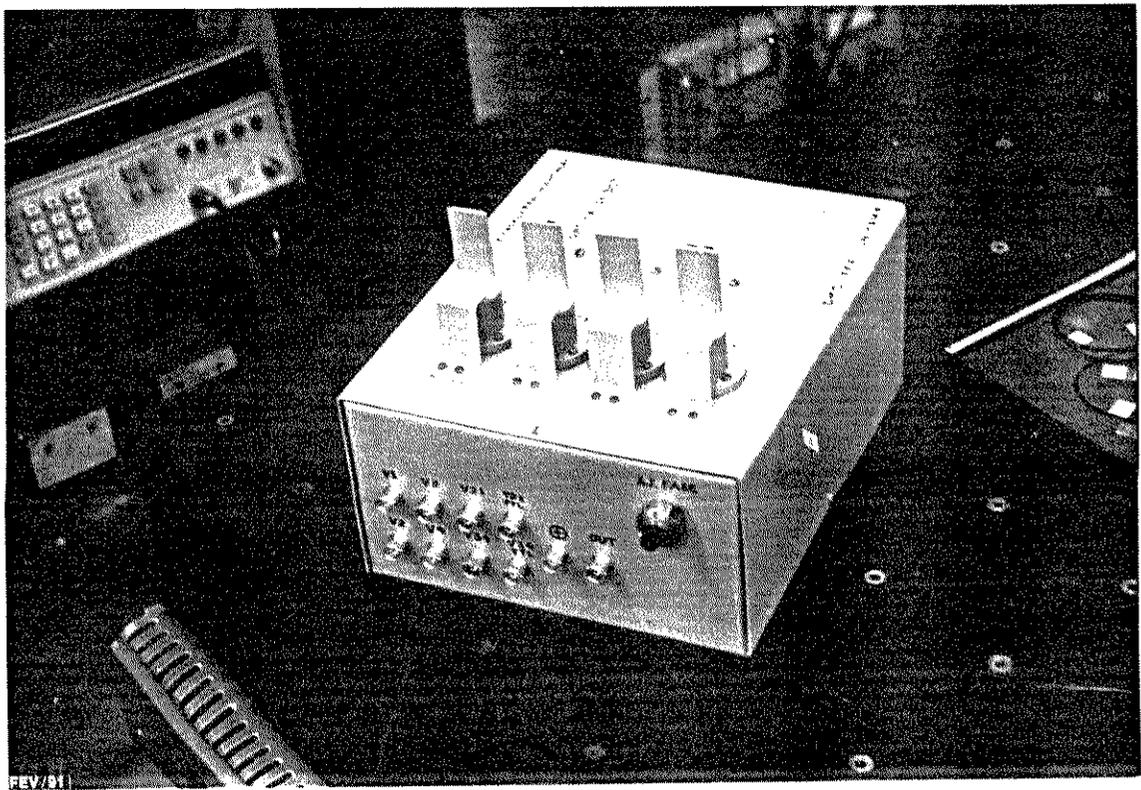
alumínio. Nas Fig. 4.20(a) e 4.20(b) são apresentadas fotos da caixa de blindagem contendo o circuito, onde se observa, também, as 4 peças para posicionamento fibra-fotodiodo.

O ruído da fonte do laser cria também uma modulação no sinal luminoso, conforme mostra os espectros dos sinais detectados na seção 4.7 (raia em 22,4 kHz). Para contornar este problema decidiu-se trabalhar com sinais de frequências distintas de 22,4 kHz e usar na detecção filtros sintonizados na frequência de interesse.

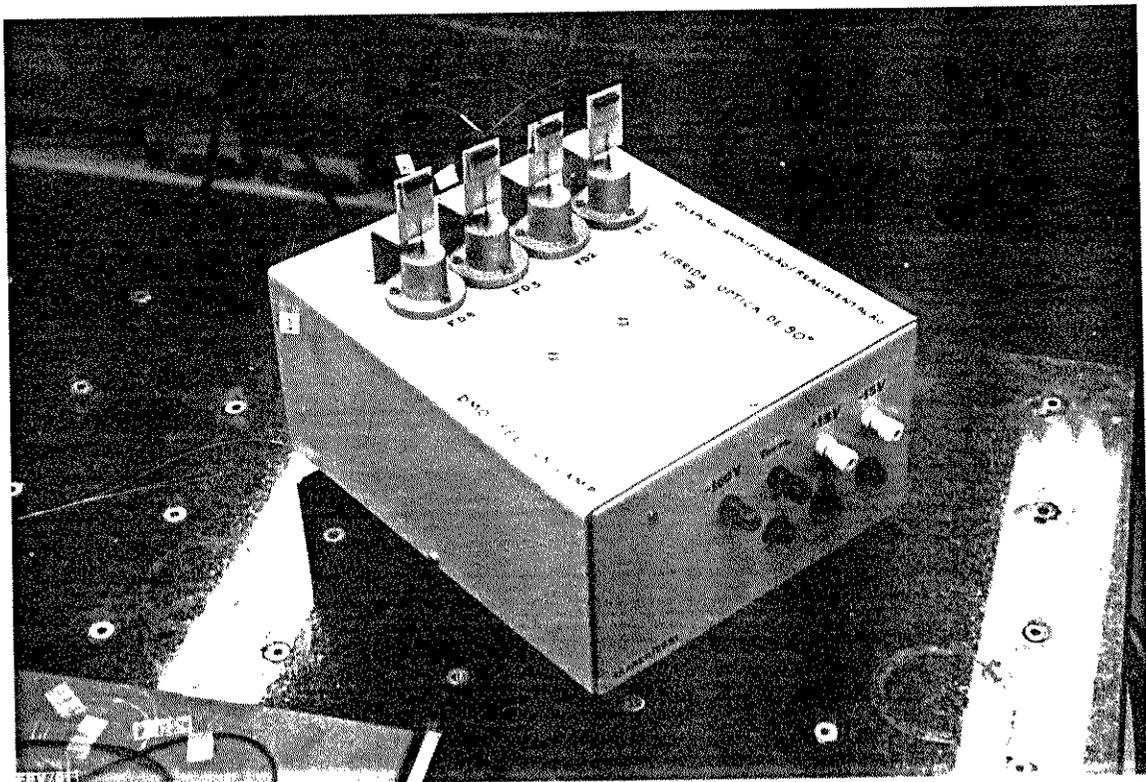
4.5.7. O Equipamento Eletrônico Utilizado

A Fig. 4.21 mostra o diagrama de blocos da montagem experimental detalhando os equipamentos eletrônicos utilizados, os quais são descritos a seguir:

- A : Gerador de Sinais
Utilizado para gerar a função dente-de-serra.
HP3325A - Synthesizer/Function Generator/Hewlett Packard
Amplitude máxima de saída : ± 10 V
Frequência máxima de dente-de-serra : 10,99 kHz
- B,C,D : Amplificador de Sinais
HP6824A-DC Power Supply Amplifier/Hewlett Packard
Amplitude máxima de saída : ± 50 V
Faixa plana de resposta : DC - 25 kHz
Ganho máximo : 10 vezes
Impedância de entrada : 2 k Ω
Impedância de saída : menor que 3 Ω de 1 kHz a 10 kHz,
menor que 30 Ω acima de 10 kHz



(a)



(b)

Fig. 4.20 : Fotografias da Caixa Blindada Contendo os Circuitos Eletrônicos de Recepção/Amplificação e Realimentação da Híbrida Óptica
(a) Vista Frontal (b) Vista Traseira.

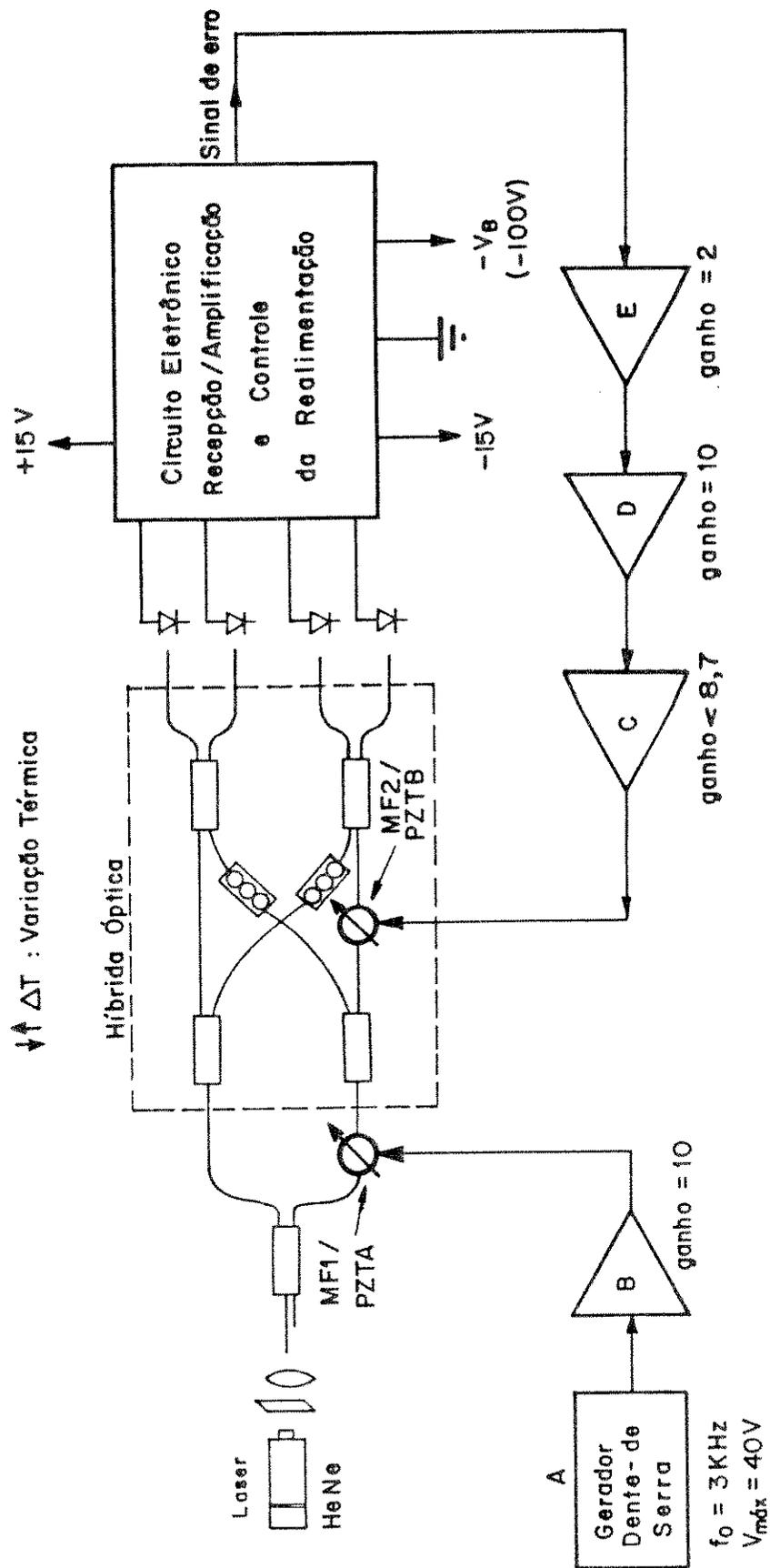


Fig. 4.21 : Diagrama de Blocos do Sistema Mostrando os Equipamentos Eletrônicos Utilizados.

- E : Amplificador de Sinais
HP467A Power Amplifier/Supply/Hewlett Packard
Amplitude máxima de saída : ± 20 V
Faixa Plana de Resposta : DC-100 kHz
Ganho máximo : 10
Impedância de entrada : 50 k Ω //100 pF
- F : Fonte de Alimentação Ajustável
Utilizado para fornecer +15 V
HP6226B-DC Power Supply/Hewlett Packard
Níveis de saída : 0-50 volts; 0-1,5 A.
- G : Fonte de Alimentação Ajustável
Utilizado para fornecer -15 V
HP467A Power Amplifier/Supply/Hewlett Packard
Níveis de saída máxima : ± 20 V
- H : HP712C Power Supply/Hewlett Packard
Utilizado para fornecer a tensão V_B para polarização reversa dos fotodetectores
Níveis de saída : 0-600 volts
- I : Osciloscópio para Monitorar Sinais
(1) MO-1220 / Minipa
Faixa : 0-20 MHz
2 canais
Impedância de entrada : 1 M Ω \pm 2% (cap. aprox. = 35 pF)
(2) 7904 - Oscilloscope/Tektronix
Faixa : 0-250 MHz
4 canais
- J : Analisador de Espectros
(1) Utilizado para registrar os espectros dos sinais elétricos detectados

MS2601A - Spectrum Analyser/ANRITSU

Faixa de frequência : 10 kHz a 2,2 GHz

Obs.: Este equipamento foi emprestado ao LCD pelo representante no Brasil da empresa ANRITSU.

(2) Utilizado para observar os espectros dos sinais elétricos detectados

HP3580A - Spectrum Analyser/Hewlett Packard

Faixa de frequência : 0-50 kHz

K : Fotômetro

ML 910A - Optical Power Meter/ANRITSU

Faixa de comprimento de onda : 0,38 a 1,8 μm

Faixa de medida de potência óptica : -90 dBm a +10 dBm
(1 pW a 10 mW)

L : Analisador de Espectros óptico

MS96A - Optical Spectrum Analyser/ANRITSU

Faixa de comprimento de onda de trabalho : 0,6 - 1,6 μm

M : Traçador Gráfico

X-Y RECORDER tipo NE-244 / EMG

Impedância de entrada : 1 M Ω

Precisão : - escala X,Y : $\pm 0,3\%$

- base de tempo : $\pm 2\%$

Escala X-Y : 0 a 5 volts/cm

Base tempo : 0,1 a 100 s/cm

4.6. O CONJUNTO EXPERIMENTAL

O conjunto experimental completo de implementação e teste

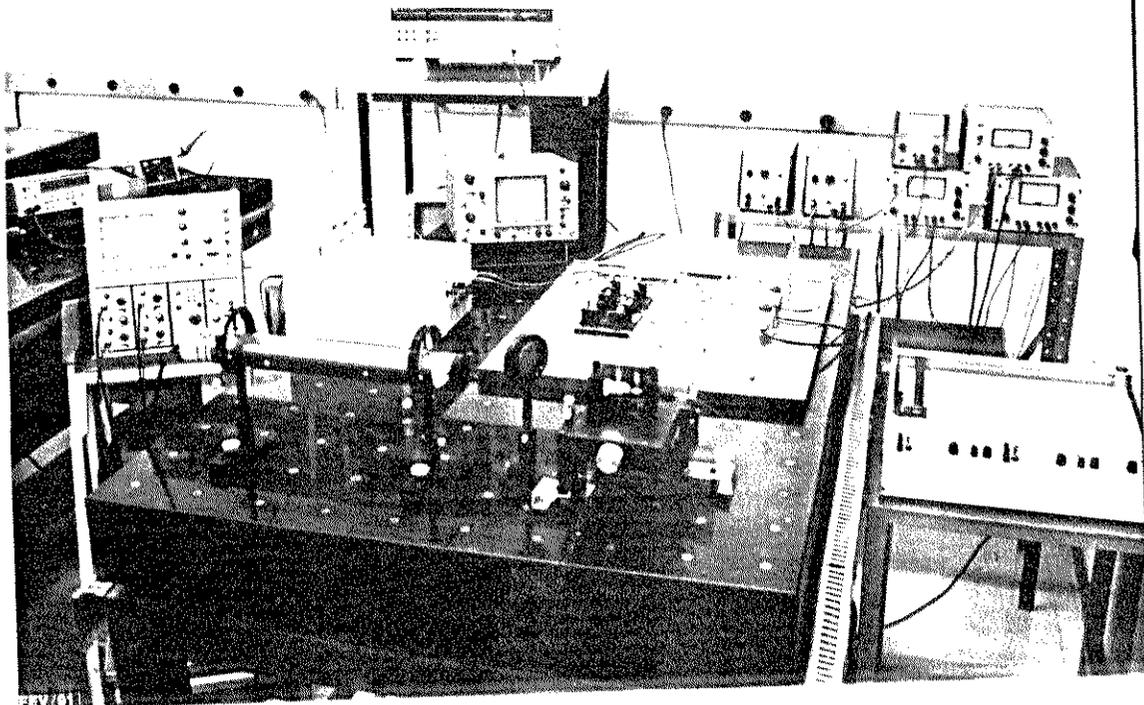
da híbrida óptica segue basicamente o arranjo da Fig. 4.2, ao qual incorporaram-se os equipamentos mostrados no diagrama de blocos da Fig. 4.21. A Fig. 4.22 mostra fotografias deste sistema completo em pleno funcionamento. Podem ser visualizados nestas fotografias a fonte óptica, o conjunto de focalização laser-fibra, o circuito em fibra óptica com todos os seus componentes ópticos montados sobre um tabuleiro de aço, as peças para posicionamento fibra-fotodiodo, a caixa metálica de blindagem do circuito eletrônico, onde nota-se o potenciômetro de ajuste da posição de controle ("AJ. FASE"), e todos os equipamentos utilizados.

4.7. OBSERVAÇÃO EXPERIMENTAL DOS ESPECTROS DE FREQUÊNCIA DOS SINAIS DETECTADOS E A CARACTERIZAÇÃO PRÁTICA DO MODULADOR MF1/PZTA ATRAVÉS DESSES ESPECTROS

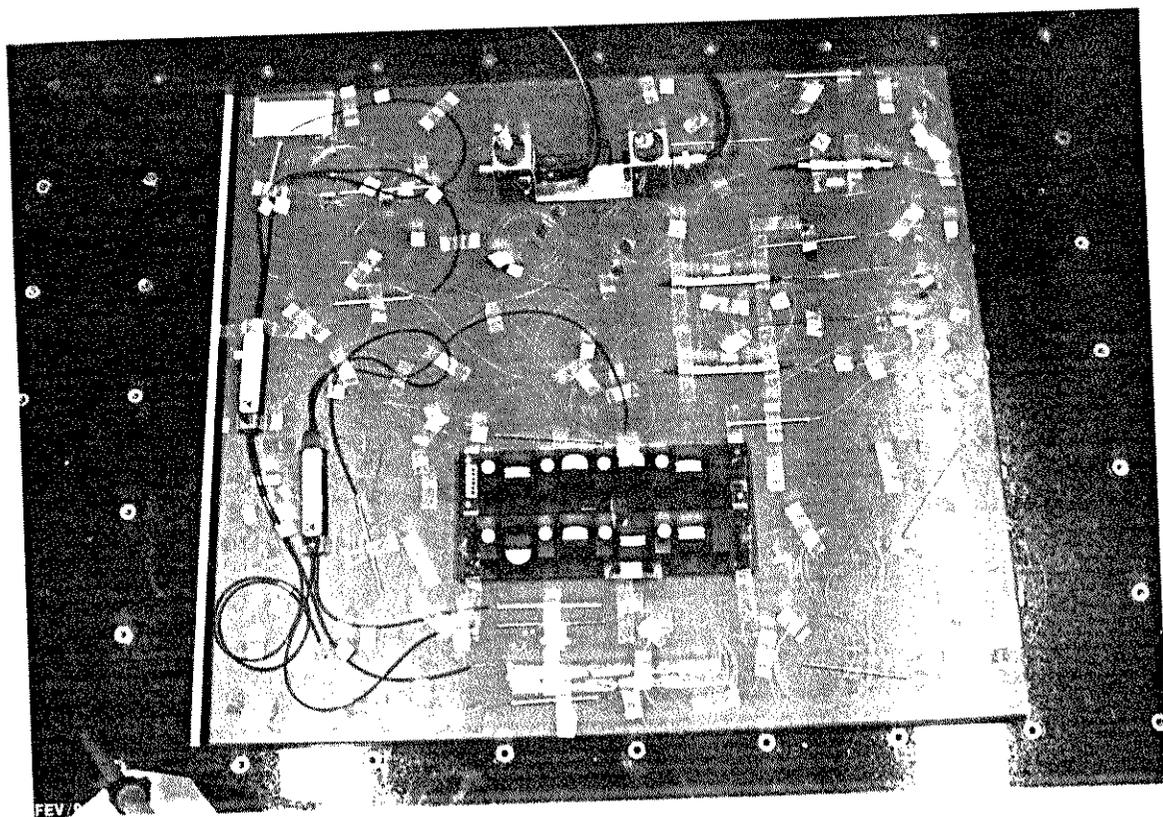
A seguir são apresentados os espectros dos sinais detectados, após o conjunto (fotodiodo + amplificador), obtidos experimentalmente com o auxílio do "Analisador de Espectros MS2601A da ANRITSU". São apresentados os espectros dos sinais para os casos de modulação senoidal em MF1 ($f = 5 \text{ kHz}/V_{\text{max}} = 40 \text{ V}$) - Fig. 4.24 - e modulação com função dente-de-serra ($f_0 = 1 \text{ kHz}, 2 \text{ kHz}, 3 \text{ kHz}, 4 \text{ kHz}$ e $V_{\text{max}} = 10 \text{ volts}, 15 \text{ V}, 20 \text{ V}, 25 \text{ V}, 30 \text{ V}, 35 \text{ V}, 40 \text{ V}$ e 45 V em combinações diversas) - Figs. 4.25, 4.26, 4.27 e 4.28.

Das Figs. 4.25, 4.27 e 4.28 nota-se a clara dependência de $\Delta\omega$ com a amplitude (V_{max}) e com a frequência fundamental (f_0) da função dente-de-serra modulante. Deve-se lembrar, novamente, que $\Delta\omega$ refere-se à frequência da harmônica de maior amplitude do espectro, a qual foi denominada "desvio" de frequência.

A falta de semelhança entre as curvas 4.25(a) e 4.25(b) deve-se ao fato do amplificador de sinais (HP 6824A) utilizado antes



(a)



(b)

Fig. 4.22 (a) Fotografia do Conjunto Experimental Completo em Funcionamento
(b) Detalhe do Circuito em Fibra Optica.

do MF1 (vide Fig. 4.21) não ter resposta plana para frequências acima de 25 kHz. Entretanto, para evitar grandes distorções na função dente-de-serra aplicada ao MF1, deve-se considerar que a faixa plana atinja pelo menos até a oitava ou nona harmônica desta função. No espectro 4.25(a) esta condição é obedecida e no espectro 4.25(b) não é, como pode ser concluído pelas distorções observadas neste segundo espectro.

Estudando os espectros das Figs. 4.25, 4.26, 4.27 e 4.28, decidiu-se por uma modulação em fase com dente-de-serra com $f_0 = 3$ kHz e $V_{m\acute{a}x} = 40$ volts, o que acarreta um "desvio" de frequência $\Delta\omega = 12$ kHz. Os motivos foram:

- (1) a faixa da dente-de-serra nesse caso, f_0 até $8f_0$ (Fig. 4.23(b)), corresponde a frequências dentro da faixa plana de resposta do PZT (0 - 45 kHz) e do amplificador de sinais HP 6824A (0 - 25 kHz), não deformando a função moduladora, conforme observado experimentalmente;
- (2) tanto $f_0 = 3$ kHz como $\Delta\omega = 12$ kHz são valores distintos da frequência do sinal de interferência da fonte chaveada do laser, facilitando a filtragem;
- (3) $\Delta\omega = 12$ kHz é um valor adequado para se trabalhar com o operacional LM318; e
- (4) $V_{m\acute{a}x} = 40$ volts está dentro dos limites de saída do HP 6824A (0 - 50 volts).

Os conjuntos de espectros das Figs. 4.27 e 4.28 permitem obter relações interessantes, a partir das quais pode ser traçada uma curva característica do modulador MF1. Os gráficos das Figs. 4.29(a) e 4.29(b) foram extraídos desses dois conjuntos de espectros.

Desses gráficos, Figs. 4.29(a) e 4.29(b), obtém-se a seguinte relação:

$$\Delta\omega \cong 0,10 \cdot f_o \cdot V_{\text{máx}} \quad (4.10)$$

Retornando à seção 3.6, onde se discutiu teoricamente o "desvio" de frequência causado por uma modulação de fase com dente-de-serra, tem-se:

$$\Delta\omega = K_{fA} \cdot \alpha \quad (3.28)$$

onde : α é a inclinação da dente-de-serra
 K_{fA} é a constante de modulação característica do modulador MF1.

Da equação (3.23), obtém-se

$$\alpha = 2 \cdot f_o \cdot V_{\text{máx}} \quad (4.11)$$

Então, de (4.10), (3.28) e (4.11), tem-se:

$$K_{fA} \cdot 2 \cdot f_o \cdot V_{\text{máx}} \cong 0,10 \cdot f_o \cdot V_{\text{máx}}$$

ou

$$K_{fA(\text{real})} \cong 0,05 \quad (4.12)$$

Este é, portanto, o valor da constante de modulação de MF1/PZT-A obtida experimentalmente. Entretanto, na seção 4.4.4 foi apresentada a caracterização do MF1/PZT-A obtida com base na análise da resposta a sinais estáticos feito por Ramos e Conforti [42]. Encontrou-se para o MF1/PZT-A (equação 4.3):

$$\delta_A = 0,336 \cdot \Delta V \quad [\text{radianos}] \quad (4.3)$$

onde : ΔV é a variação de tensão aplicada no PZT-A e

δ_A é o correspondente desvio de fase acarretado no sinal elétrico.

Aplicando no MF1/PZT-A uma dente-de-serra (função linear por partes) tem-se (simplificadamente):

$$\Delta V = \alpha \cdot \Delta t$$

Então:

$$\delta_A = 0,336 \cdot \alpha \cdot \Delta t \quad (4.13)$$

Logo, o "desvio" de frequência causado é

$$\Delta \omega = \frac{\delta_A}{\Delta t} = 0,336 \cdot \alpha$$

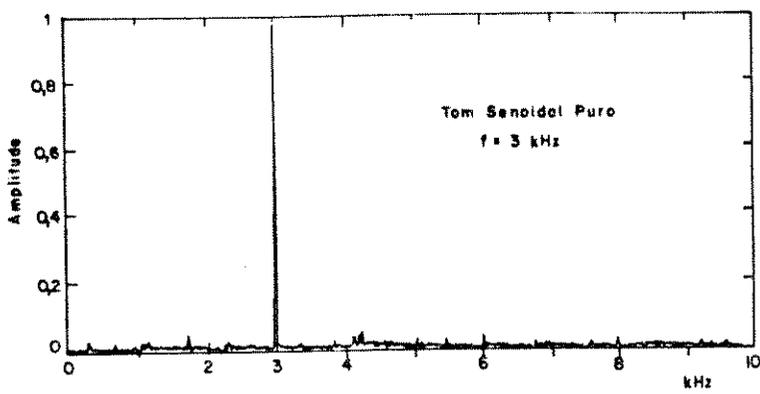
de onde conclui-se que:

$$K_{fA(\text{esperado})} = 0,336 \quad (4.14)$$

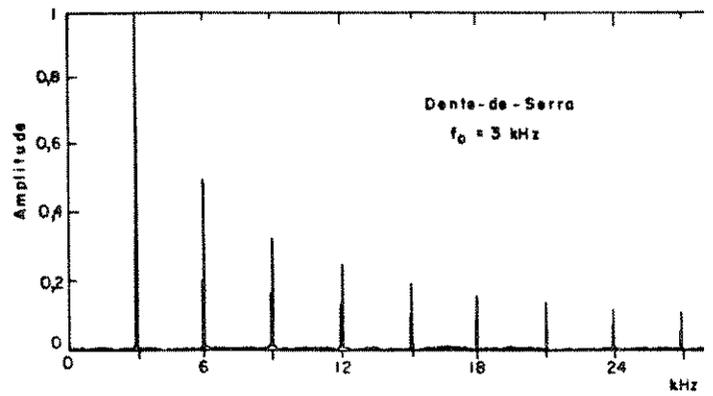
Comparando (4.12) e (4.14), conclui-se que a constante de modulação do MF1/PZT-A real é inferior ao valor esperado. Alguns possíveis motivos para tal fato são:

- A fibra óptica não aderiu bem ao cilindro PZT, dificultando a transferência das variações no diâmetro para variações no comprimento da fibra.

- O revestimento primário da fibra deve estar alterando a característica de transferência.
- Outros termos de defasagem da luz que foram desprezados em 4.4.4, podem ter uma influência maior do que se imaginava.
- A característica do MF1 "esperada" foi obtida para sinais estáticos e não dinâmicos. Embora tenha se considerado resposta plana em frequência do PZT até 45 kHz, observa-se uma ligeira atenuação nesta faixa, o que deve certamente alterar o valor de K_f .
A(real)



(a)

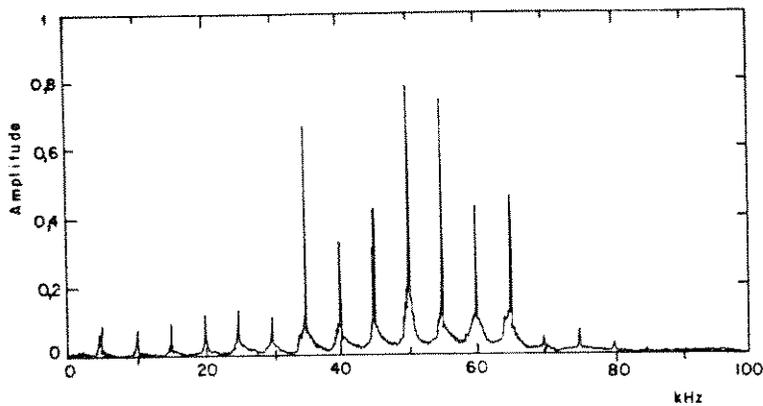


(b)

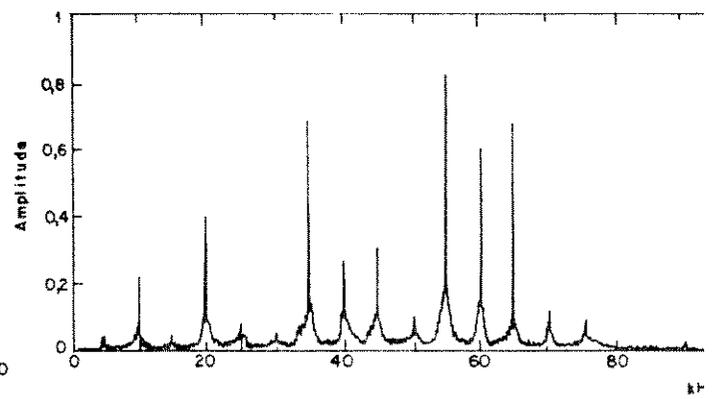
Fig. 4.23 : Observações no Analisador de Espectros

(a) Espectro de um Tom Senoidal puro - $f = 3$ kHz

(b) Espectro da Função Dente-de-Serra - $f_0 = 3$ kHz.



(a)



(b)

Fig. 4.24 : Espectro do Sinal Elétrico Detectado para Modulação

Senoidal em MF1 com $f = 5$ kHz e $U_{\text{máx.}} = 40$ V

(a) Instante de Tempo x

(b) Instante de Tempo y ($y \neq x$).

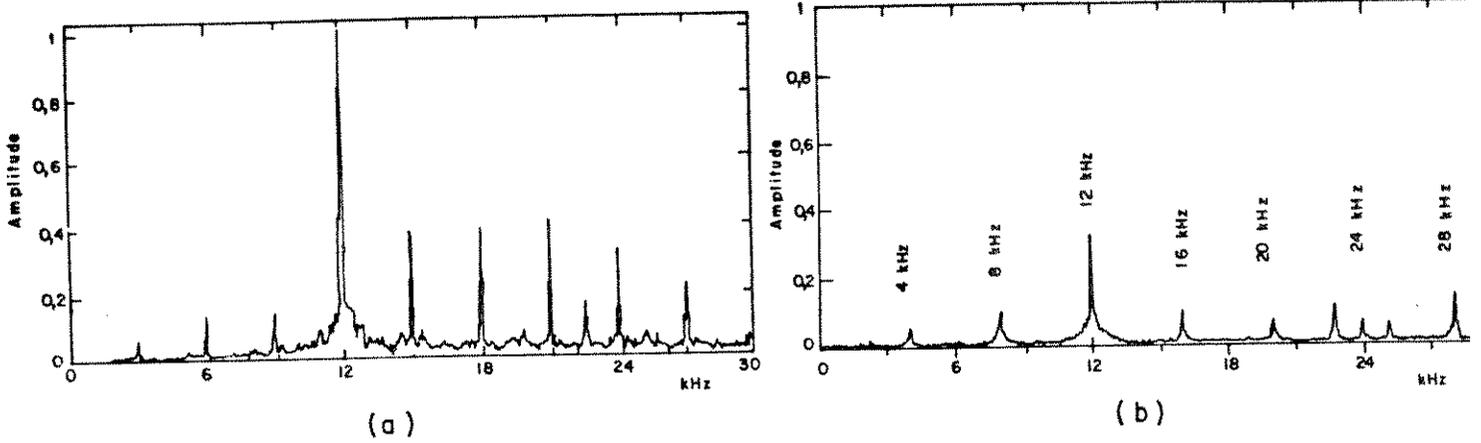


Fig. 4.25 : Espectro do Sinal Detectado para Modulação com Dente-de-Serra em MF1

- (a) $f_o = 3 \text{ kHz}$, $V_{m\acute{a}x.} = 40 \text{ volts}$ $\rightarrow \Delta\omega = 12 \text{ kHz}$
 (b) $f_o = 4 \text{ kHz}$, $V_{m\acute{a}x.} = 30 \text{ volts}$ $\rightarrow \Delta\omega = 12 \text{ kHz}$.

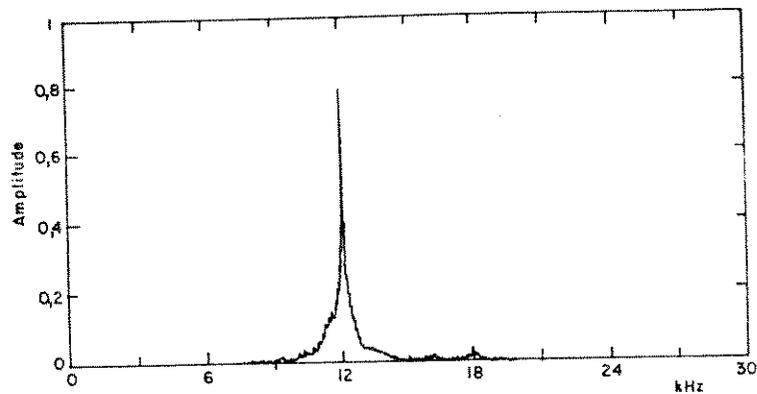


Fig. 4.26 : Espectro do Sinal Detectado para $f_o = 3 \text{ kHz}/V_{m\acute{a}x.} = 40 \text{ V}$ Depois de Passar pelo Filtro Passa-faixa Centrado em 12 kHz da Fig. 4.19.

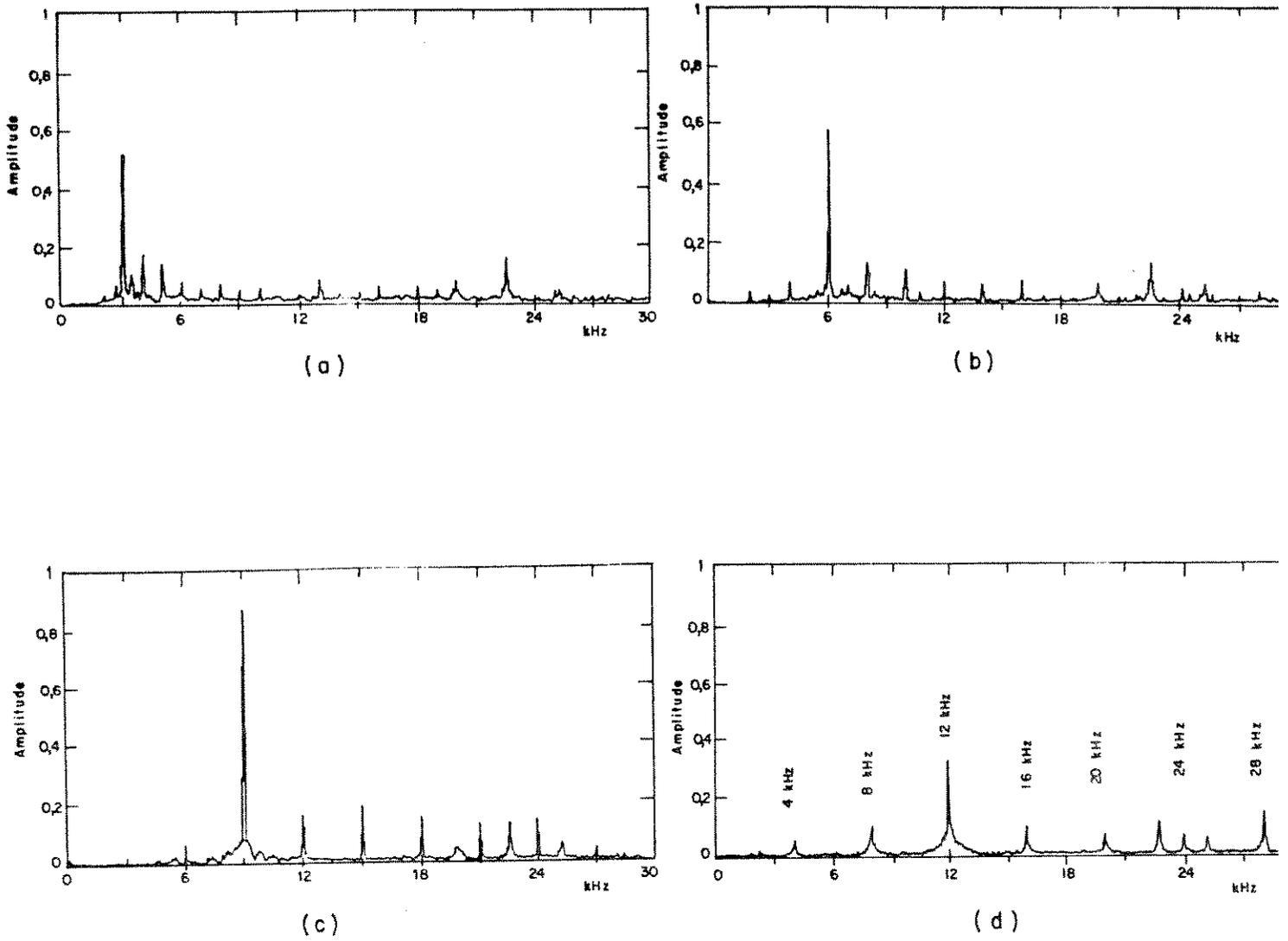


Fig. 4.27 : Obtenção Prática da Característica de MF1: Espectros dos Sinais Detectados para Modulação com Dente-de-Serra com Amplitude Constante $V_{m\acute{a}x.} = 30$ volts

- (a) $f_o = 1$ kHz $\rightarrow \Delta\omega = 3$ kHz
- (b) $f_o = 2$ kHz $\rightarrow \Delta\omega = 6$ kHz
- (c) $f_o = 3$ kHz $\rightarrow \Delta\omega = 9$ kHz
- (d) $f_o = 4$ kHz $\rightarrow \Delta\omega = 12$ kHz.

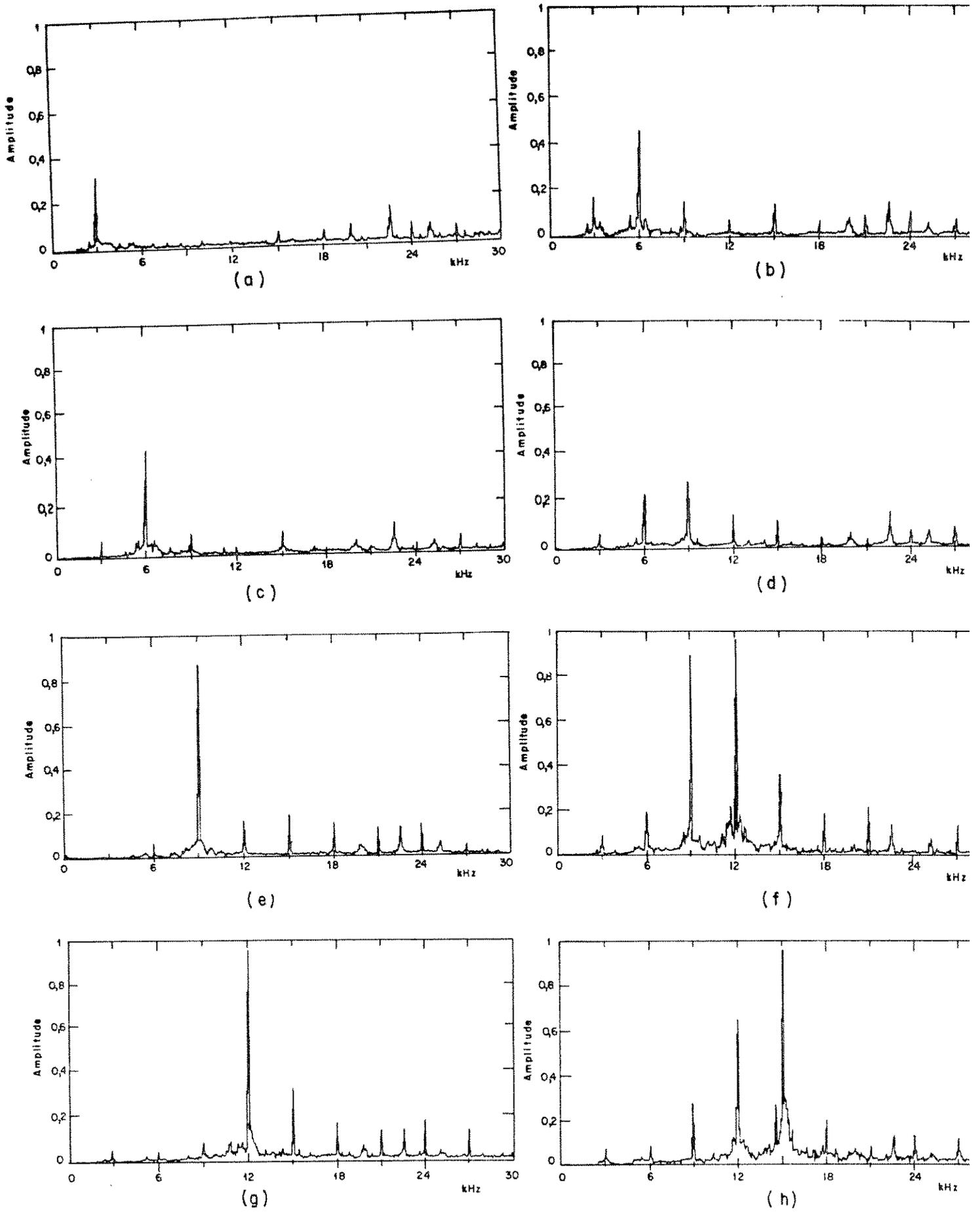


Fig. 4.28

Fig. 4.28 : Obtenção Prática da Característica de MF1: Espectros dos Sinais Detectados para Modulação com Dente-de-Serra com Frequência Fundamental Constante - $f_0 = 3\text{kHz}$.

- | | |
|--|--|
| (a) $V_{\text{máx.}} = 10\text{ V} \rightarrow \Delta\omega = 3\text{ kHz}$ | (b) $V_{\text{máx.}} = 15\text{ V} \rightarrow 3\text{ kHz} < \Delta\omega < 6\text{ kHz}$ |
| (c) $V_{\text{máx.}} = 20\text{ V} \rightarrow \Delta\omega = 6\text{ kHz}$ | (d) $V_{\text{máx.}} = 25\text{ V} \rightarrow 6\text{ kHz} < \Delta\omega < 9\text{ kHz}$ |
| (e) $V_{\text{máx.}} = 30\text{ V} \rightarrow \Delta\omega = 9\text{ kHz}$ | (f) $V_{\text{máx.}} = 35\text{ V} \rightarrow 9\text{ kHz} < \Delta\omega < 12\text{ kHz}$ |
| (g) $V_{\text{máx.}} = 40\text{ V} \rightarrow \Delta\omega = 12\text{ kHz}$ | (h) $V_{\text{máx.}} = 45\text{ V} \rightarrow 12\text{ kHz} < \Delta\omega < 15\text{ kHz}$ |

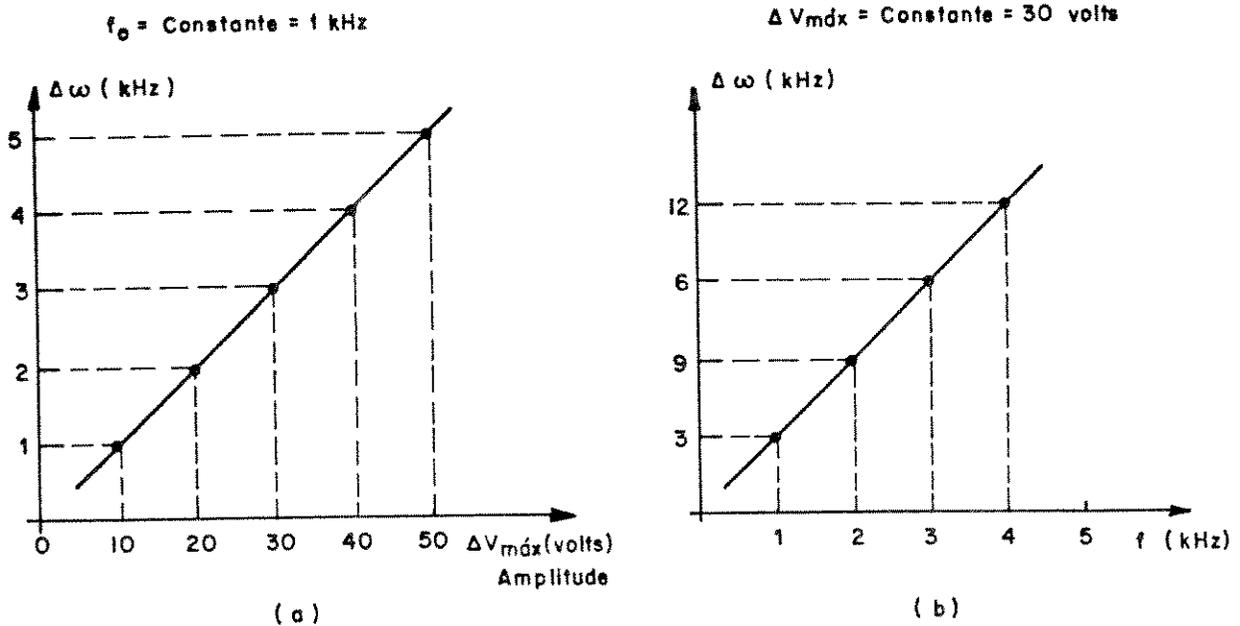


Fig. 4.29 : Características do Modulador de Fase MF1/PZT-A
 (a) $\Delta\omega \times V_{\text{máx.}}$ para $f_0 = 1\text{ kHz} = \text{constante}$
 (b) $\Delta\omega \times f_0$ para $V_{\text{máx.}} = 30\text{ volts} = \text{constante}$.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentadas informações sobre o modo de funcionamento do sistema e os principais resultados do desempenho e da caracterização da híbrida óptica de 90° implementada. O funcionamento do conjunto em malha aberta e fechada, os sinais observados no osciloscópio e os sinais de erro traçados são mostrados e discutidos. Por fim, alguns problemas interessantes e as conclusões sobre o projeto são apresentados.

5.1. O SISTEMA EM FUNCIONAMENTO

O funcionamento da híbrida óptica balanceada de 90° foi testado utilizando o arranjo auto-homódino discutido anteriormente para evitar o uso de discriminador para estabilização de frequência. Não foi utilizado um longo trecho de fibra para descorrelacionar as fases dos campos do sinal e do oscilador local devido à grande atenuação ($\cong 12$ dB/km) da fibra utilizada. O desenvolvimento completo do conjunto experimental para construção e teste da híbrida foi apresentado no capítulo 4.

A tensão reversa de polarização (V_B) dos fotodiodos utilizados (PIN SGD-040A) (ver Fig. 4.10) é fornecida ao circuito através de um borne de alimentação. Ela pode ser ajustada externamente entre 0 e 180 volts, de maneira a associar as características de banda de passagem e nível de ruído do fotodetector às exigências do projeto [44]. Neste trabalho, entretanto, faz-se necessário uma banda de passagem muito pequena, da ordem de 25 kHz ($0 - 8.f_0$, onde f_0 = frequência dente-de-serra). Assim, a utilização de $V_B = 0$ é suficiente, conforme observado experimentalmente.

Fez-se necessário a utilização de cabo e conectores coaxiais para levar os sinais dos fotodiodos até a placa de circuito impresso a fim de reduzir os níveis de ruído e "cross-talk" entre os braços elétricos.

Por questão de conveniência dos ganhos do circuito, os braços ópticos 1 e 2 (ver Figs. 4.2 e 4.18) são detectados pelos braços elétricos 3(FD3) e 4(FD4) e os braços ópticos 3 e 4 são detectados pelos braços elétricos 1(FD1) e 2(FD2). Medindo-se os níveis dos sinais elétricos nas saídas dos pré-amplificadores (CI1, CI2, CI3 e CI4) pôde-se ajustar os ganhos de cada braço (TRIM-POT's 1, 2, 3 e 4) de maneira a conseguir o balanceamento eletrônico dos sinais AC do circuito.

Todas as observações e medidas aqui apresentadas foram realizadas utilizando somente o controlador "Proporcional", o que se mostrou suficiente para demonstrar o funcionamento adequado da híbrida. A utilização do P.I., entretanto, deve introduzir no sistema as qualidades intrínsecas deste tipo de controlador: a ação de controle varia tão mais rápido quanto maior é o erro, criando uma ação de controle de restabelecimento [54]. Entretanto, há ainda a necessidade de encontrar os valores ótimos do ganho "K" e do tempo integral " τ_i " deste controlador (seção 4.5.4), o que pode ser obtido utilizando a teoria de sistemas de controle.

O potenciômetro POT1/AJ.FASE permite o ajuste da posição de controle, ou seja, da defasagem entre os sinais de saída, através da adição de um nível DC, regulado por ele, ao sinal após o comparador de fase. Para obter a híbrida de 90° , deve ser adicionado um sinal DC de -1,8 volts e o "Knob" do POT1 deve marcar a posição "690".

O circuito possui como saída a ação de controle "proporcional", a qual é amplificada externamente antes de ser aplicada ao atuador MF2. Externamente à blindagem são também fornecidos vários sinais de teste, tomados em diferentes pontos do circuito, para fins instrutivos e acadêmicos. São eles (vide Fig. 4.18):

- V1 : sinal AC na saída do CI1
- V2 : sinal AC na saída do CI2

- V3 : sinal AC na saída do CI3
- V4 : sinal AC na saída do CI4
- V21 : sinal (V2-V1) após o filtro passa-faixa (12 kHz)
- V34 : sinal (V3-V4) após o filtro passa-faixa (12 kHz)
- V21_{TTL} : sinal V21 após o comparador de tensão
- V34_{TTL} : sinal V34 após o comparador de tensão
- ⊕ : sinal após porta "OU-EXCLUSIVO", V21_{TTL} ⊕ V34_{TTL}
- OUT : sinal de erro de saída (ação de controle proporcional)

5.2. O SISTEMA DE CONTROLE E SUA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A Fig. 5.1 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle da híbrida. A função de transferência de malha fechada é dada a seguir:

$$\frac{\Delta\gamma}{(\gamma_2 - \gamma_1)} = \frac{1}{1 + 0,186 \times G_{ext}} \quad (5.1)$$

onde : G_{ext} é o ganho fornecido pelos amplificadores externos E, D e C, conectados em cascata.

Para valores do ganho G_{ext} grandes, tipicamente acima de 50, tem-se:

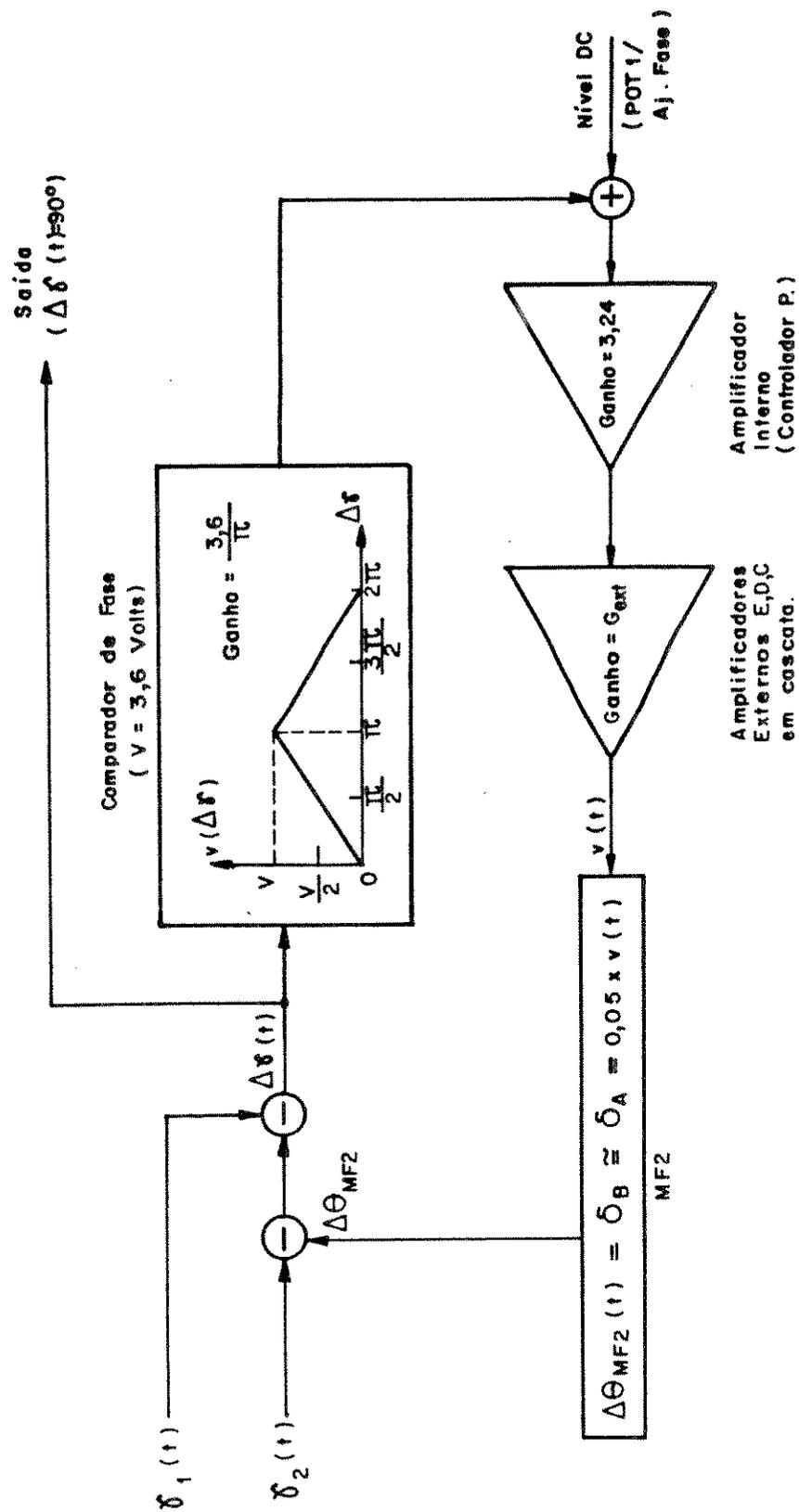


Fig. 5.1 : Diagrama de Blocos do Sistema de Controle.

$$\frac{\Delta\gamma}{(\gamma_2 - \gamma_1)} \approx 0$$

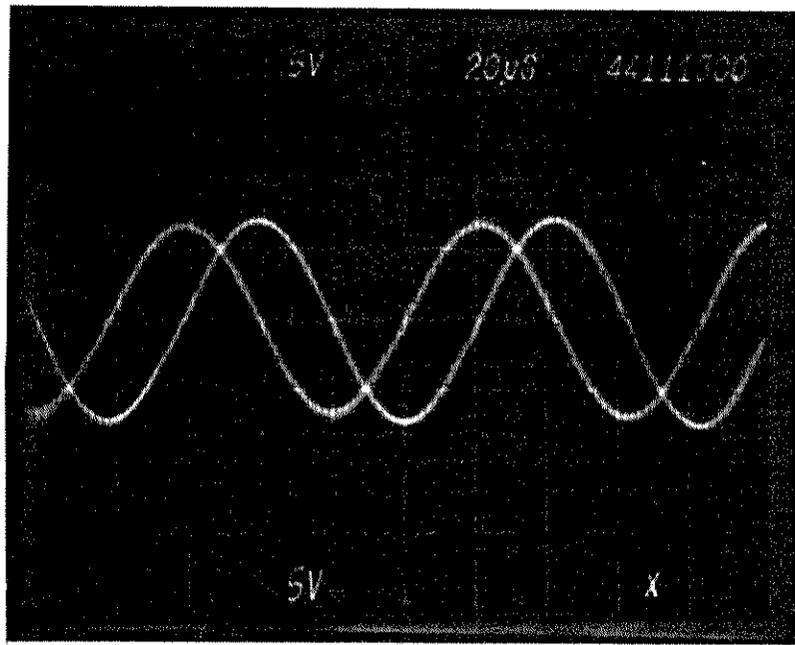
Nestas circunstâncias, a defasagem $\Delta\gamma(t)$ será definida exclusivamente pelo nível DC adicionado ao sinal na saída do comparador de fase, o qual é regulado pelo POT1 (AJ.FASE).

5.3. MEDIDAS, OBSERVAÇÕES EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES

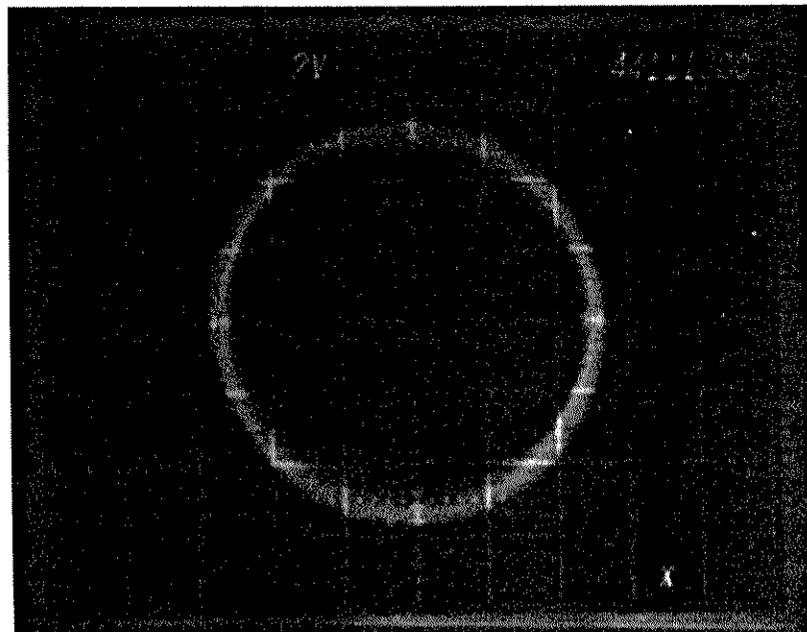
O funcionamento da híbrida óptica foi demonstrado com pleno sucesso. As Figs. 5.2(a) e 5.2(b) mostram as fotografias dos sinais V21 e V34, de mesma amplitude, observados simultaneamente no osciloscópio, em malha fechada. No modo X-Y (Fig. 5.2(b)), tem-se uma figura de Lissajous circular, o que confirma a defasagem de 90° . Em malha aberta, entretanto, a fase relativa destes sinais é aleatória e varia lentamente (inferior a 3 Hz).

A Fig. 5.3 mostra a fotografia dos sinais V1, V2, V3 e V4 em malha fechada, onde pode ser observado perfeitamente as fases 0° (V1), 180° (V2), 90° (V3) e 270° (V4). A diferença de fase de 180° entre V1 e V2 e entre V3 e V4 foi observada tanto em malha fechada como em malha aberta, confirmando os resultados teóricos obtidos no projeto da híbrida (capítulo 3) e validando a teoria de guias de onda ópticos acoplados utilizada [49]. Entretanto, a defasagem de 90° entre V1 e V3 e entre V2 e V4 só é observada para malha fechada, como esperado também.

A Fig. 5.4 mostra a figura de Lissajous formada pelos sinais V21 e V34 quando, em malha fechada, o potenciômetro POT1/AJ.FASE é ajustado para adicionar um sinal DC diferente de -1,8 volts. Neste caso, a figura é elíptica, possuindo o eixo principal



(a)



(b)

Fig. 5.2 : Fotografias dos Sinais V21 e V34 Observados no Osciloscópio para Sistema em Malha Fechada
 (a) Modo "chopper" (b) Modo X-Y.

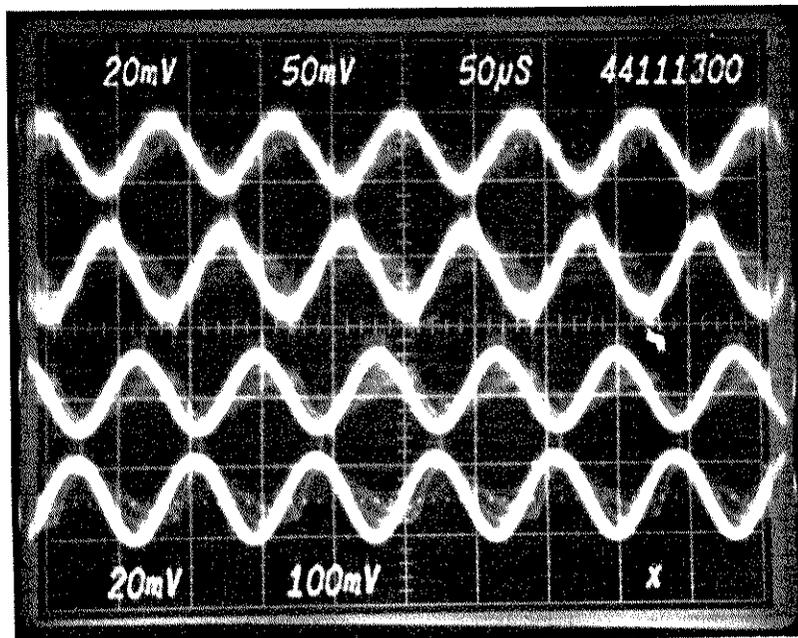


Fig. 5.3 : Fotografia dos Sinais V1, V2, V3 e V4 Observados no Osciloscópio para Sistema em Malha Fechada.

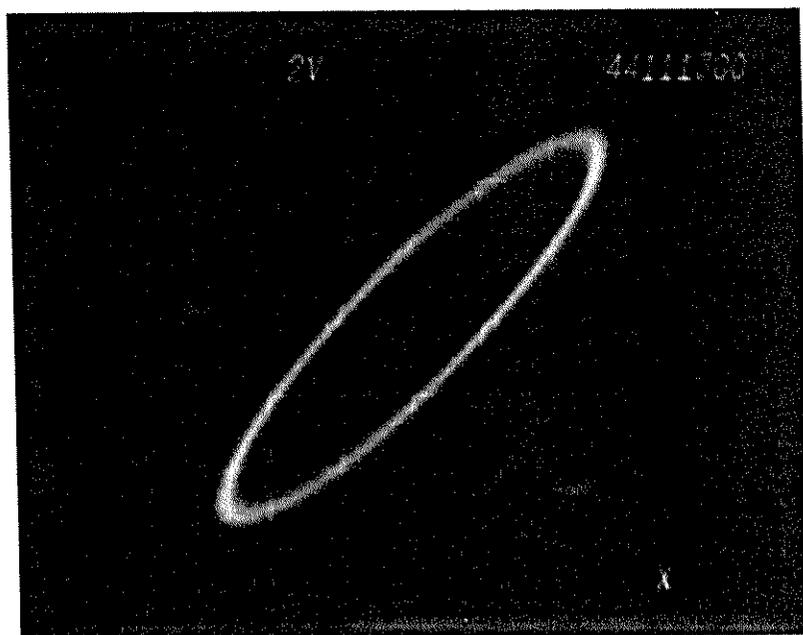


Fig. 5.4 : Fotografia dos Sinais V21 e V34, em Malha Fechada, com Defasagem Diferente de 90° - modo X-Y.

inclinado, mostrando que a defasagem é diferente de 90° . Não foi possível ajustar experimentalmente uma defasagem de 180° entre V21 e V34 através da regulagem do POT1, o que concorda com a curva de transferência do comparador de fase.

O sinal de erro foi traçado utilizando um "Plotter" e é mostrado na Fig. 5.5 nas situações de malha aberta e malha fechada, para $G_{ext} = 106$ ($K_p = 19,7 =$ ganho total de malha). Neste caso, t_1 e t_2 são os instantes em que, repentinamente, a malha de realimentação foi fechada e aberta, respectivamente. A Fig. 5.5 novamente demonstra o sucesso do projeto e da implementação da híbrida óptica.

A Fig. 5.6 mostra o sinal de erro traçado para vários valores do ganho G_{ext} . Observa-se aí que, com o aumento do ganho, o sinal de erro torna-se mais plano, melhorando o desempenho do sistema, até atingir um ganho crítico quando o sistema então se instabiliza totalmente. O ganho crítico ocorre para $G_{ext} = 175$ ($K_p = 32,5$). A melhoria progressiva do desempenho do sistema com o aumento do ganho concorda perfeitamente com a função de transferência apresentada na seção 5.2. Entretanto, ela não prevê instabilização em nenhuma faixa de ganho de malha. Possíveis explicações para este fato são a limitação (saturação) dos aparelhos eletrônicos utilizados ou, mais provavelmente, a instabilidade de polarização (e conseqüente conversão em instabilidade de amplitude) causada pelo modulador piezoelétrico de fase MF2, como discutido a seguir: Experimentalmente foi observado que, com o aumento do ganho de malha, a instabilidade de amplitude do sinal detectado referente aos braços ópticos do MF2 (braços ópticos 3 e 4) aumenta, embora a fase mantenha-se fixa em 90° . Acima do ganho crítico a amplitude fica totalmente descaracterizada e a fase também se perde. É possível, então, concluir que a instabilidade de amplitude deve impedir o funcionamento adequado do sistema e prejudicar o travamento de fase em 90° quando o ganho é maior que o valor crítico.

Observando a Fig. 5.6(e), nota-se que o desvio de fase máximo é menor que $\pm 2,5^\circ$ para $G_{ext} = 157$ ($K_p = 29,3$). Seria possível melhorar ainda mais o desempenho do sistema e reduzir o erro de fase máximo utilizando o controlador P.I. perfeitamente ajustado.

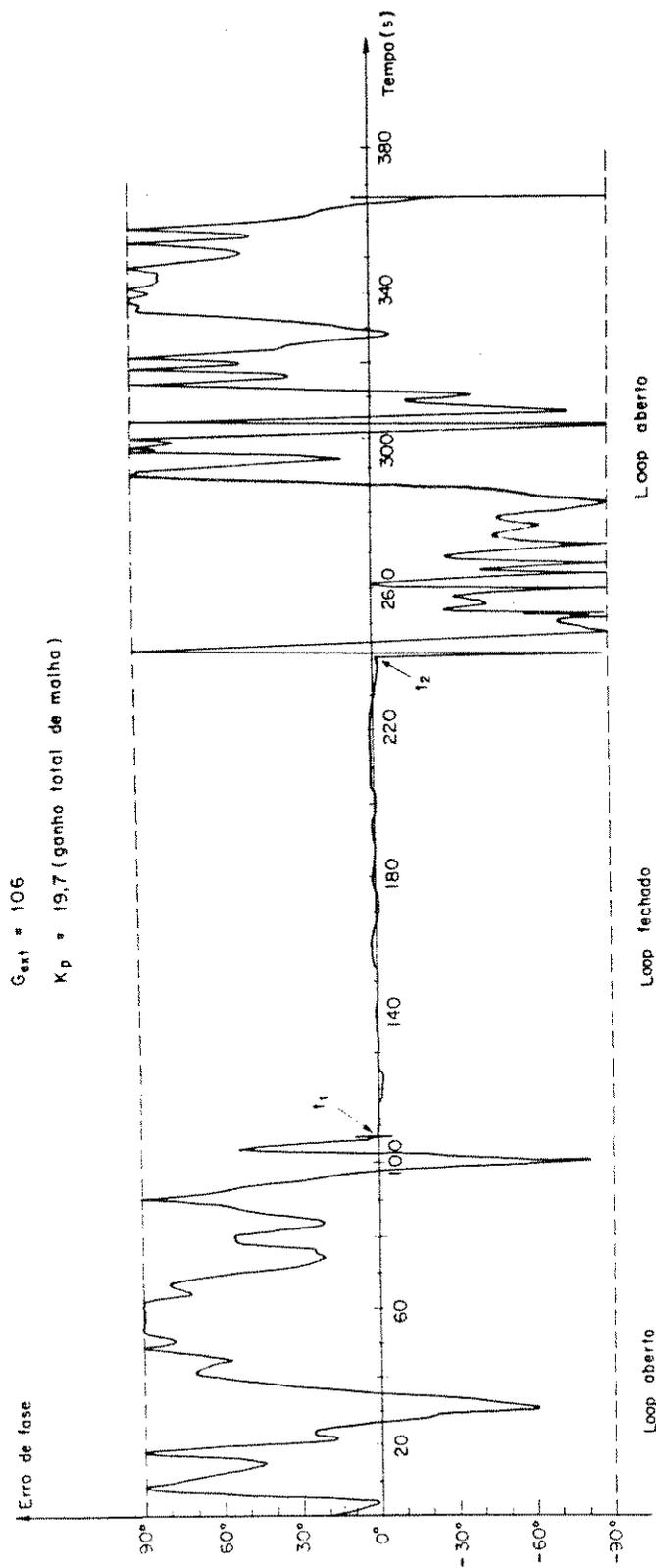


Fig. 5.5 : Sinal de Erro Traçado para Situações de Malha Aberta e Malha Fechada.

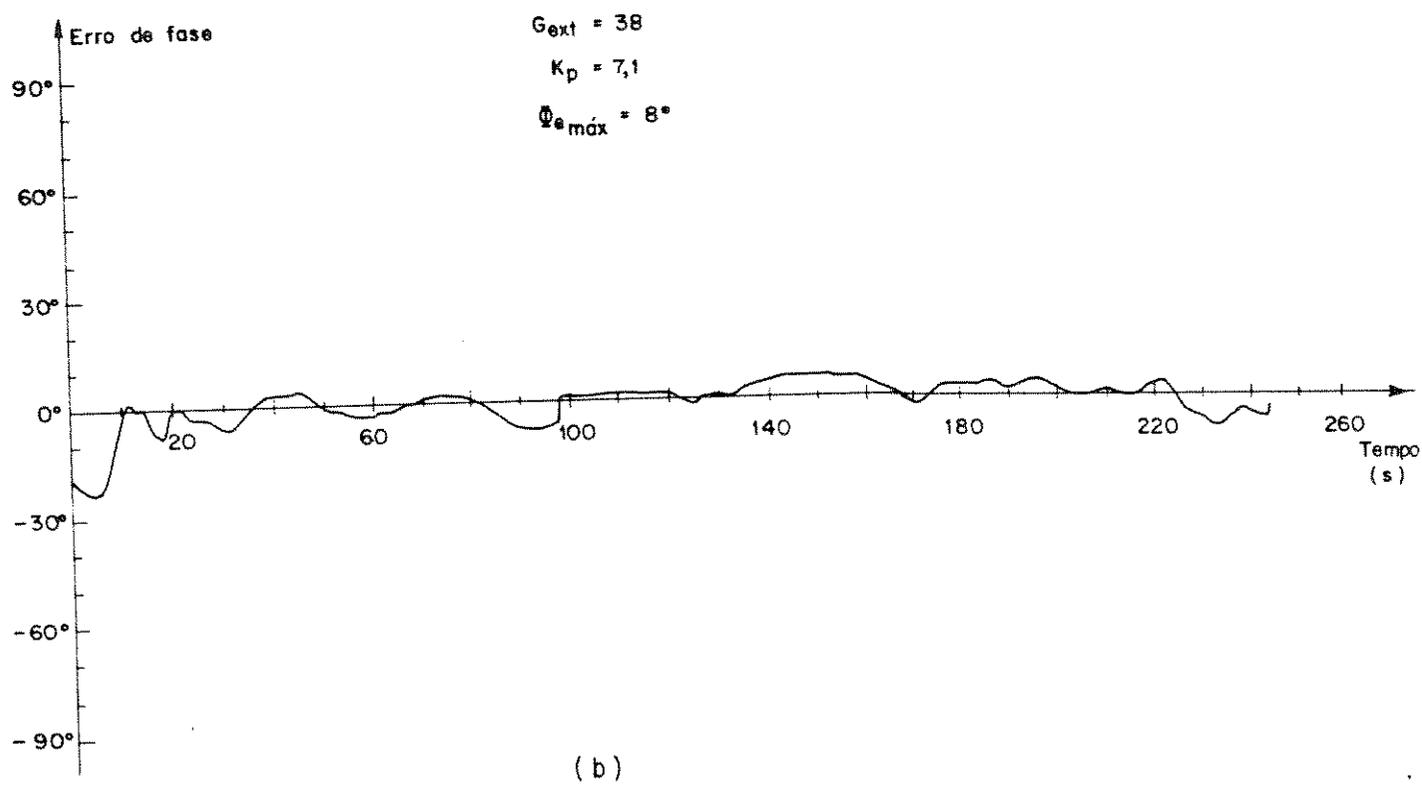
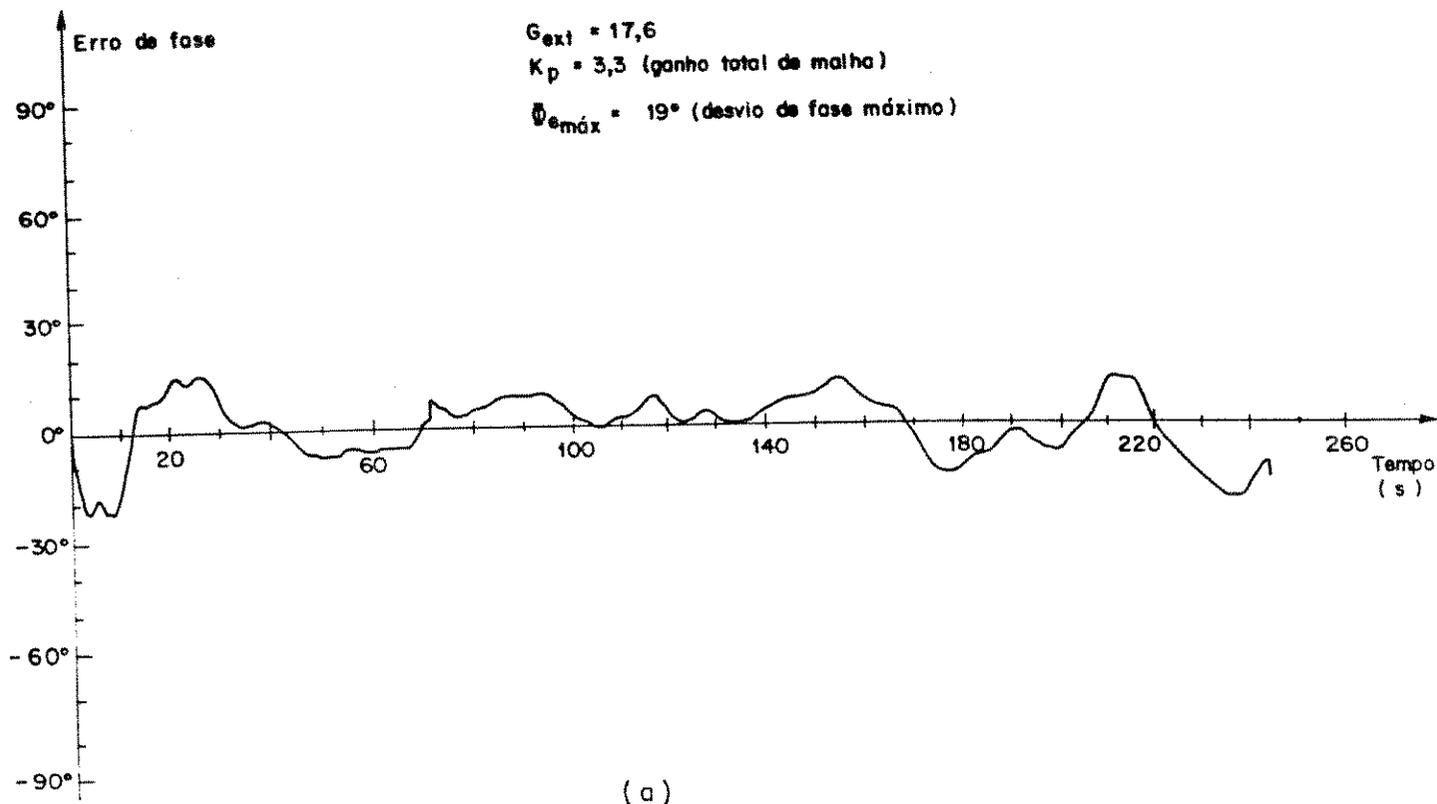


Fig. 5.6.

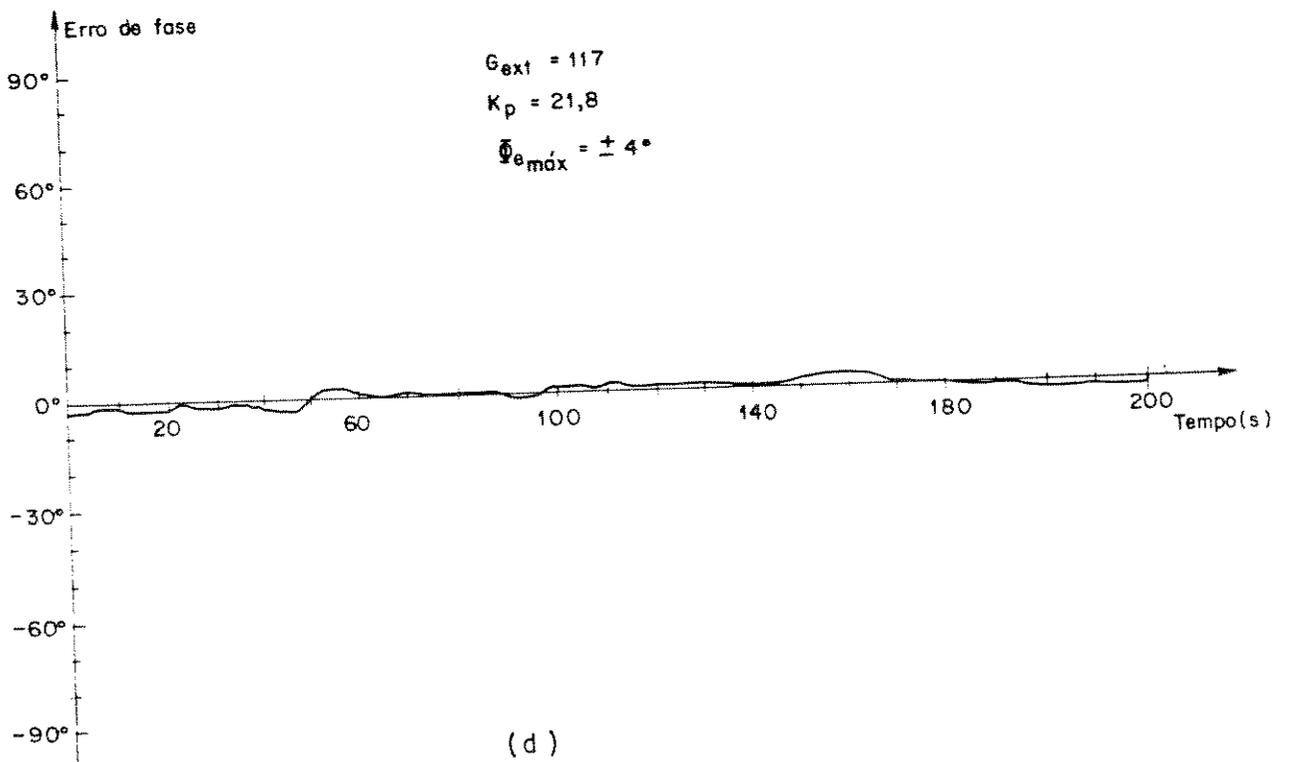
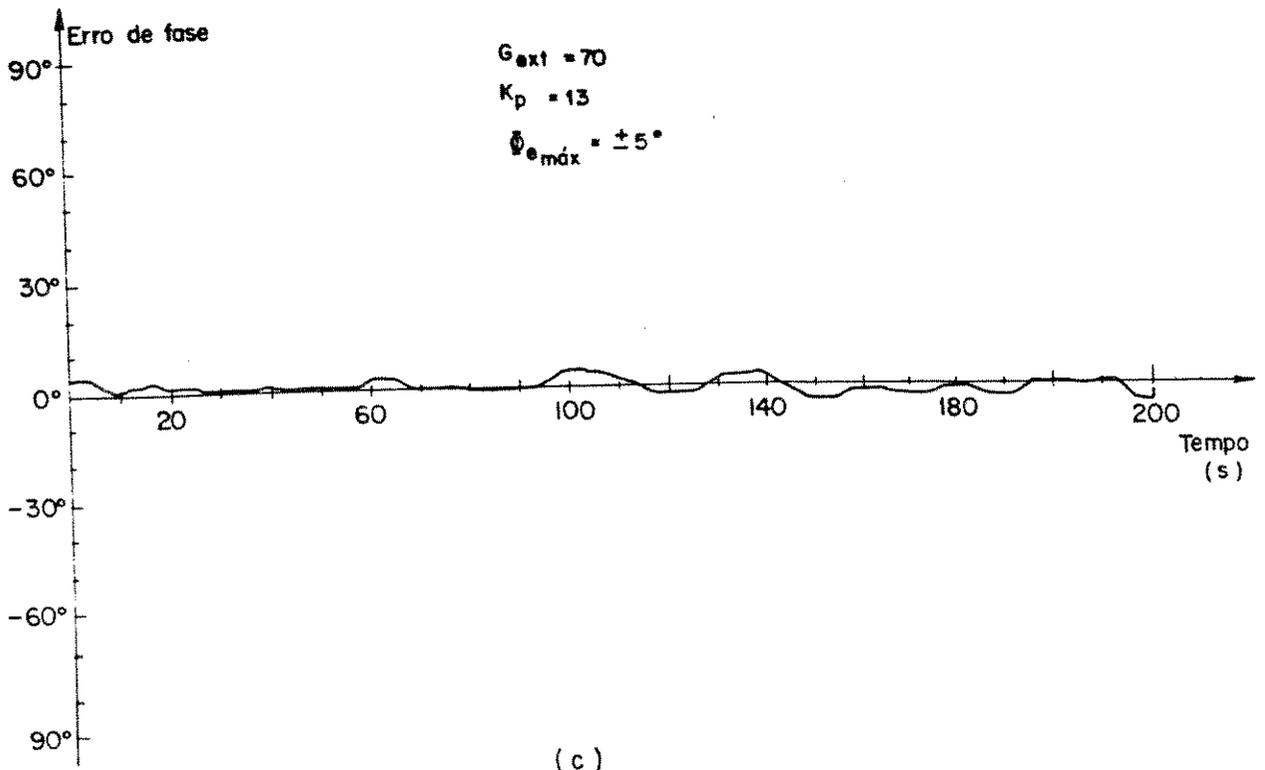


Fig. 5.6.

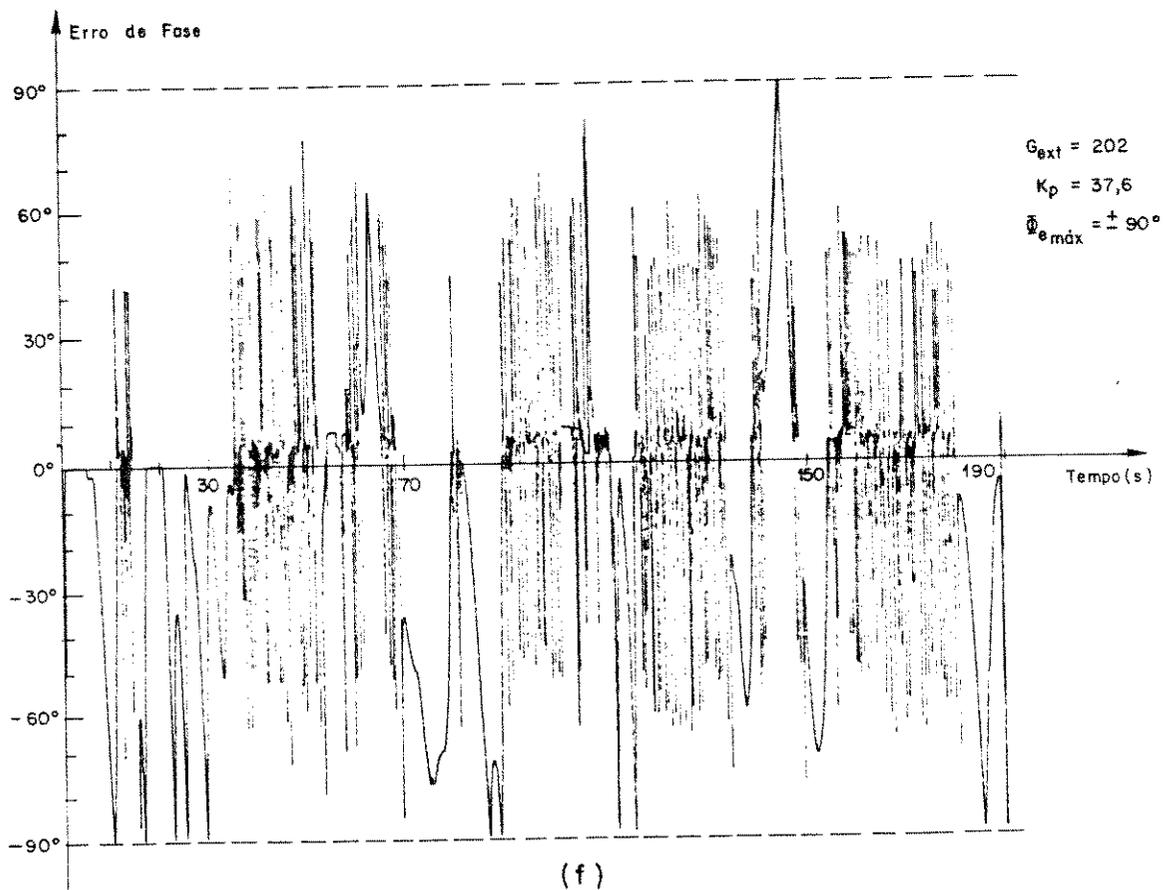
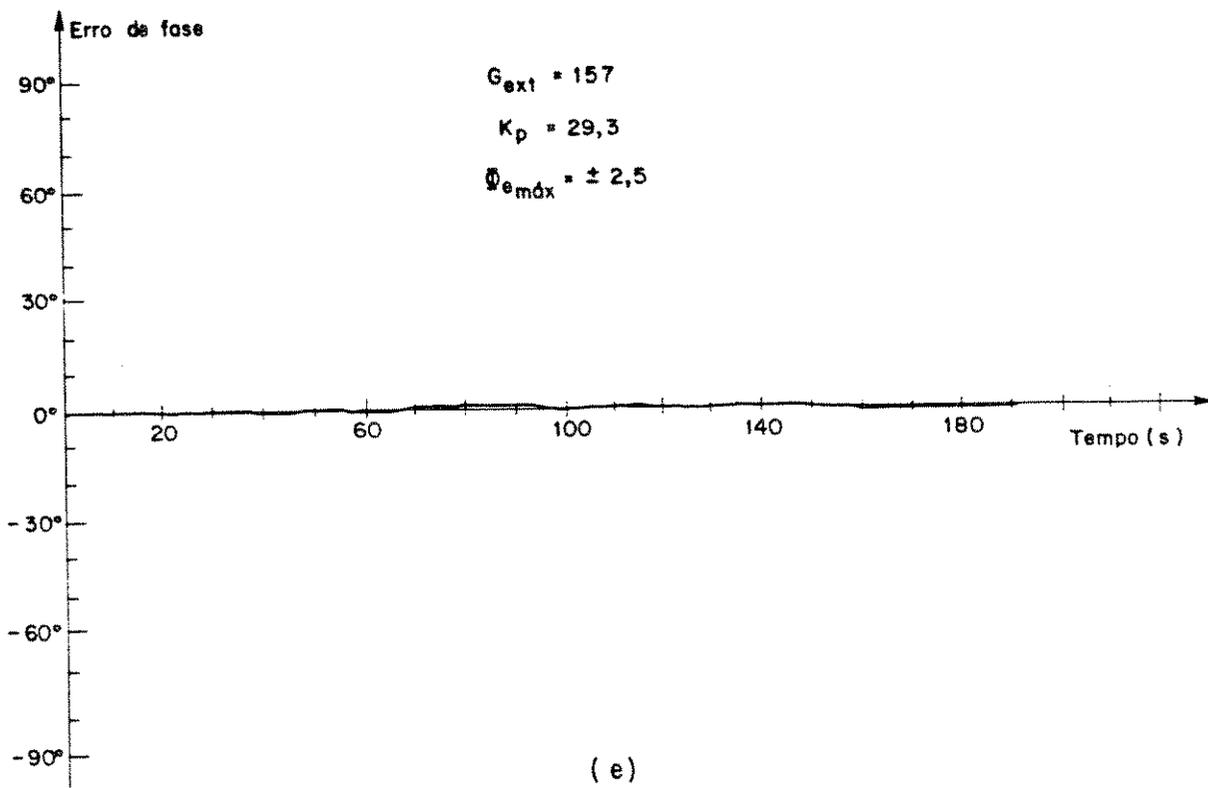


Fig. 5.6.

Fig. 5.6 : Sinais de Erro em Malha Fechada:

- (a) $K_p = 3,3$ (b) $K_p = 7,1$
 (c) $K_p = 13$ (d) $K_p = 21,8$
 (e) $K_p = 29,3$ (f) $K_p = 37,6 > K_{p_{\text{crítico}}}$

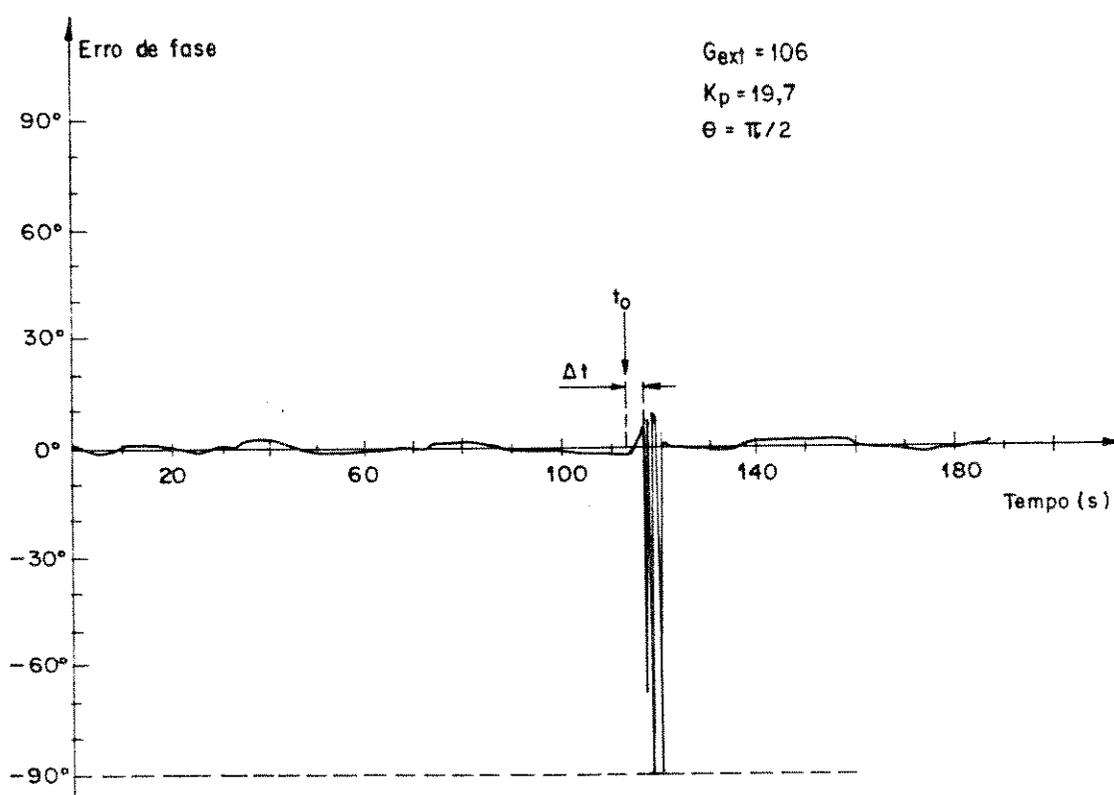


Fig. 5.7 : Sinal de Erro Traçado para ($K_p = 19,7$). No instante " t_0 " um Conjunto de Fibras de Interconexão da Híbrida é Tocado com as Mãos (durante Δt)

- Temperatura ambiente = $23,5^\circ\text{C}$
- Temperatura do corpo humano = $36,5^\circ\text{C}$.

A Fig. 5.7 mostra o que ocorre com o sinal de erro quando um conjunto de fibras de interconexão da híbrida é tocado com as mãos (13°C acima da temperatura ambiente) por alguns segundos (Δt) a partir do instante do t_0 . Observa-se que para distúrbios bruscos e relativamente grandes de temperatura, o sistema em malha fechada foge da posição de controle. Este fato é bem razoável e concorda com as limitações do sistema, descritas abaixo:

- a) Existe uma variação de fase máxima capaz de ser corrigida pelo MF2. De acordo com as seções 4.4.4 e 4.7, tem-se que

$$\delta_B = K_{f_B} \cdot \Delta V_{\text{máx}}$$

onde : δ_B é a variação de fase associada à variação de tensão ΔV aplicada ao atuador MF2/PZT-B e

K_{f_B} é a constante de modulação característica do MF2.

A tensão de saída máxima fornecida pelo amplificador de sinais utilizado (HP6824A) é de ± 50 volts e o valor da constante de modulação é

$$K_{f_B(\text{esperado})} = 0,324 \quad (\text{seção 4.4.4}) \text{ e}$$

$$K_{f_B(\text{real})} \cong K_{f_A(\text{real})} = 0,05 \quad (\text{seção 4.7}).$$

Portanto,

$$\delta_{B_{\text{máx}}(\text{real})} \cong \pm 2,5 \text{ radianos} \quad \text{ou} \quad \delta_{B_{\text{máx}}(\text{real})} \cong \pm 143^\circ$$

Tal faixa de controle é muito pequena, uma vez que as flutuações térmicas do sistema provocam facilmente variações de fase de várias vezes 2π radianos. Assim, quando a variação de fase causada pela flutuação térmica é superior a esta faixa de controle, o MF2 não consegue compensá-la (não esticando a fibra suficientemente) e o sistema perde subitamente o controle para ser amarrado novamente

em um valor de $\Delta\gamma$ múltiplo de 90° .

b) Mesmo quando a variação de temperatura e a correspondente dilatação/compressão da fibra são pequenas, as variações de fase do sinal luminoso são grandes, pois o comprimento de onda é muito pequeno. Tendo em vista que o coeficiente de dilatação térmica da sílica (fibra) (seção 4.4.2) é dado por:

$$\frac{\Delta l}{l \cdot \Delta T} = 5,7 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$$

então, para $l = 10$ metros (comprimento aproximado das fibras de interconexão da híbrida) e uma variação ΔT de apenas $\pm 1^\circ\text{C}$, tem-se:

$$\Delta l = \pm 5,7 \times 10^{-6} \text{ m}$$

mas, $\lambda = 632,8 \text{ nm}$. Portanto,

$$\Delta l = \pm 9 \cdot \lambda$$

o que equivale a uma variação de fase de ± 57 radianos.

Assim, embora $\frac{\Delta T}{\Delta t}$ seja pequeno, $\frac{\Delta\theta}{\Delta t}$ é bem grande (onde, ΔT = variação de temperatura, $\Delta\theta$ = variação de fase associada, Δt = intervalo de tempo). Logo, para variações bruscas e maiores na temperatura, o sistema precisa responder em frequências bem mais altas, de modo a controlar o erro, exigindo, portanto, uma banda de passagem bem maior. Torna-se necessário, portanto, aumentar as bandas de passagem do filtro passa-faixa centrado em 12 kHz e do filtro passa-baixa localizado após a porta DU-EXCLUSIVO. Tais alterações, exigem que a frequência da dente-de-serra, f_0 , seja também elevada. Um estudo preliminar sugere elevar f_0 de 3kHz para 10 kHz.

Uma observação experimental interessante é realizada girando-se o polaróide na frente do laser: o sinal detectado se atenua. A

explicação, porém, é simples. Como a fibra não preserva a polarização da luz, as polarizações dos diferentes percursos de fibra não devem ter comportamento idênticos quando a polarização de entrada é girada. Faz-se, então, necessário um novo ajuste dos controladores de polarização, para elevar e otimizar as amplitudes dos sinais AC detectados, caso contrário o sinal AC é atenuado e o DC é elevado, visto que o sinal DC se deve (em parte) ao batimento/deteccão de sinais com polarizações não paralelas.

5.4. OS PROBLEMAS ENCONTRADOS

Muitos problemas foram encontrados e superados durante o desenvolvimento do sistema, conforme apresentado no capítulo 4. Alguns problemas são inerentes ao modo de funcionamento do sistema, como é o caso da ação interferométrica do conjunto experimental e da faixa limitada de controle de fase. Entretanto, se deparou também com outros problemas, como discutidos a seguir.

Foi observado experimentalmente variações de amplitude nos sinais detectados, sendo que o sinal elétrico proveniente do braço óptico 3/4 varia mais ($\pm 20\%$ da amplitude) que o sinal proveniente do braço óptico 1/2 ($\pm 5\%$ da amplitude) em malha fechada. Em malha aberta, e, portanto, sem atuação do MF2, ambos os sinais elétricos (V34 e V21) variam igualmente ($\pm 5\%$ da amplitude). Este ruído de amplitude, então, não é eliminado pelo esquema balanceado e, muito provavelmente, tem sua origem na conversão do ruído de polarização em ruído de amplitude durante o batimento dos sinais na superfície do fotodetector. O ruído de polarização, por sua vez, tem sua origem nas variações térmicas da fibra [3] e nas deformações mecânicas da fibra ocasionadas pelos moduladores (seção 4.4.4) [42]. Assim, como são empregados 2 moduladores no interferômetro associado aos braços ópticos 3/4 e apenas 1 modulador no interferômetro associado aos braços

ópticos 1/2, se explica o fato do ruído de amplitude ser maior no sinal elétrico proveniente do braço óptico 3/4.

A teoria de guias de onda ópticos acoplados [49] utilizada no estudo dos acopladores direcionais e na análise teórica da híbrida, no capítulo 3, evidencia que, aplicando-se dois sinais ópticos descorrelacionados em fase nas duas entradas de um acoplador, o dispositivo comporta-se como um divisor de sinais, com características específicas de razão de acoplamento e fase de saída e indiferente às fases dos sinais de entrada. Entretanto, não há teoria para o caso de aplicar sinais correlacionados em fase ou coerentes na entrada do dispositivo. Neste caso, o acoplador óptico pode comportar-se como um conjunto interferométrico e introduzir variações indesejáveis. No projeto, conforme já discutido anteriormente, os sinais na entrada de cada acoplador são correlacionados em fase, embora sua utilização seja prevista para sinais descorrelacionados. Porém, nenhuma grande diferença entre resultados experimentais e teóricos foi observada. Conclui-se, então, que a teoria de guias de onda ópticos acoplados [49] pode, a princípio, ser também aplicada para sinais correlacionados.

5.5. CONCLUSÕES

O funcionamento da híbrida óptica foi demonstrado com sucesso e os objetivos do projeto foram atingidos com êxito. Seria útil, entretanto, expandir-se a faixa de controle de fase do sistema, aumentando-se K_f , através de uma maior aderência da fibra ao PZT e/ou dando um maior número de voltas de fibra em torno do cilindro, e aumentando-se a tensão máxima de saída do amplificador. Mais útil, porém, seria a introdução do controlador P.I., o que evitaria que o sinal de erro crescesse muito, principalmente em situações de variações bruscas de temperatura, tornando, inclusive, desnecessário o aumento da faixa de controle.

A híbrida óptica foi projetada, construída e testada e, agora, está pronta para ser implementada em um receptor óptico coerente com diversidade de fase. Na verdade, para obter este receptor, basta introduzir no conjunto experimental utilizado um modulador de dados (com taxa R_b) num dos braços ópticos de entrada, retirar amostras dos 2 sinais antes dos filtros de 12 kHz, passá-los por circuitos quadradores (modulação ASK/FSK) ou circuitos atrasadores-multiplicadores (modulação PSK/DPSK), filtrá-los em filtros passa-baixas, somá-los e o resultado passar por um circuito demodulador (ASK ou DPSK), para então recuperar a informação desejada. Entretanto, seria mais adequado reconstruir todo o sistema utilizando um comprimento de onda mais adequado às comunicações ópticas ($\lambda = 1300$ nm ou 1500 nm) e amplificadores operacionais mais rápidos, o que seria tremendamente facilitado, considerando-se o embasamento teórico e prático adquirido no decorrer deste trabalho e apresentado neste relatório de tese. O capítulo 6 tem esta função: descrever o escopo básico de um sistema óptico coerente homódino com diversidade de fase, cuja realização é viável para o LCO/DMO/FEE/UNICAMP e/ou CPqD/TELEBRÁS.

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA ÓPTICO COERENTE HOMÓDINO COM DIVERSIDADE DE FASE

Neste capítulo, apresenta-se o projeto básico de um sistema óptico coerente homódino com Diversidade de Fase, de 2 braços, utilizando uma híbrida óptica balanceada de 90° nos moldes daquela desenvolvida durante a tese, cuja implementação é possível de ser realizada no LCO/DMO/FEE/UNICAMP e/ou CPqD/TELEBRÁS.

6.1. O ARRANJO EXPERIMENTAL DO SISTEMA PROPOSTO PARA IMPLEMENTAÇÃO

A Fig. 6.1 mostra o arranjo experimental básico completo proposto para a implementação do sistema óptico coerente homódino com diversidade de fase, onde percebe-se o transmissor e o receptor. É proposto a construção de um sistema com oscilador local simulado (auto-homódino), para evitar a necessidade de discriminador de frequência. Numa fase posterior do projeto, entretanto, poderiam ser incorporadas fontes (lasers) distintas para o sinal e oscilador local. No caso de D.L. simulado, faz-se necessário o descorrelacionamento de fase entre os campos do sinal e do oscilador local, o que é obtido atrasando-se o campo do oscilador local em um percurso de fibra de comprimento superior ao comprimento de coerência do laser. A fonte óptica utilizada pode ser um laser de HeNe com emissão de radiação em $\lambda = 1520$ nm, como o existente no CADFO/CPqD/TELEBRÁS, ou um laser semiconductor de cavidade externa, como o recentemente desenvolvido por Lima & Conforti [43] no LCD. Numa fase posterior, poderia ser utilizado laser DFB (Distributed FeedBack) com cavidade interna estendida ou mesmo DFB comum, adquirido comercialmente. É conveniente utilizar um polarizador de cristal em frente ao laser. O conjunto de focalização F1015 da Newport Corporation [45] é utilizado, porém, o posicionamento laser-lente-fibra precisa ser projetado e otimizado e a lente escolhida adequadamente. A fibra óptica a ser utilizada é monomodo para o comprimento de onda em questão, $\lambda = 1300$ nm ou $\lambda = 1520$ nm. O CADFO/CPqD/TELEBRÁS tem confeccionado este tipo de fibra com

RECEPTOR

TRANSMISSOR

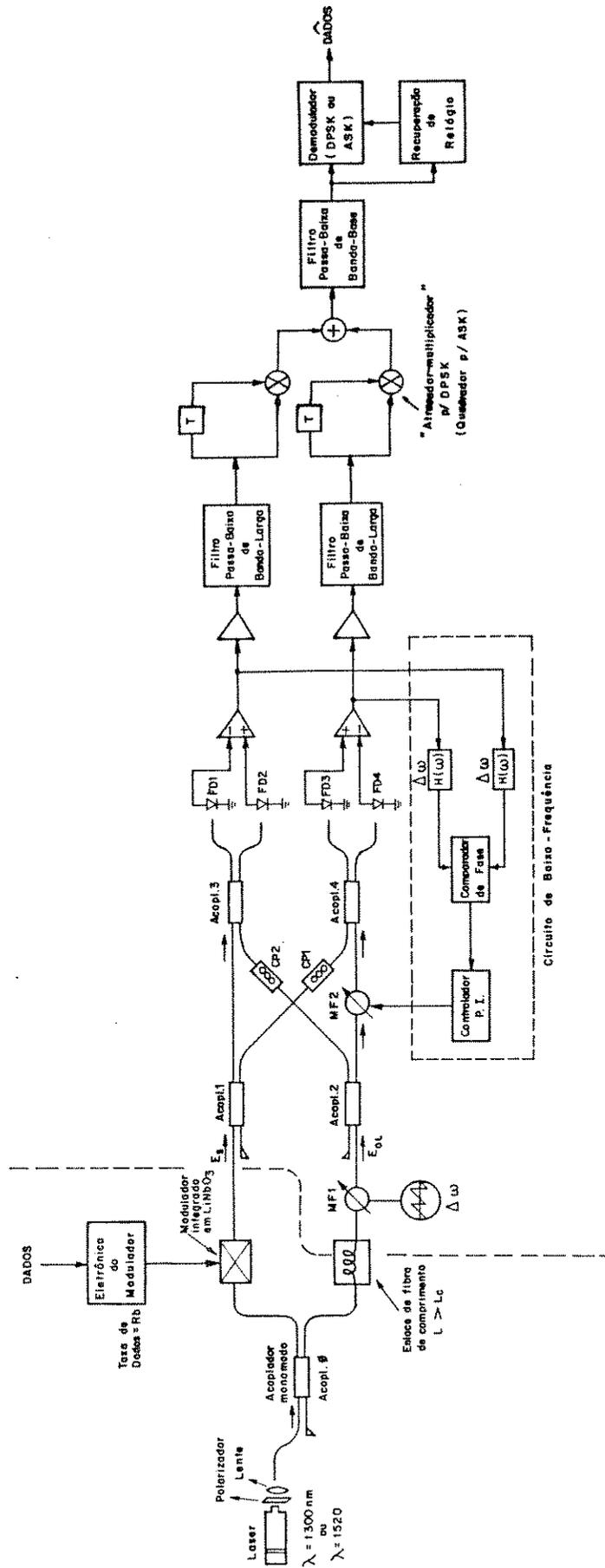


Fig. 6.1 : Arranjo Experimental Proposto para Implementação do Sistema Óptico Coerente com Diversidade de Fase.

excelente características de atenuação e dispersão, mas que não mantêm a polarização. Acopladores direcionais ópticos simétricos para esta faixa de comprimento de onda com excelente desempenho, baixas perdas e razão de acoplamento de 3 dB são também confeccionados pelo CADFO e serão empregados no projeto. O modulador de dados proposto é um dispositivo integrado em Niobato de Lítio, o qual pode ser adquirido comercialmente. Entretanto, a equipe do pesquisador Dr. Sérgio Celaschi do CADFO deverá concluir brevemente o desenvolvimento de um modulador deste tipo, para modulação em fase ou amplitude em taxas que concordam com o projeto e com perda óptica inferior a 10 dB. O esquema de modulação proposto é o DPSK, devido à boa característica de sensibilidade do receptor conseguida neste caso e à maior praticidade na implementação da eletrônica de recepção. É possível também utilizar o ASK, mas deve se considerar a redução de sensibilidade que este esquema de modulação acarreta (capítulo 1) [3, 4, 5].

A taxa de transmissão de dados, R_b , deve ser escolhida levando-se em consideração o grau de complexidade crescente da eletrônica com a elevação das frequências envolvidas. Um valor adequado e interessante é, pelo menos, 140 Mbit/s. Os moduladores de fase MF1 e MF2 são de cerâmica piezoelétrica, como aqueles utilizados no desenvolvimento da híbrida óptica (seção 4.4.4). Os controladores de polarização CP1 e CP2 necessitam ser re-projetados e construídos para o comprimento de onda específico a ser utilizado, o que é uma tarefa simples (seção 4.4.5). Os fotodetectores são de Arseneto de Gálio, do tipo PIN. Para fotodiodos APD, faz-se necessário considerar no projeto da eletrônica o maior nível de ruído introduzido por estes dispositivos. A eletrônica de pré-amplificação e de demodulação deve empregar componentes de resposta rápida (alta frequência), compatíveis com a taxa de dados empregada. Cuidados inerentes ao projeto de circuitos de alta frequência precisam ser tomados, como, por exemplo, estender ao máximo os planos de terra, etc.. A Eletrônica de realimentação e estabilização em temperatura da híbrida óptica deve ser implementada como descrito na seção 4.5.3, utilizando eletrônica de baixa frequência e, a princípio, $\Delta\omega = 12$ kHz. Seria conveniente, porém, elevar f_0 para 10 kHz e alargar as bandas de passagem dos filtros passa-faixa e passa-baixa utilizados. A modulação com função

dente-de-serra em MF1 não deverá introduzir complicação na demodulação da informação.

A Eletrônica de demodulação utiliza, logo após a pré-amplificação, amplificadores, filtros passa-baixa de banda larga, circuitos atrasadores-multiplicadores (demodulação DPSK) ou circuitos quadradores (retificadores) (demodulação ASK), circuito somador para adicionar os 2 sinais defasados de 90° e um filtro passa-baixa de banda base. Recupera-se, assim, o sinal imune ao ruído de fase relativo entre portadora e oscilador local, o que é o próprio objetivo da técnica de diversidade de fase. A recuperação da informação, entretanto, é obtida acrescentando-se um circuito de demodulação e um recuperador de relógio. O demodulador ASK é, basicamente, um amostrador seguido por um comparador de limiar. O demodulador DPSK é algo mais complexo [56].

6.2. A AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SISTEMA

O desempenho do sistema deve ser quantizado medindo-se a taxa de erros (BER) em função da margem de perda (penalidade na sensibilidade) e avaliado qualitativamente observando-se o diagrama de olho.

6.3. COMENTÁRIOS

Existe ainda a possibilidade de se acrescentar a este projeto um multiplex por divisão em frequência (FDM) através do chaveamento de (quatro, p.ex.) portadoras e obter um sistema óptico coerente multi-canal.

Considerando o domínio tecnológico brasileiro, a nível de pesquisa, pode-se dizer que o país está atualmente mais capacitado a desenvolver um Receptor Óptico Coerente Homódino com Diversidade de Fase do que um Receptor Coerente com PLL Óptico, que seria, digamos assim, o seu concorrente.

Apesar de todo o esforço na pesquisa e desenvolvimento dos sistemas coerentes em todo o mundo, os sistemas ópticos de modulação em intensidade e detecção direta (IM/DD) tem-se aperfeiçoado, empurrando para mais tarde a viabilização comercial da óptica coerente. Independente disto, entretanto, as pesquisas não param, pois sabe-se que são as comunicações ópticas coerentes que poderão suprir a grande demanda futura por canais de comunicação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Altman, J.L.; *Microwave Circuits*; D. Van Nostrand Company Inc.; 1ª edição; 1964.
- [2] King, R.J.; *Microwave Homodyne Systems*; Peter Peregrinus LTD.; 1ª edição; 1978.
- [3] Okoshi, T. & Kikuchi, K.; *Coherent Optical Fiber Communications*; KTK Scientific Publishers/Kluwer Academic Publishers; 1ª edição; 1988.
- [4] Salz, J.; "Coherent Lightwave Communications"; *AT&T Technical Journal*, Vol. 64, Nº 10, pp. 2153-2206; dezembro 1985.
- [5] Giozza, W.F.; Conforti, E. & Waldman, H.; *Fibras Ópticas - Tecnologia e Projeto de Sistemas*; McGraw Hill do Brasil, 1ª edição, 750 páginas; 1991.
- [6] Linke, R.A.; "Coherent Lightwave Communications"; *Anais OFC'88, Conference on Optical Fiber Communication*, Tutorial session. pp. 1-39, paper TuE1; New Orleans, USA; janeiro 1988.
- [7] Yamamoto, Y. & Kimura, T.; "Coherent Optical Fiber Transmission Systems"; *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-17, Nº 6, pp. 919-935; junho 1981.
- [8] Stanley, I.W.; "A Tutorial Review of Techniques for Coherent Optical Fiber Transmission Systems"; *IEEE Communications Magazine*, Vol. 23, Nº 8, pp. 37-53; agosto 1985.

- [9] Okoshi, T.; "Recent Advances in Coherent Optical Fiber Communications Systems"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, Nº 1, pp. 44-52; janeiro 1987.
- [10] Garrett, I. & Jacobsen, G.; "Theoretical Analysis of Heterodyne Optical Receivers for Transmission Systems Using (Semiconductor) Lasers with Nonnegligible Linewidth"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-4, Nº 3, pp. 323-334; março 1986.
- [11] Kazovsky, L.G.; "Impact of Laser Phase Noise on Optical Heterodyne Communications Systems"; *Journal of Optical Communications*, Vol. 7, Nº 2, pp. 66-78; 1986.
- [12] Davis, A.W.; Remedios, D.; Wright, S. & Pettitt, M.J.; "The Influence of source Noise Spectrum on Channel Spacing in Coherent Multichannel Systems"; *Anais ECOC'87, 13th European Conference on Optical Communications*, pp. 313-316; Helsinky, Finlândia; setembro 1987.
- [13] Henry, C.H.; "Phase Noise in Semiconductor Lasers"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-4, Nº 3, pp. 298-311; março 1986.
- [14] Daino, B.; Spano, P.; Tamburrini, M. & Piazzolla, S.; "Phase Noise and Spectral Line Shape in Semiconductor Lasers"; *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-19, Nº 3, pp. 266-270; março 1983.
- [15] Garrett, I. & Jacobsen, G.; "Broad Linewidth (DFB) Lasers in Coherent Optical Systems for Local Loop Applications"; 'invited paper'; *Anais ECOC'87, 13th European Conference on Optical Communications*, Helsinky, Finlândia; setembro 1987.

- [16] Wyatt, R. & Devlin, W.J.; "10 kHz 1,5 μm InGaAsP External Cavity Laser with 55 nm Tuning Range"; *Electronics Letters*, Vol. 19, pp. 110-112; 1983.
- [17] Kazovsky, L.G.; "Optical Heterodyning Versus Optical Homodyning: A Comparison"; *Journal of Optical Communications*, Vol. 6, Nº 1, pp. 18-24; março 1985.
- [18] Kazovsky, L.G.; "Phase- and Polarization-Diversity Coherent Optical Techniques"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, Nº 2, pp. 279-292; fevereiro 1989.
- [19] Kazovsky, L.G.; "Recent Progress in Phase and Polarization Diversity Coherent Optical Techniques"; *Anais ECOC'87, 13^o European Conference on Optical Communications*, pp. 83-90; Helsinky, Finlândia; setembro 1987.
- [20] Davis, A.W.; Pettitt, M.J.; King, J.P. & Wright, S.; "Phase-Diversity Techniques for Coherent Optical Receivers"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, Nº 4, pp. 561-572; abril 1987.
- [21] Kazovsky, L.G.; Welter, R.; Elrefaie, A.F. & Sessa, W.; "Wide-Linewidth Phase Diversity Homodyne Receivers"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 6, Nº 10, pp. 1527-1536; outubro 1988.
- [22] Noe, Reinhold; "Sensitivity Comparison of Coherent Optical Heterodyne, Phase Diversity, and Polarization Diversity Receivers"; *Journal of Optical Communications*, Vol. 10, Nº 1, pp. 11-18; 1989.

- [23] Kazovsky, L.G.; Curtis, L.; Young, W.C. & Cheung, N.K.; "All-Fiber 90° Optical Hybrid for Coherent Communications", *Applied Optics*, Vol. 26, Nº 3, pp. 437-439; fevereiro 1987.
- [24] Berenbrock, G.A. & Schlemmer, B.; "Active Controlled Fiber Optical 90° Hybrid for Coherent Communications", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 1, Nº 4, pp. 86-87; abril 1989.
- [25] Hoffmann, D.; Heidrich, H; Wenke, G.; Langenhorst, R. & Dietrich, E.; "Integrated Optics Eight-Port 90° Hybrid on LiNbO_3 ", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, Nº 5, pp. 794-798; maio 1989.
- [26] Wang, Y. & Leeb, W.R.; "A 90° Optical Fiber Hybrid for Optimal Signal Power Utilization"; *Applied Optics*, Vol. 26, Nº 19, pp. 4181-4184; outubro 1987.
- [27] Hodgkinson, T.G.; Harmon, R.A. & Smith, D.W.; "Demodulation of Optical DPSK Using in-Phase and -Quadrature Detection"; *Electronics Letters*, Vol. 21, Nº 19, pp. 867-868; setembro 1985.
- [28] Pettitt, M.J.; Remedios, D.; Davis, A.W.; Hadjifotou, A. & Wright, S.; "Optical FSK Transmission System Using a Phase-Diversity Receiver"; *Electronics Letters*, Vol. 23, Nº 20, pp. 1075-1076; setembro 1987.
- [29] Schneider, R. & Pietzsch, J.; "Coherent 565 Mbit/s DPSK Transmission Experiment with a Phase Diversity Receiver"; *Anais ECOC '87, 13th European Conference on Optical Communications*, Helsinky, Finlândia; setembro 1987.

- [30] Cheng, Y.H.; Okoshi, T. & Ishida, O.; "Performance Analysis and Experiment of a Homodyne Receiver Insensitive to Both Polarization and Phase Fluctuations"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 7, Nº 2, pp. 368-374; fevereiro 1989.
- [31] Tsao, H.-W.; Wu, J. & Lee, Y.-H.; "Performance Analysis of Optical Phase Diversity FSK Receiver Using Delay-and-Multiplying Discriminators"; *Journal of Optical Communications*, Vol. 10, Nº 3, pp. 97-100; 1989.
- [32] Okoshi, T. & Cheng, Y.H.; "Four-Port Homodyne Receiver for Optical Fibre Communications Comprising Phase and Polarization Diversities"; *Electronics Letters*, Vol. 23, Nº 8, pp. 377-378; abril 1987.
- [33] Kazovsky, L.G. & Welter, R.; "150 Mbit/s Phase Diversity ASK Homodyne Receiver with a DFB Laser"; *Anais OFC'88, Conference on Optical Fiber Communication*, paper Tu11 (pp. 31); New Orleans, USA; janeiro 1988.
- [34] Barcelos, S. & Conforti, E.; "Análise de uma Híbrida de 90° para Comunicações Ópticas coerentes"; *Anais IV Simpósio Brasileiro de Microondas - SBMO*, USP, São Carlos; pp. 115-120; julho 1990.
- [35] Monteiro, H.; Celaschi, S. & Jesus, J.T.; "Desenvolvimento de Acopladores Ópticos Bidirecionais"; *Revista Telebrás*; pp. 28-35; setembro 1987.

- [36] Youngquist, R.C.; Stokes, L.F. & Shaw, H.J.; "Effects of Normal Mode Loss in Dielectric Waveguide Directional Couplers and Interferometers"; *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-19, Nº 12, pp. 1888-1896; dezembro 1983.
- [37] Mizumoto, T. & Naito, Y.; "Dependence of the Phase Difference on the Asymmetry of 3-dB Directional Couplers"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, Nº 10, pp. 1571-1576; outubro 1990.
- [38] Kazovsky, L.G.; "Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-3, Nº 6, pp. 1238-1247; dezembro 1985.
- [39] Kazovsky, L.G.; "Balanced Phase-Locked Loops for Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-4, Nº 2, pp. 182-195; fevereiro 1986.
- [40] Glance, B.; "Polarization Independent Coherent Optical Receiver"; *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT-5, Nº 2, pp. 274-276; fevereiro 1987.
- [41] Delavaux, J-M.P.; Lefevre, H.; Failes, M.; Warner, C. et al.; "All-Fiber Optical Hybrid for Coherent Polarization Diversity Receivers"; *Anais ECOC'90, European Conference on Optical Communications*; pp. 407-410.

- [42] Ramos, R.T. & Conforti, E.; "Sistema Homódino com Modulação em Fase e Oscilador Local Simulado Utilizando Interferômetro de Mach-Zehnder Estabilizado"; *Tese de Mestrado*, DMO/FEE/UNICAMP; agosto 1988.
- [43] Lima, C.R. & Conforti, E.; "Construção e Caracterização de Lasers Semicondutores Sintonizáveis por Cavidades Externas Longas (LEC Lasers)"; *Tese de Mestrado*, DMO/FEE/UNICAMP; janeiro 1991.
- [44] EG&G Photon Devices, *Catálogo Comercial de Fotodiodos*, pp. 18-19; setembro 1990.
- [45] Newport Corporation, *Catálogo de Fabricante*, Instruções de Operação do F1015/Conjunto de Acoplamento Laser-Fibra.
- [46] Verdeyen, J.T.; *Laser Electronics*, 1ª ed.; Prentice-Hall; 1981.
- [47] National Semiconductor Corporation; *Linear Databook*; pp. 3-165; 1982.
- [48] Lathi, B.P.; *Sistemas de Comunicações*, Capítulo 4, seção 4.4, Guanabara Dois, 2ª reimpr.; 1983.
- [49] Miller, S.E.; "Coupled Wave Theory and Waveguide Applications"; *The Bell System Technical Journal*, Vol. 33, pp. 661-719; maio 1954.

- [50] Conforti, E.; Trabalho em fase de preparação - artigo ainda não publicado.
- [51] Berlim, H.M.; *Design of Active Filters with Experiments*, 1ª edição; Howard W. Sams & Co., INC.; 1977.
- [52] Gruiter, A.F.; *Amplificadores Operacionais: Fundamentos e Aplicações*, 1ª edição; McGraw-Hill do Brasil; 1988.
- [53] Berlim, H.M.; *Design of Phase-Locked Loop Circuits, with Experiments*, 1ª edição; Howard W. Sams & Co., INC.; Capítulo 3; 1978.
- [54] Ogata, K.; *Engenharia de Controle Moderno*; Prentice/Hall do Brasil; 1982 (Td.).
- [55] Braga, E.L. & Conforti, E.; "Construção e Análise de um Interferômetro de Alta Resolução em Fibra Óptica pelo Processo Auto-Homódino"; *Tese de Mestrado*; DMO/FEE/UNICAMP; Outubro 1989.
- [56] Shanmugan, K.S.; *Digital and Analog Communications Systems*; John Wiley & Sons; 1ª ed., 1979.

ANEXOS

ANEXO 1

CURVAS CARACTERÍSTICAS DE DEFORMAÇÃO ESTÁTICA DOS
CILÍNDROS PIEZOELÉTRICOS PZT-A E PZT-B COM A
TENSÃO ELÉTRICA APLICADA [42]

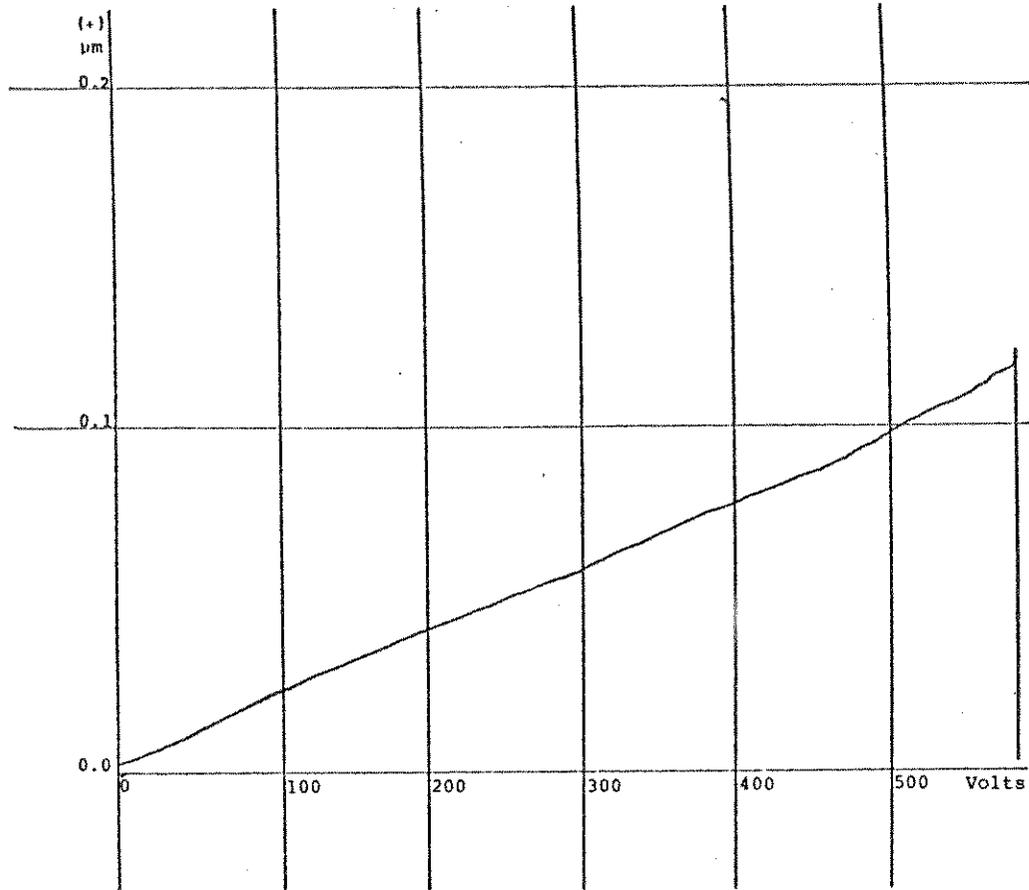


Fig. 1. A.1 - Curva do aumento do diâmetro do PZT - A

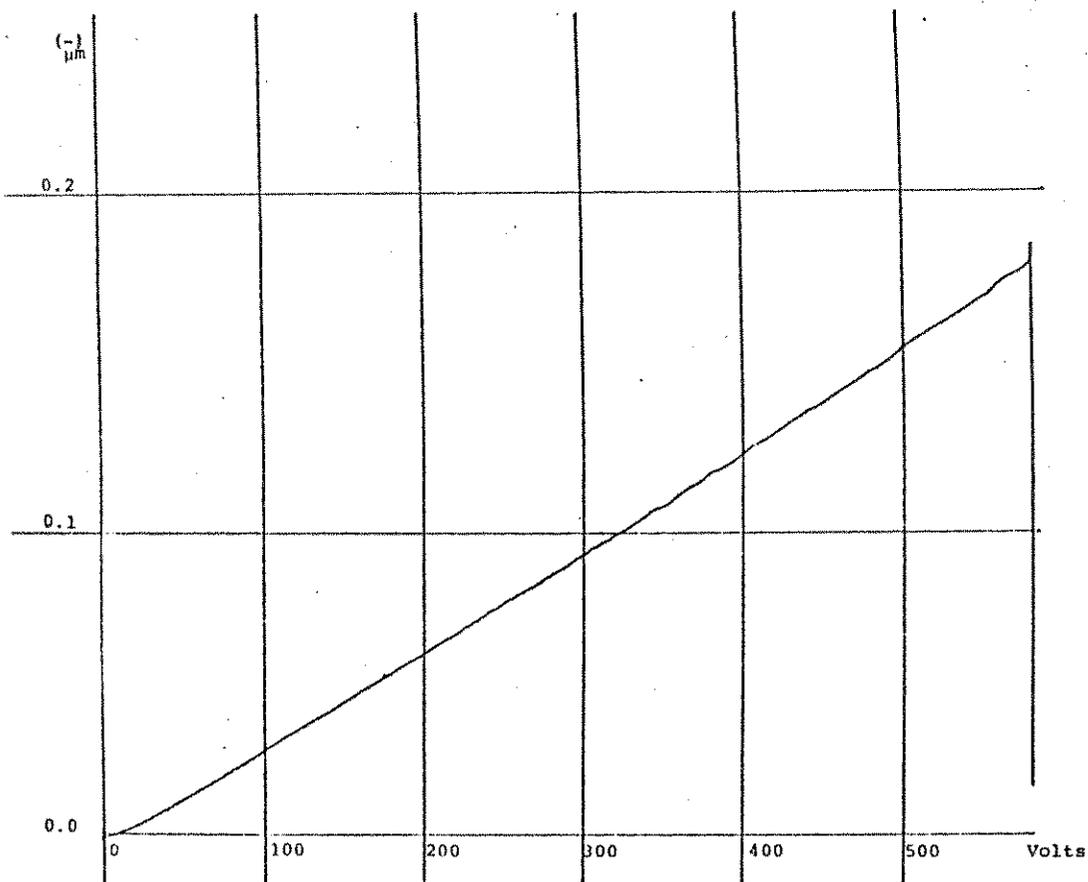


Fig. 1. A.2 - Curva da diminuição do diâmetro do PZT-A

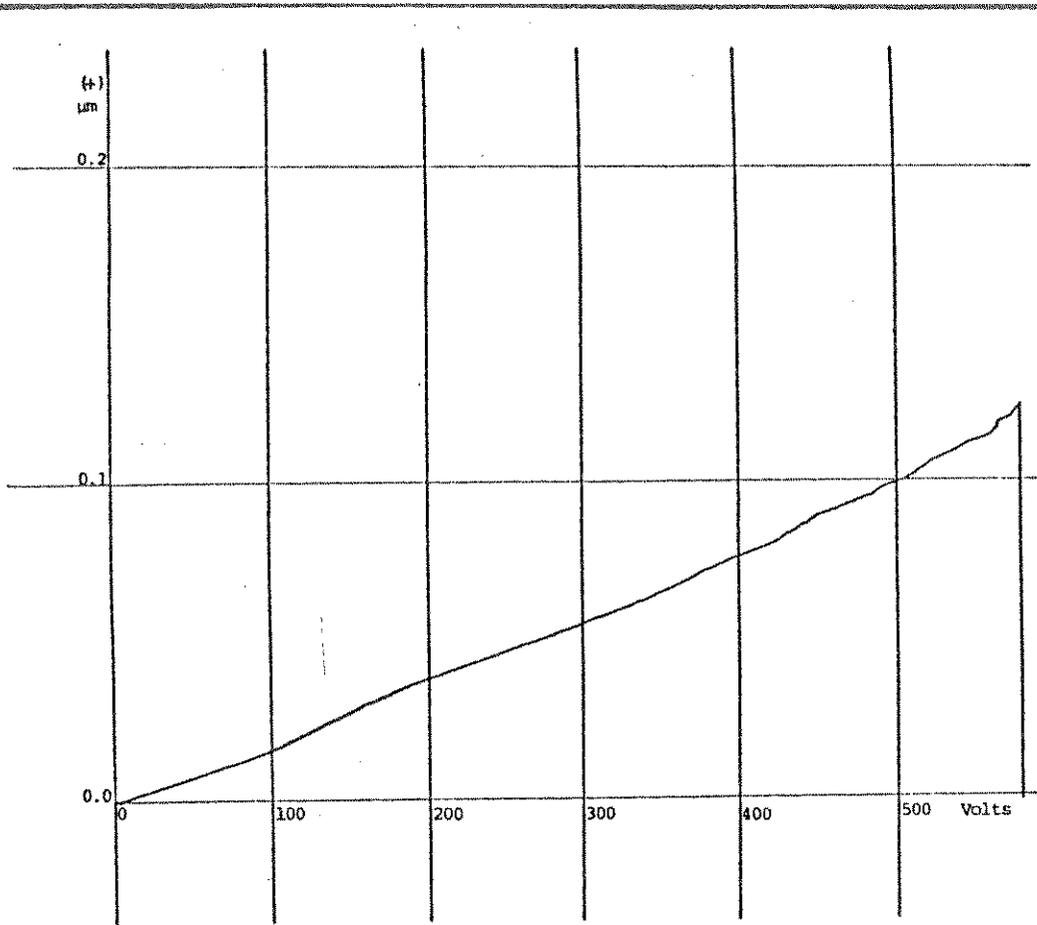


Fig. 1.B.1 - Curva do aumento do diâmetro do PZT - B

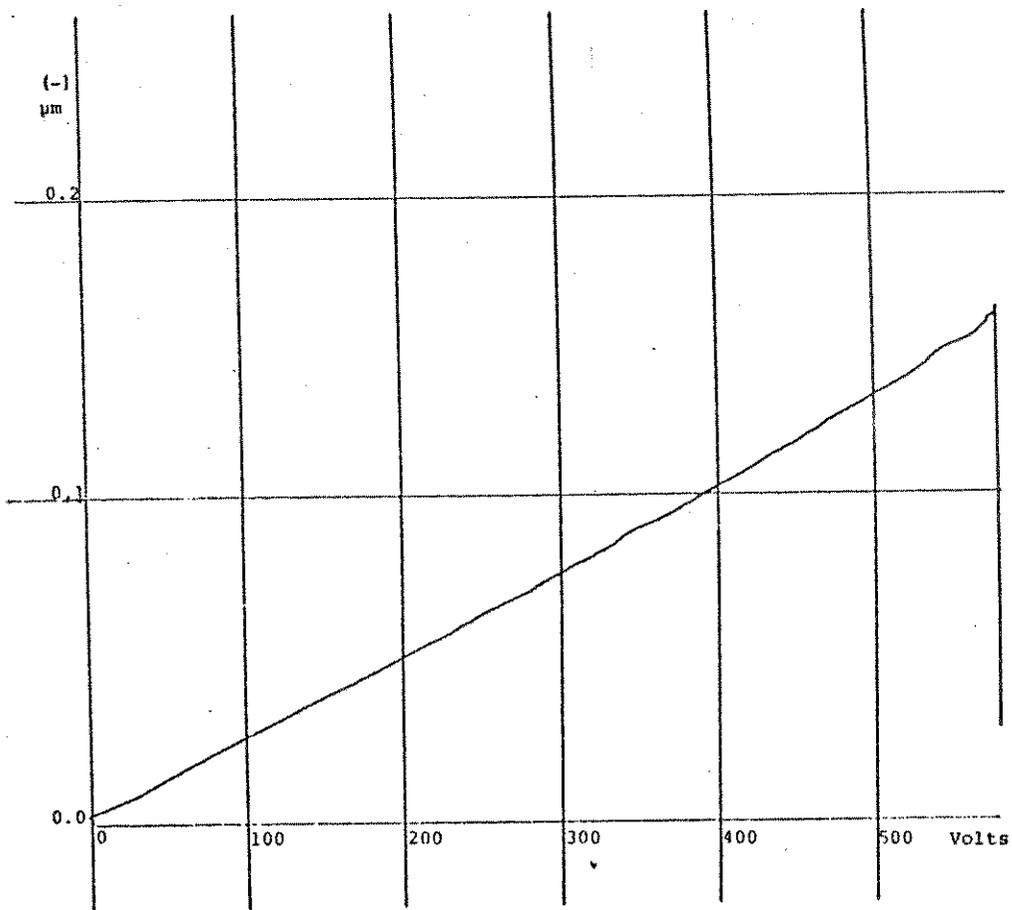


Fig. 1.B.2 - Curva da diminuição do diâmetro do PZT-B

ANEXO 2

DESENHO MECÂNICO DA "PEÇA SIMPLIFICADA PARA POSICIONAMENTO FIBRA-FOTODIODO"

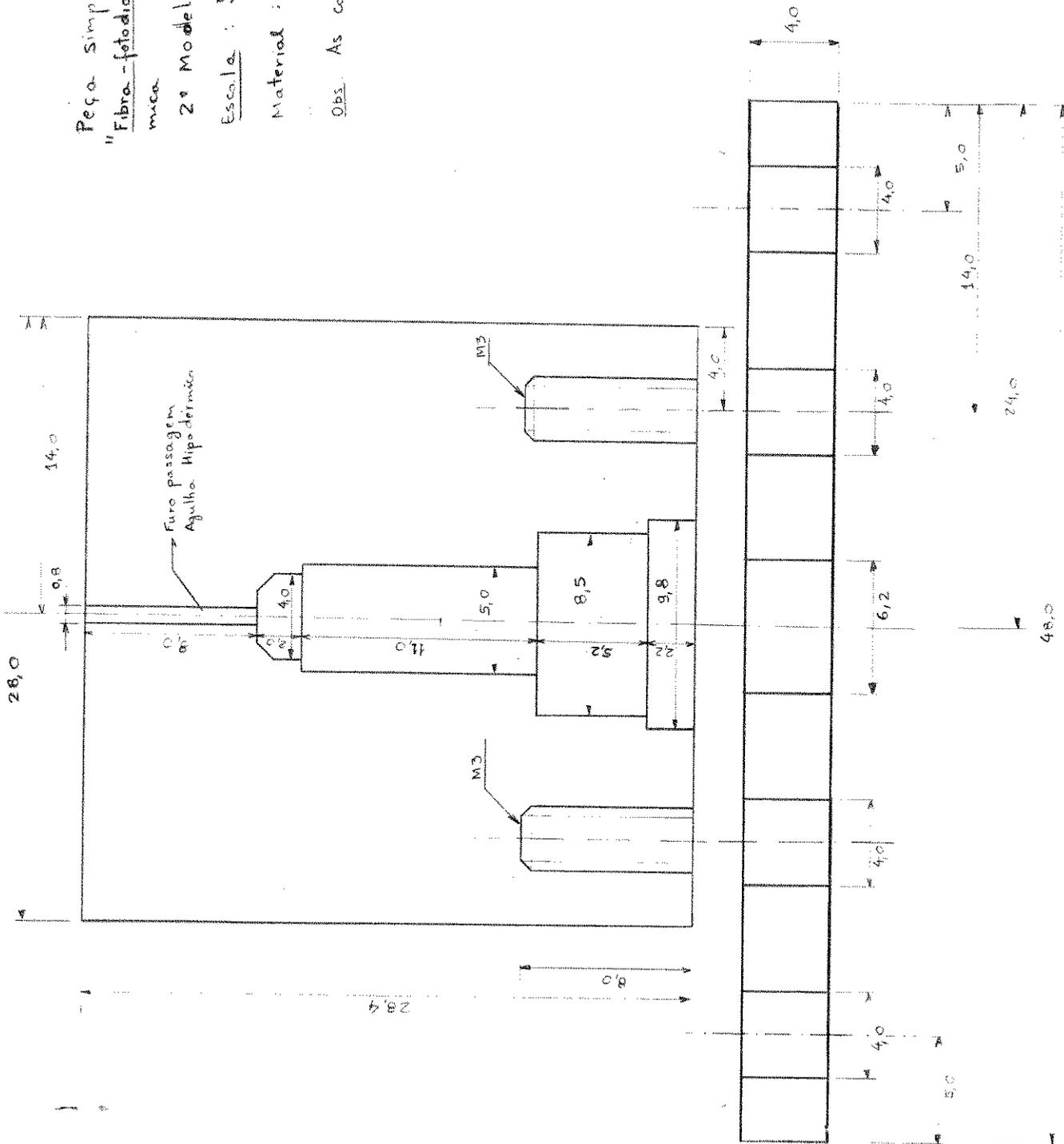
Peça Simplificada para Acoplamento
"Fibra-fotodiodo", usando agulha hipodermica
mica

2º Modelo

Escala: 5:1

Material: Alumínio

Obs. As cotas são dadas em milímetro.



Desenho: Sérgio
Barcelos

ANEXO 3

**CÓPIA DO CATÁLOGO COMERCIAL DO FOTODETECTOR PIN SGD-040A
DA EG & G PHOTON DEVICES**

SGD Series

Features

- Planar Diffused Structure
- Wide Spectral Range
- Large Area
- Oxide Passivated
- Wide Dynamic Range
- Fast Rise Time
- Guard Ring Construction
- Low Noise
- High Responsivity

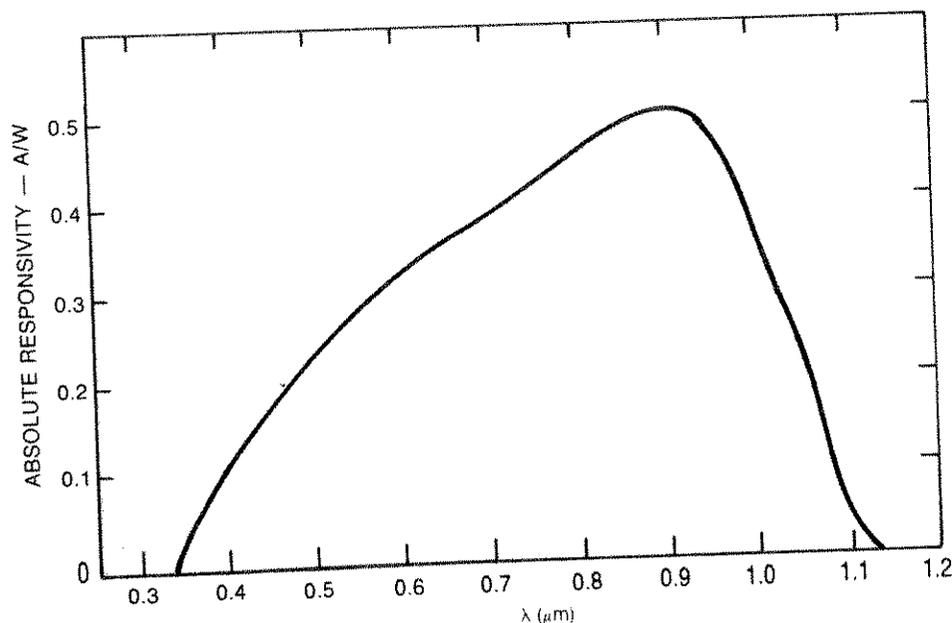
Operating Data and Specifications at 23°C: Typical Performance at 100 V Bias

Characteristic	SGD-040 A,B and L	SGD-100A	SGD-200	SGD-444	Units
Active Area	0.81	5.1	200	100	Sq. mm
Spectral Range	← 400-1150 →				nm
Responsivity	>0.5	>0.5	>0.5	>0.5	A/W
Bandwidth	26	45	45	45	MHz into 50 ohms
Rise Time	3	5	8	10	nS into 50 ohms
Operating Voltage	0-180	0-180	0-180	0-180	V
Breakdown Voltage ¹	>200	>200	>200	>200	V
Capacitance	1.2	4.0	14	70	pF
Dark Current	<3	<10	<100	<200	nA
Channel Resistance	>25	>3.0	>1.5	>1.0	Megohms
Series Resistance	5000	300	200	50	ohms
Noise Current	4	9	20	30	10 ⁻¹⁴ A/Hz ^{1/2}
NEP (900,10 MHz,1)	8	18	40	60	10 ⁻¹⁴ W/Hz ^{1/2}
Response Linearity	← <1% →				Over 7 decades
Operating Temperature	← -55 to +125 →				°C
Package Style	TO-18 or TO-5 ²	TO-5	TO-8	TO-36	

Notes

1. Breakdown voltage measured at 100 microamps dark current.
2. SGD-040A: TO-5
SGD-040L: Lensed TO-5
SGD-040B: TO-18

Typical Spectral Response



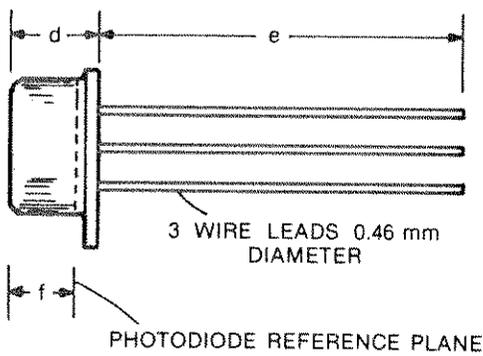
Responsivity/Temperature Coefficient-SGD Series at 90 Volts

Wavelength	Temperature Coefficient
Nanometers	%/°C
400	-0.14
450	-0.06
500	-0.003
550	-0.002
600	-0.001
650	0
700	0
750	+0.003
800	+0.010
850	+0.015
900	+0.03
950	+0.06
1000	+0.30
1060	+1.01

High Speed, General Purpose

Mechanical Data and Pin Configurations

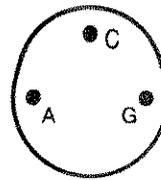
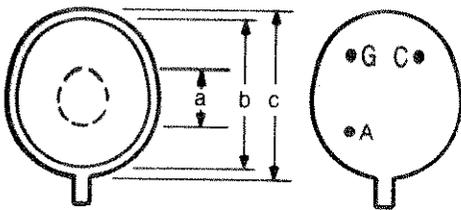
SGD-040, 100, 200 Series



Dimension (mm)	SGD-040A SGD-040L	SGD-040B	SGD-100A	SGD-200
a (Active Dia.)	1.0	1.0	2.5	5.08
b	8.4	4.6	8.4	12.6
c	9.1	6.2	9.1	14.6
d	4.2	5.1	4.2	5.9
e	>19.0	>19.0	>19.0	>19.0
f	2.3	3.7	2.3	3.5
Pin Circle Radius	2.5	1.3	2.5	5.3
Window Thickness	1.3 *	0.9	1.3	1.3
Window Diameter	6.1	3.5	6.1	9.65

Gold plated Kovar leads, base and cap.
Window — Corning 7052 glass.

*SGD-040L has lensed cap for ~20X optical gain.

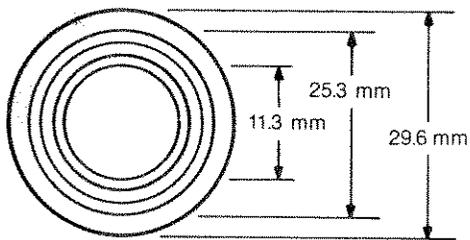


SGD-200

NOTE:

SGD-200 Package Does Not Have a Tab.

SGD-444 Series

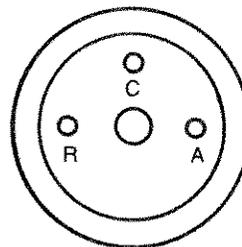
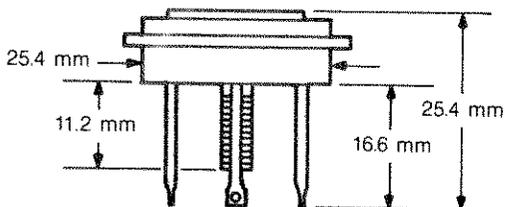


Package:

Goldplated copper base and cap.
Goldplate steel pins.
Pin radius 8.76 mm
No. 10-32 Stud and case electrically isolated

Window Aperture:

11.6 mm dia., 1.0 mm thick, quartz
Distance, outer window to active surface: 3.8 mm nominal.



SGD-444 Pin Location

C - Common Anode
A - Active Cathode
R - Guard Ring Cathode

Guaranteed Environmental Performance

Document	Inspection	Method	Test Condition
MIL-STD-750B	Vibration	2056	20 g Amplitude
	Shock	2016	1500 g Half Sinusoidal
	Thermal-Temp Cycling	1056.1 B	0°C to 100°C, 5 Cycles
	Constant Acceleration	2006	5000 g
MIL-STD-202D	Moisture Resistance	106	25-65°C; 90-98% RH



221 COMMERCE DRIVE, MONTGOMERYVILLE, PA 18936 • USA
TEL (215) 368-6900 • FAX (215) 362-6107

ANEXO 4

CÓPIA DO CATÁLOGO DO CONJUNTO DE ACOPLAMENTO LASER-FIBRA
F1015 DA NEWPORT CORPORATION

Newport Corporation

F-1015 and F-1015LD Operating Instructions

Introduction

When focusing a laser beam and launching its power into a single mode optical fiber, the coupling efficiency is maximized by matching the electromagnetic field profile of the focused beam to that of the fiber mode. This is achieved by accurately centering the fiber core at the focus of the coupling lens and matching the size of the focused spot (the beam waist diameter) to the mode field diameter of the fiber's single propagating mode.

Knowing the fiber core radius, a , and its V number (where $V = 2 \frac{\pi}{\lambda} a \text{NA}$), we can easily calculate the mode field diameter (MFD):

$$\text{MFD} = 2a(0.65 + 1.619/V^{1.5} + 2.879/V^6)$$

NA, the numerical aperture, is typically 0.1 for single mode fibers.

In the model F-1015 High Precision Steering Lens Fiber Coupler, fine translation and centering of the focused beam on the fiber end-face with $0.1 \mu\text{m}$ resolution is obtained with negligible change in the angle between the focused optical beam and the fiber axis. Figure 1 illustrates its principle of operation, which is based on the Optical Lever-Arm effect. The steering lens of the F-1015 is an AR-coated long-focal-length (254 mm) negative lens and is positioned near the back focal plane of the objective lens, so an input laser beam focuses at the fiber end-face. A transverse translation of the steering lens, D , effectively tilts the input beam entering the objective lens, causing a much smaller translation of the focused spot, d . The translation reduction is equal to the ratio of the focal lengths of the two lenses; for our M-20X objective lens, the ratio is approximately 32:1. Hence, when the steering lens moves 3.2 microns, the focused spot moves only 0.1 microns.

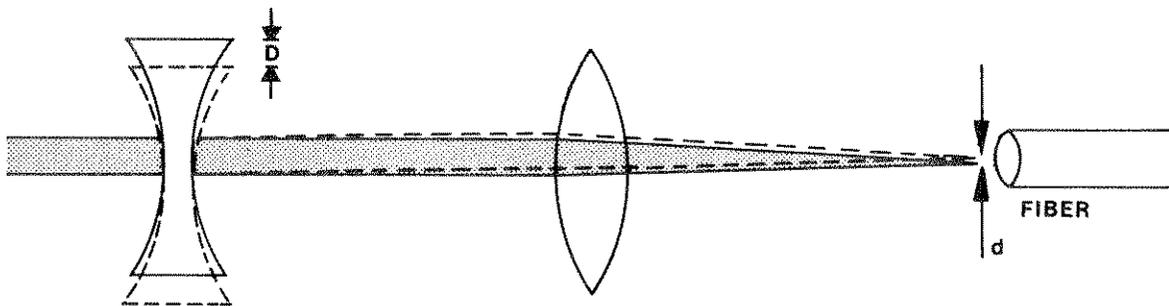


Fig. 1

Using the F-1015/F-1015LD

1) For maximum coupling efficiency, it's important that the fiber end-face is flat, clean and perpendicular to the fiber axis. We recommend our models F-BK1 or F-BK2 fiber breakers for cleaving the fiber, and our models F-IM1 or F-IM2 Fiber Microinterferometer are useful for evaluating the quality of the cleaved fiber end-face.

2) The diameter of the focused laser beam, b , is determined by the effective focal length, F , of the F-1015, which is 7.4 mm (12 mm for the F-1015LD) and the laser beam diameter, B , at the back focal plane of the lens:

$$b = 4 \lambda F / \pi B$$

The value of b may be adjusted to equal the mode field diameter (MFD) given earlier by changing the distance between the laser and the F-1015 (which changes the input beam diameter, B , due to the small beam divergence present in all laser beams).

3) Begin by centering the beam in the objective lens. The F-1015 has a built-in iris diaphragm on the input end of the coupler to assist you. Close the iris diaphragm down and align the coupler so the beam enters the iris center and runs parallel to the optical axis.

4) The XY adjustment knobs (see Fig. 2) on the fiber holder, (A,B), can now be used as coarse adjustments to locate the fiber in the focused beam. Adjust the knobs so that some light is emitted from the output side of the fiber. (A pellicle beam splitter may be temporarily inserted between the laser and the entrance lens to help fine tune the focus Z-adjustment, (C). Insert the pellicle to direct the light reflected off the fiber end face onto a distant viewing screen. Adjust C until the reflected spot on the screen has its smallest diameter. Readjust knobs A and B).

5) Optimize the coupling efficiency with the fine position controls for the steering lens, (D,E), adjusting to maximize the output power. A quick way to tell if the alignment is optimum is to observe the light scattered out to the side off the fiber input end. A minimum of scattering corresponds to optimum coupling efficiency.

6) Any cladding modes present at the output end of the fiber may be removed by mode stripping methods (e.g. a few drops of glycerol).

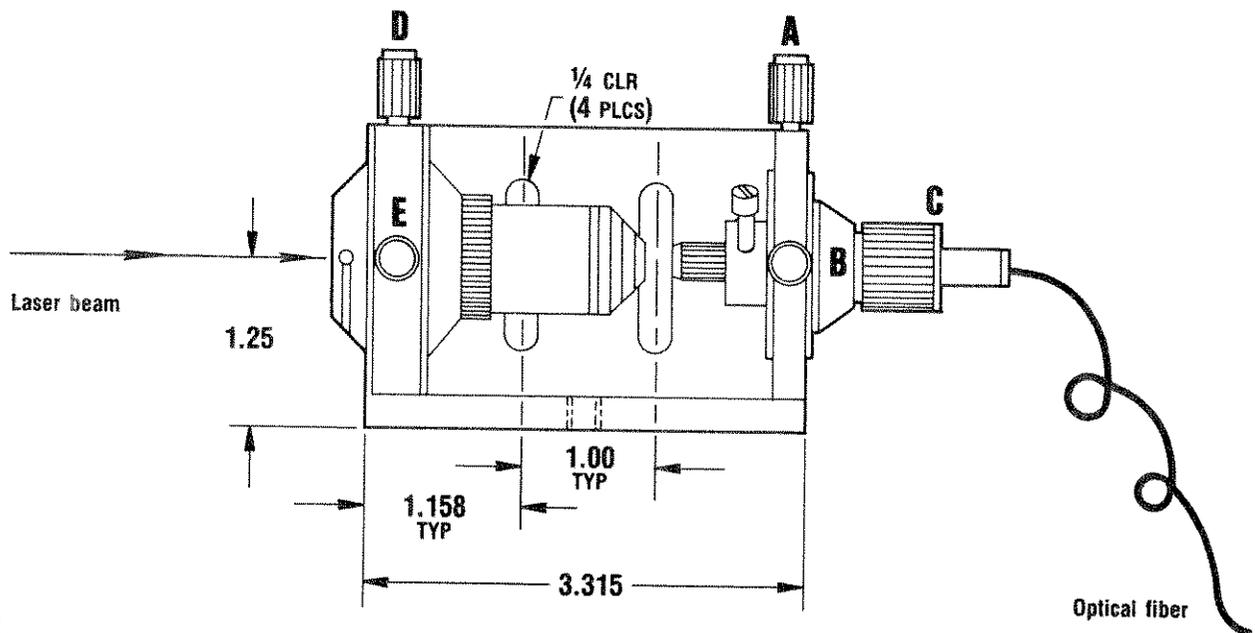


Fig. 2

#13444-01A
IN-11852

Europe:
Newport GmbH
Bleichstrasse 26
D-6100, Darmstadt
West Germany
Ph: 06151-26116

United Kingdom:
Newport Ltd.
Pembroke House
Thompson Close
Harpenden, Herts. AL5 4ES
Ph: 05827-69995

714/965-5406

Newport Corporation
18235 Mt. Baldy Circle
Fountain Valley, CA 92708

**Newport
Corporation**

F-91 Series Precision Fiber Couplers* Operating Instructions

Introduction

Single mode fiber coupling efficiency is maximized by matching the incident optical field distribution to the fiber mode profile. This is accomplished by (a) locating the fiber end face at the beam waist of the focused spot, (b) centering the beam waist on the fiber core, and (c) matching the beam waist diameter to the fiber mode spot size.

In the model F-91 Series Precision Fiber Coupler, fine translation of the focused beam onto the fiber core is obtained without changing the angle between the focused optical beam and the fiber axis. The lens/fiber-holder assembly is positioned on a compact tilt platform such that it pivots about a point in the rear focal plane of the objective lens. When pivoted through an angle θ , the objective with focal length f acts as an optical lever arm to produce a translation $f\theta$ of the focused spot. Figure 1 illustrates the principle of operation. In position A, the beam is parallel to the fiber axis but misses the fiber core entirely. By tilting the lens and fiber about point O, the back focal point of the lens, the beam is centered on the fiber core and remains parallel to the fiber axis. A 20X objective provides resolution better than 0.1μ . For example, the back focal plane of our M-20X microscope objective has a back focal point located 0.5 inches inside the barrel when measured from the objective seating shoulder plane. Therefore, the user should slide the top lens/fiber holder assembly such that the pivot ball of the tilt platform is located underneath the back focal point of the objective and then secure the top assembly with the two screws provided. Efficient coupling of a Gaussian laser beam to a single mode fiber can be obtained using the procedure listed here:

Procedure to maximize coupling efficiency into a single mode fiber:

1. An M-Series (or F-L Series) objective lens should be matched to your laser and single-mode fiber by the following formula:

$$f = D(\pi \omega / 4\lambda)$$

Where f is the objective focal length, D is the e^{-2} laser beam diameter at the coupler, λ is the laser wavelength, and ω is the fiber mode field diameter. See page J-8 of the #100 Catalog for mode field diameters of Newport's single mode fibers. The coupler should be placed at a distance from the laser which allows the beam to expand to the appropriate diameter, D .

2. Slide the top lens/fiber-holder assembly such that the rear focal point of the lens is positioned on top of the pivot of the tilt platform.
3. Prepare the fiber so that the end face is flat, clean and perpendicular to the fiber axis. We recommend our model F-BK1 or F-BK2 fiber cleaver for cleaving the fiber or our model FTK1 for polishing an SMA-connectorized fiber.
4. F-916/7 only: A polarization-preserving fiber also requires that the fiber's principal axis be aligned with the direction of the incident light polarization. This is achieved by rotating the fiber chuck by turning the knurled knob, which is graduated in 15° increments.

* This includes F-915, F-916,
F-917 and M-F-915, M-F-916,
M-F-917

5. The incident beam is first centered and aligned parallel to the axis. A pellicle beam splitter is used temporarily between the laser and the objective lens to direct the light reflected off the fiber end face onto a viewing screen at an equal distance away from the pellicle as the laser. The x, y, z position adjustments on the fiber holder are used to locate the fiber in the focused beam. Adjust the z-position until the spot of light reflected back onto the viewing screen is the same size as the laser output beam. This places the focused spot in position to achieve optimum coupling. Remove the beam splitter.
6. Adjust the x, y position knobs on the fiber positioner until some light is emitted from the output end of the fiber. Then optimize the output with the fine position controls on the tilt stage. A quick way to tell if the alignment is optimum is to observe the light which is scattered out the side of the fiber near the input end. A minimum of scattering corresponds to maximum coupling into the core.

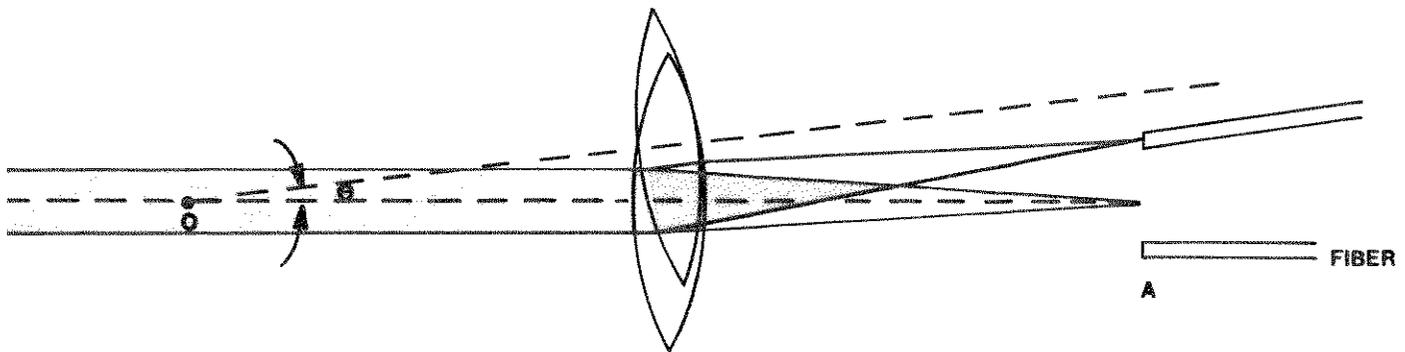


Figure 1.

7/N 4598
V-06831

Europe:
Newport GmbH
Bleichstrasse 26
D-6100, Darmstadt
West Germany
Ph: 06151-26116

United Kingdom:
Newport Ltd.
Pembroke House
Thompson Close
Harpenden, Herts. AL5 4ES
Ph: 05827-69995

714/965-5406
Newport Corporation
18235 Mt. Baldy Circle
Fountain Valley, CA 92708

**Newport
Corporation**

F-915 Precision Fiber Coupler Operating Instructions

July 1983

(Patent Pending)

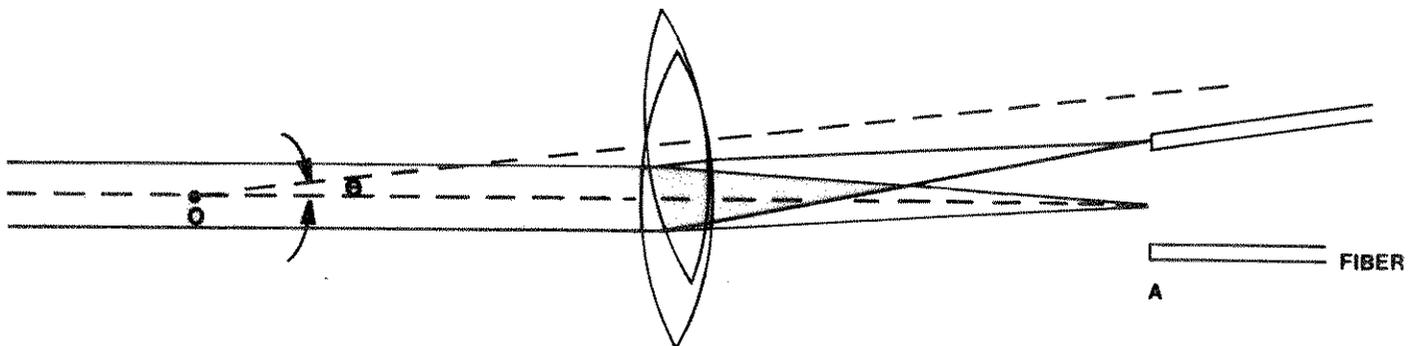
Introduction

Single mode fiber coupling efficiency is maximized by matching the incident optical field distribution to the fiber mode profile. This is accomplished by (a) locating the fiber end face at the beam waist of the focused spot, (b) centering the beam waist on the fiber core, and (c) matching the beam waist diameter to the fiber mode spot size.

In the model F-915 Precision Fiber Coupler, fine translation of the focused beam onto the fiber core is obtained without changing the angle between the focused optical beam and the fiber axis. The lens/fiber-holder assembly is positioned on a compact tilt platform such that it pivots about a point in the rear focal plane of the objective lens. When pivoted through an angle θ , the objective with focal length f acts as an optical lever arm to produce a translation $f\theta$ of the focused spot. Figure 1 illustrates the principle of operation. In position A, the beam is parallel to the fiber axis but misses the fiber core entirely. By tilting the lens and fiber about point O, the back focal point of the lens, the beam is centered on the fiber core and remains parallel to the fiber axis. A 40X objective provides resolution better than 0.1μ . For example, the back focal plane of our M40X microscope objective has a back focal point located 0.86 inches inside the barrel when measured from the objective seating shoulder plane. Therefore, the user should slide the top lens/fiber-holder assembly such that the pivot ball of the tilt platform is located underneath the back focal point of the objective and then secure the top assembly with the two screws provided. Efficient coupling of a Gaussian laser beam to a single mode fiber can be obtained using the procedure listed here:

Procedure to maximize coupling efficiency into a single mode fiber:

1. Slide the top lens/fiber-holder assembly such that the rear focal point of the lens is positioned on top of the pivot of the tilt platform.
2. Prepare the fiber so that the end face is flat, clean and perpendicular to the fiber axis. We recommend our model F-BKI fiber breaker for cleaving the fiber.
3. The diameter d of the focused beam at the waist is determined by the focal length f of the objective lens and the laser beam diameter D at the back focal plane of the lens from the formula $d = 4\lambda f / \pi D$. This d value should be approximately 10% larger than the core diameter of a single mode fiber with a V number of 2.4.
4. The incident beam is first centered and aligned parallel to the axis. A pellicle beam splitter is used temporarily between the laser and the objective lens to direct the light reflected off the fiber end face onto a viewing screen at an equal distance away from the pellicle as the laser. The x, y, z position adjustments on the fiber holder are used to locate the fiber in the focused beam. Adjust the z-position until the spot of light reflected back onto the viewing screen is the same size as the laser output beam. This places the focused spot in position to achieve optimum coupling. Remove the beam splitter.
5. Adjust the x, y position knobs on the fiber positioner until some light is emitted from the output end of the fiber. Then optimize the output with the fine position controls on the tilt stage. A quick way to tell if the alignment is optimum is to observe the light which is scattered out the side of the fiber near the input end. A minimum of scattering corresponds to maximum coupling into the core. A clean radiation pattern at the fiber output end is observed by stripping the cladding mode near the fiber end.



OPTICAL FIBER LABORATORY GUIDE

Optical fibers, because of their small size and brittleness, require special handling techniques which are quite different from those used with copper wire. The following discussion offers some helpful procedures, tools and suggestions for fiber optics users.

STRIPPING

The outer jacket of fiber cables such as our **FC-MSD** and **FC-MLD Series Cables** can be removed using common stripping tools designed for electrical cables. The Kevlar strength member is trimmed by a razor blade or a pair of scissors. Great care, however is required in removing the inner coating to avoid damaging the glass fiber. While pristine glass has a very high strength, surface flaws and scratches are the cause of most fiber failures. Ideally, the fiber coating should only be removed chemically to preserve strength. A recommended procedure for acrylic jackets is to soak the jacket in methylene chloride until soft, then gently wipe it off with a lint-free cloth. An alternative procedure, usually preferred because of its convenience, involves the use of mechanical stripping tools. Several stripping tools are now commercially available and work with varying degrees of success. Most versions of these hand tools use a sharp blade which can scratch the fiber and only allow a small length (approx. 0.25") of coating to be removed at a time. Newport's **Model F-STP Jacket Stripper** avoids these shortcomings. It was developed specifically for strippable coatings as found on Corning's **Corguide®** optical fibers and used with our **F-MSD** and **F-MLD Series** fibers.

TERMINATION

A clean and flat fiber end surface is required for any fiber optic application. End surface quality is one of the most important factors affecting fiber connector and splice losses. A clean mirror finish on a fiber end can be obtained either by polishing or cleaving. Polishing is employed in most connector terminations when the fiber is secured in a ferrule by epoxy. Three to four steps are involved, going from one polishing grit size to the next with cleaning between successive polishing steps. The whole procedure takes roughly 30 minutes and a flat fiber end, flush with the ferrule, is guaranteed. Our **Model F-TK1 Termination Kit** contains detailed instructions and all the materials necessary for polishing fibers.

A bare fiber is most easily terminated by cleaving which can be done in less than one minute. The cleaving procedure, as performed with Newport's **F-BK1 Fiber Breaker**, consists of the following steps: the fiber, under tension, is scribed gently by a blade normal to the fiber axis, then pulled apart to produce a clean break. The procedure produces repeatable, smooth, mirror-like end faces. Both cleaved and polished fiber ends can be checked for surface quality and perpendicularity with Newport's **Model F-IM1 Fiber Micro-Interferometer**.

CLADDING MODE REMOVAL

As light is launched into the input end of a fiber, some optical power will invariably be trapped in the cladding region and will propagate for a certain distance before being entirely attenuated. These cladding modes usually interfere with accurate fiber parameter measurements. Removal of the light in the cladding region is done by stripping the protective jacket and then immersing the exposed glass fiber in an index matching material such as glycerine. (Since glycerine absorbs moisture when left sitting in the laboratory, it should be replaced periodically.) The effects of cladding modes can be observed by viewing the output intensity distribution of a single mode fiber. It will be smooth only when the cladding modes are stripped.

MODE SCRAMBLING

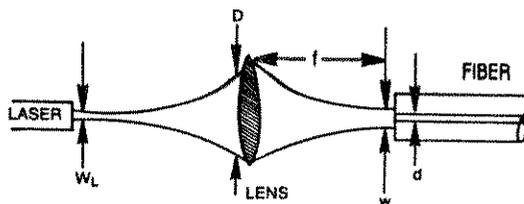
In many multi-mode fiber optic experiments and measurements, the results depend on the distribution of optical power among the guided modes. Power distribution is determined by the launching optics at the input end and subsequent environmental perturbations to the fiber. Mode scrambling is used to distribute the optical power in a fiber evenly among all the guided modes. This is needed, for example, when measuring the average attenuation of the guided modes. One technique of making a mode scrambler is to splice a 1 meter long step index fiber with a 1 meter long graded index fiber which is again spliced to another meter of a step index fiber. This will provide an output radiation pattern which overfills the fiber core and numerical aperture, independent of the input launch optics. Another technique is to subject the fiber to microbending such as by putting a stripped section of the fiber in a box filled with lead shot. Microbending causes mode coupling but also introduces loss as guided modes are coupled to radiation modes. Uniform excitation of all modes can be achieved at the input end by illuminating the fiber core with spatially and angularly uniform radiation.

MODE FILTERING

Higher order guided modes in a multi-mode fiber have larger attenuation and also can be shed when the fiber goes through bends. This means that the power distribution among the fiber modes far down the fiber can be very different from the distribution at a point close to the input end. To simulate the equilibrium mode distribution achieved in a long fiber, a common procedure known as mode filtering is employed. This consists of wrapping the fiber around a half inch diameter mandrel five times to remove the higher order modes. Mode filtering is sometimes employed when measuring losses in connectors and splices for long length fibers.

COUPLING LIGHT INTO FIBERS

Coupling light into a multi-mode fiber is relatively straightforward. The general guidelines are the spot focused onto the fiber surface should be comparable to the core size and the cone angle of the incident radiation should not exceed the numerical aperture of the fiber (23° for 0.2 NA and 35° for 0.3 NA). To maximize coupling efficiency into a single mode fiber, it is necessary to match the incident electromagnetic field distribution to that of the single fiber mode. As an example, the mode profile of the HE_{11} mode of a step index single mode fiber can be approximated by a Gaussian distribution with a $1/e$ width given by $d(0.65 + 1.619/V^{1.5} + 2.879/V^6)$ where d and V are the core diameter and fiber V number, respectively. For $V=2.4$, the Gaussian width is approximately 10% larger than the core diameter. Thus the incident light should be focused to a spot size w which is 1.1 times the core diameter at the fiber surface. For a Gaussian laser beam, the required beam diameter D incident at a lens of focal length f is given by $D = 4\lambda f / (\pi w)$. Knowing the laser beam output diameter w_L and divergence θ_L , we can determine the distance that the focusing lens has to be located away from the laser such that the Gaussian beam from the laser will expand to a beam diameter D .



complication in that the output beam will be asymmetrical and sometimes astigmatic. Therefore additional optics are needed to shape the beam prior to focusing.

Efficient coupling of radiation into single mode fibers requires a stable fiberholding assembly and precision submicron adjustment capability. Newport's **Model F-915 Precision Fiber Coupler** provides these capabilities in an easy-to-use integrated assembly which incorporates a stable fiber and lens holder with high resolution multiple axis adjustments.

OTHER FIBER CHARACTERISTICS

There are many other properties of fibers which will manifest themselves in different operating conditions and applications. Instead of going into details, we shall list a few so that the user will be aware of them.

— Fibers exhibit increased attenuation when pressed by hard

bending loss.

— Fibers generally do not preserve polarization. There are special polarization maintaining single mode fibers available.

— Environmental factors such as temperature, pressure, bends and stress will affect fiber output characteristics such as the mode patterns (multi-mode), phase (single mode) and polarization.

— A power level of 1 watt is sufficient to cause nonlinear effects in long single mode fibers. Such nonlinear effects will generate new frequencies, cause spectral broadening and pulse distortion.

— Reflection from fiber surfaces or backscattering in the fiber can introduce unacceptable feedback noise to laser diodes. A suitable optical isolator such as a Faraday rotator is needed to reduce the reflection.

FIBER OPTIC PRODUCTS

OPTICAL FIBERS AND CABLE NEW

SINGLE MODE FIBERS — for high data rate telecommunications and fiber optic sensor development.

POLARIZATION PRESERVING SINGLE MODE FIBERS — advanced high birefringence single mode fibers that eliminate fluctuations in the polarization state of the transmitted light. These fibers are used for interferometric sensors.

MULTIMODE FIBERS — graded index fibers optimized for low attenuation and large bandwidth at diode laser wavelengths.

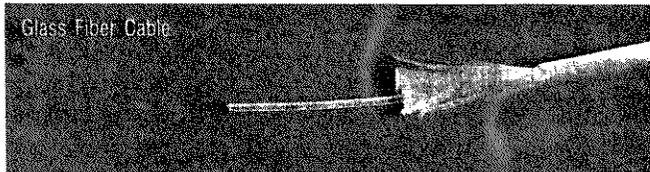
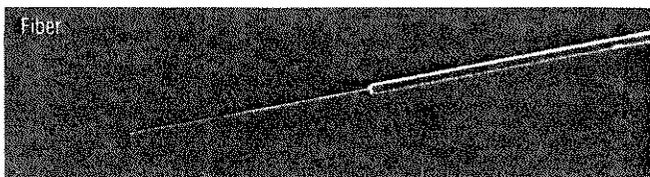
GLASS FIBER CABLES — combine flexibility, strength and protection for the fiber. Two sizes are available for telecommunications and short distance applications.

PLASTIC CLAD SILICA FIBER CABLES — for short distance use over a wide spectral range.

Newport offers a selection of high performance optical fibers and single-fiber cables which are suitable for a wide range of optical,

instrumentation and communications applications. In response to the needs of laboratory and small volume users, these fibers and cables are available in short lengths with no cutting charge.

Single fiber cables can be ordered with popular SMA style connectors on both ends. Or, if you choose, we offer connectors, termination kits and accessories so that you can cut fibers and install connectors yourself.



SINGLE MODE FIBER NEW

The **F-SV, F-SF, and F-SS Series Single Mode Fibers** are optimized for operation at wavelengths of 633 nm, 850 nm, and 1300 nm respectively. These all-glass fibers have a 125 μm cladding diameter and a small core diameter which supports only one propagating mode at the operating wavelength. However, great care must be exercised to couple power into the fiber efficiently due to the small core diameter. The incident beam must be carefully mode matched to the fiber in a mechanically stable configuration as is provided with our **Model F-915 Precision Fiber Coupler**.

Single mode fibers have extremely large bandwidths and low attenuation. These characteristics are currently being exploited to develop high data rate communication systems and fiber optic sensors. In particular, the **F-SS Series Fiber**, with 0.5 dB/km attenuation, has a pulse dispersion of less than 10 psec/km/nm at a wavelength of 1.3 micron (see discussion of pulse dispersion in Fiber Basics Section pg. 149). This fiber has a strippable jacket which can conveniently be removed with the **Model F-STP Fiber Stripper**.

FIBER SERIES	ATTENUATION (dB/km)			DIMENSIONS (μm)			NUMERICAL APERTURE
	0.633 μm	0.85 μm	1.3 μm	CORE	CLADDING	JACKET	
F-SV	10	—	—	4	125	300	0.11
F-SF	—	4	—	5		250	
F-SS	—	—	0.5	8			

Length (meters)
10
20
50
100
200
500
1000

Ordering Information

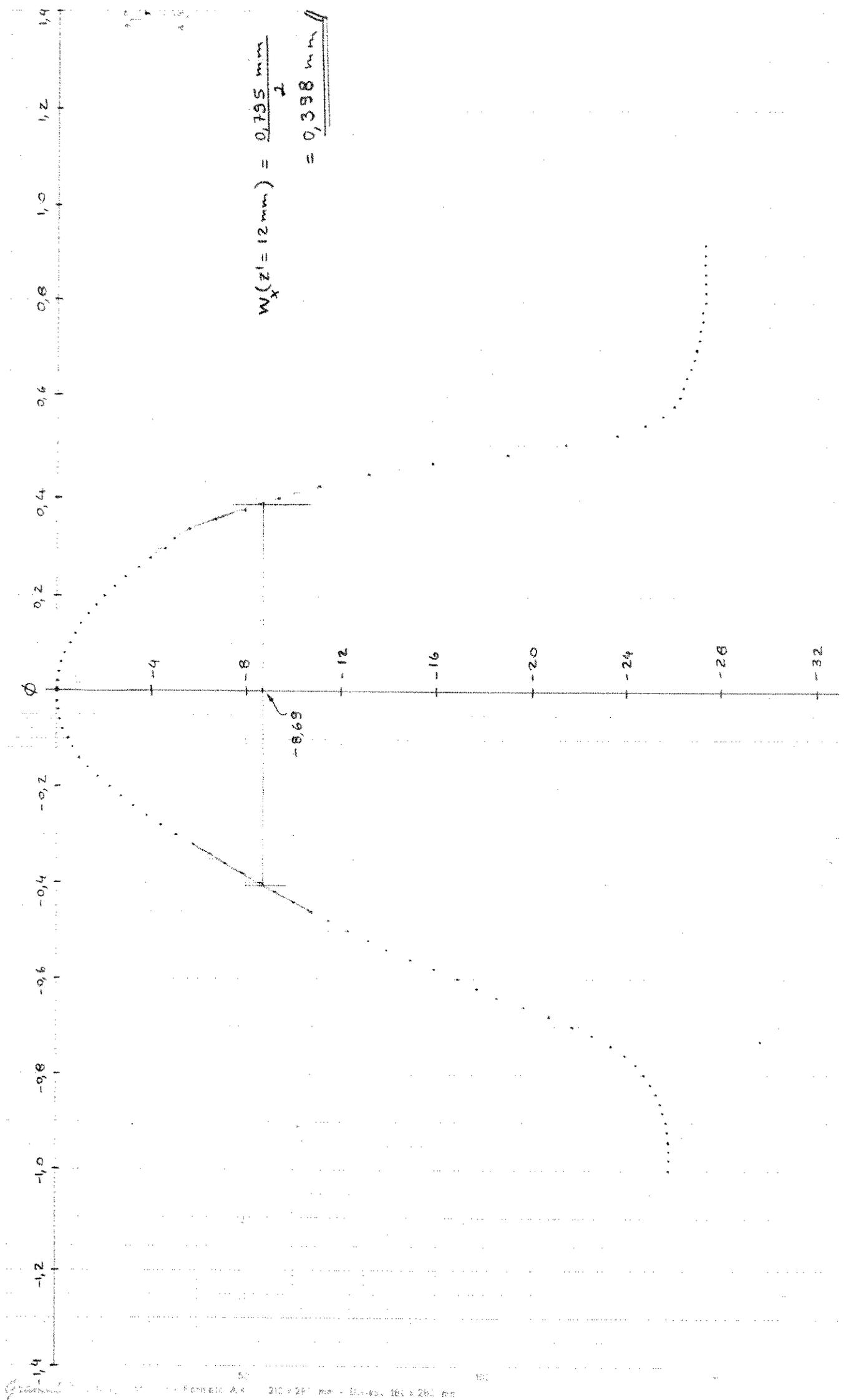
Designate the length of fiber by adding it as a suffix to the part number. Thus, to order 200 meters of **SV Series Fiber** specify **F-SV-200**.

ANEXO 5

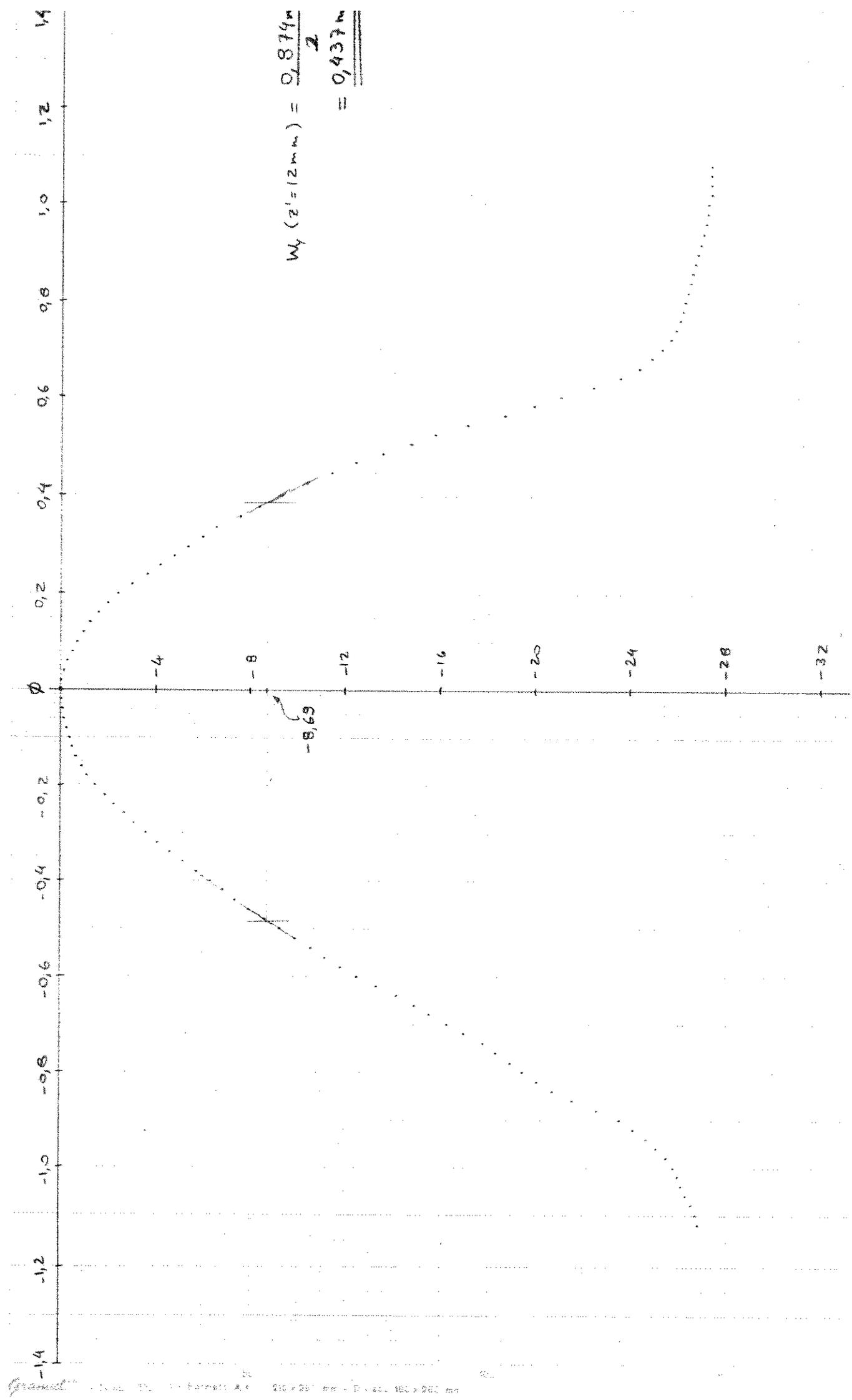
DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO DO FEIXE LUMINOSO, NOS EIXOS x E y,
ÀS DISTÂNCIAS $z'_1 = 1.2$ cm E $z'_2 = 36.5$ cm DA
JANELA DO TUBO DO LASER

Projeto de laser de fibra óptica em uso

Eixo X



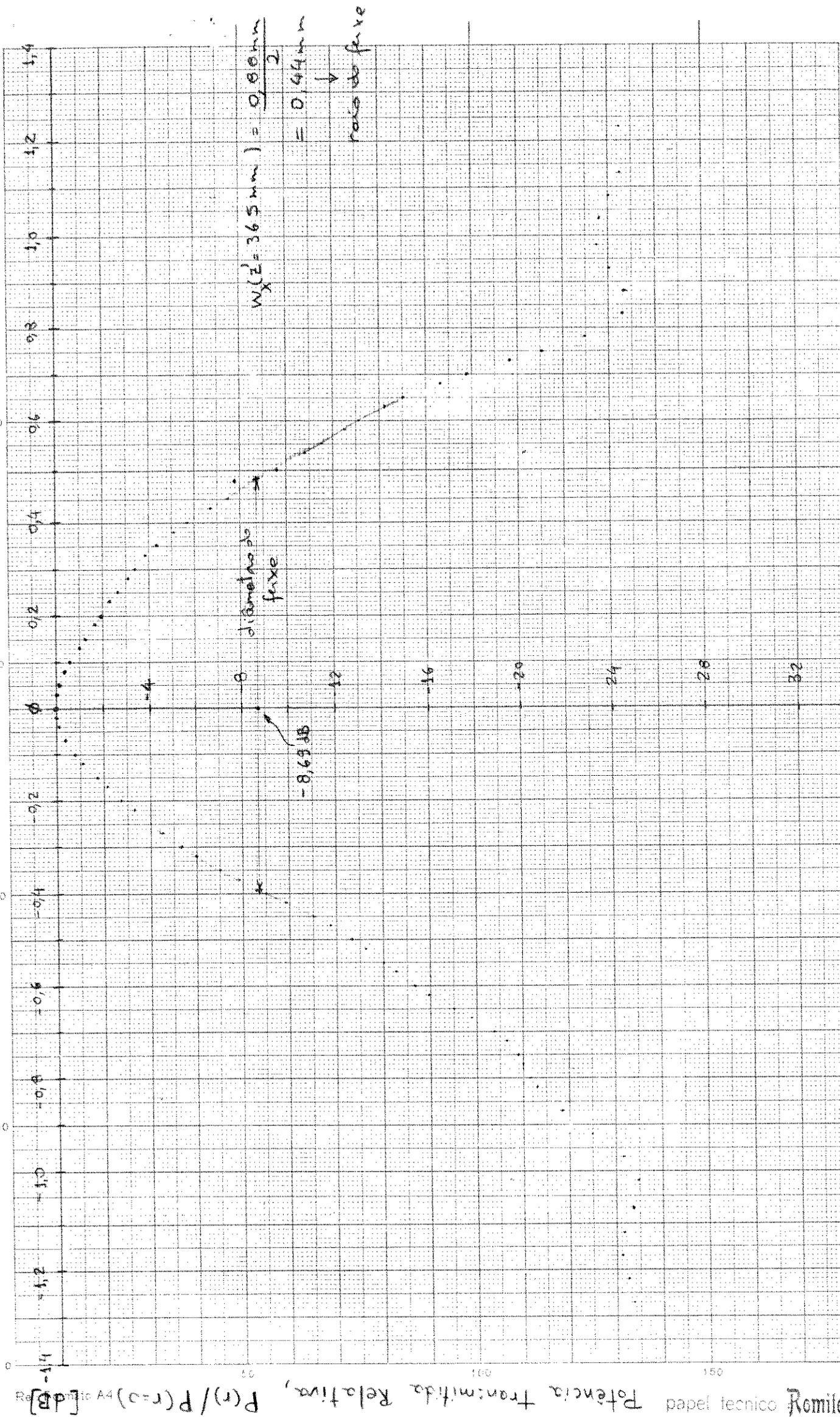
o laser de HeNe de Optoeletrônica São Carlos (laser em uso)
EIXO Y



variação da distância do tubo: $Z' \approx 365 \text{ mm}$.

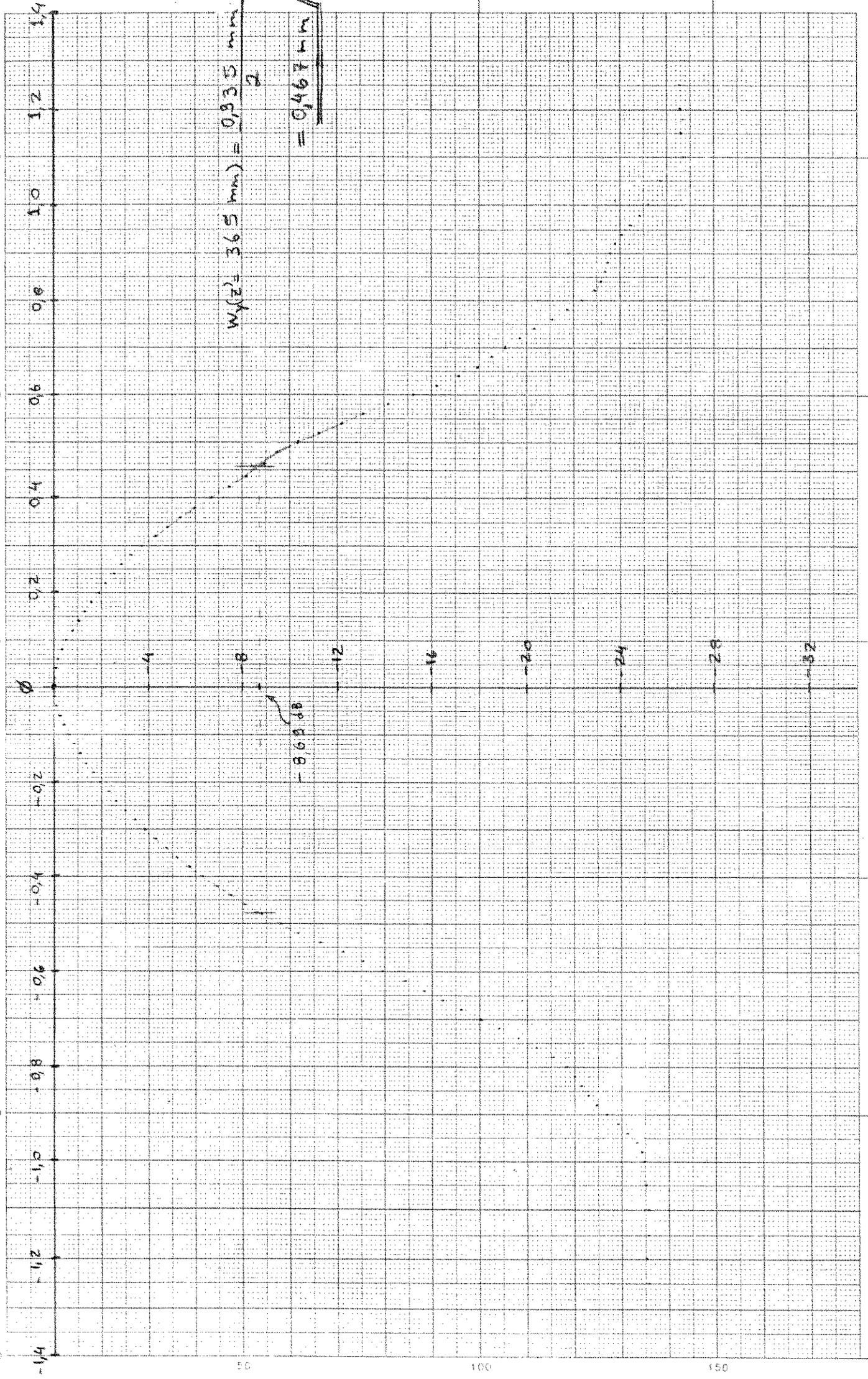
Clx X

"Diagrama de Radiação em Campo Distante"



base para o plano horizontal

EIXO Y



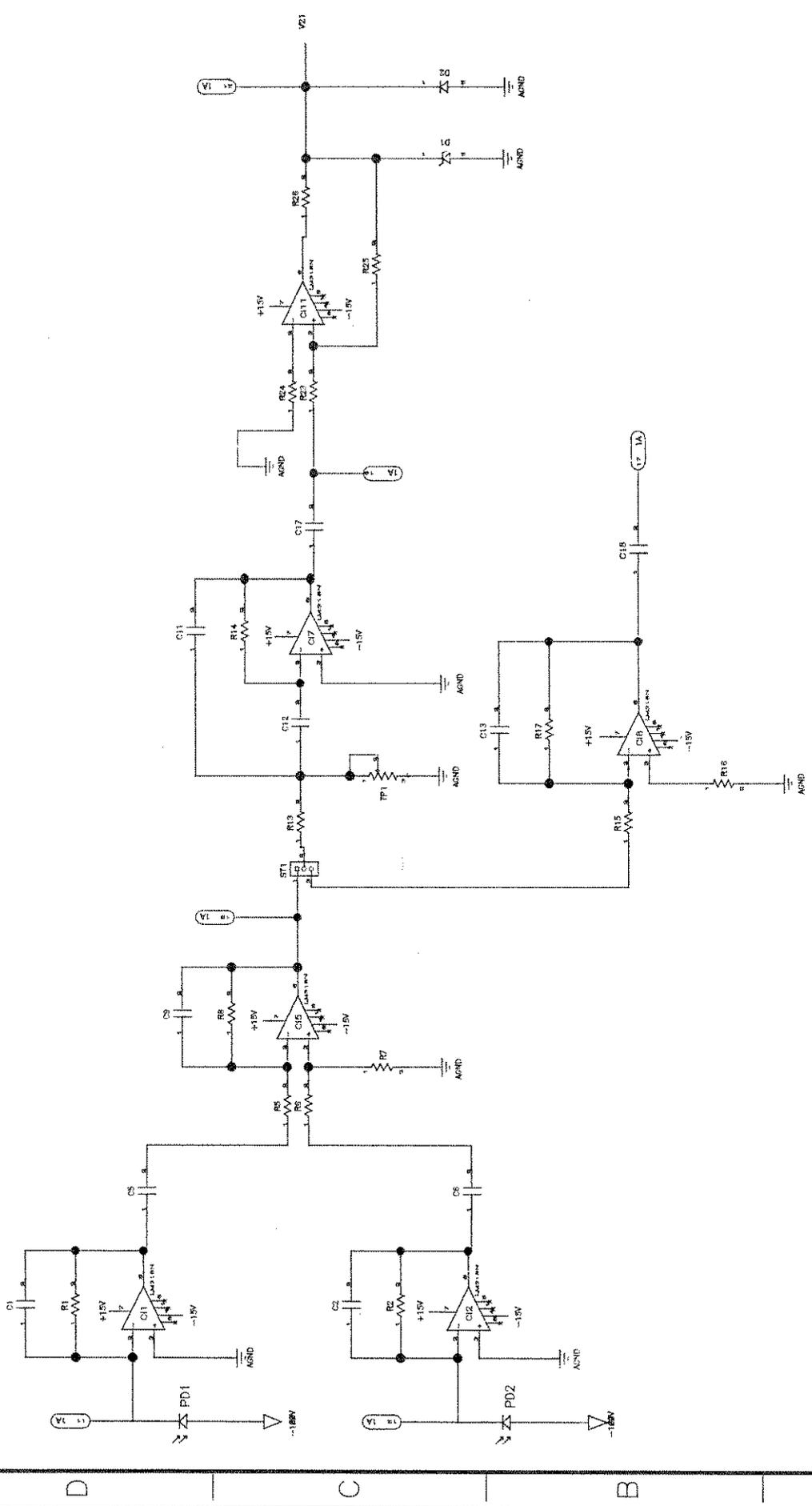
$$w_y(z = 365 \text{ mm}) = \frac{0,935 \text{ mm}}{2} = \underline{\underline{0,467 \text{ mm}}}$$

ANEXO 6

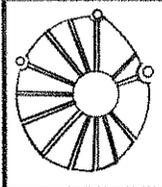
ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS DE RECEPÇÃO/AMPLIFICAÇÃO
E DE REALIMENTAÇÃO DE CONTROLE, DESENVOLVIDOS
UTILIZANDO O SOFTWARE P-CAD

1 2 3 4

REFISAO	DESISINAO	DATA	APROVACAO
ZONE	REV.		



FEE - UNICAMP



PROJETO NO.	PROJETO1	REALIMENTACAO ELETRONICA DA HIBRIDA
APROVACAO	DATA	
TESEFERRIUS	AND/1998	
SERRAO BARCELLOS	AND/1998	
LOPFEREIRO	AND/1998	
SERRAO BARCELLOS	AND/1998	
LEITELOP		
TAB.	DES. NO.	
A2		
ESCALA		FOLHA 1 / 3

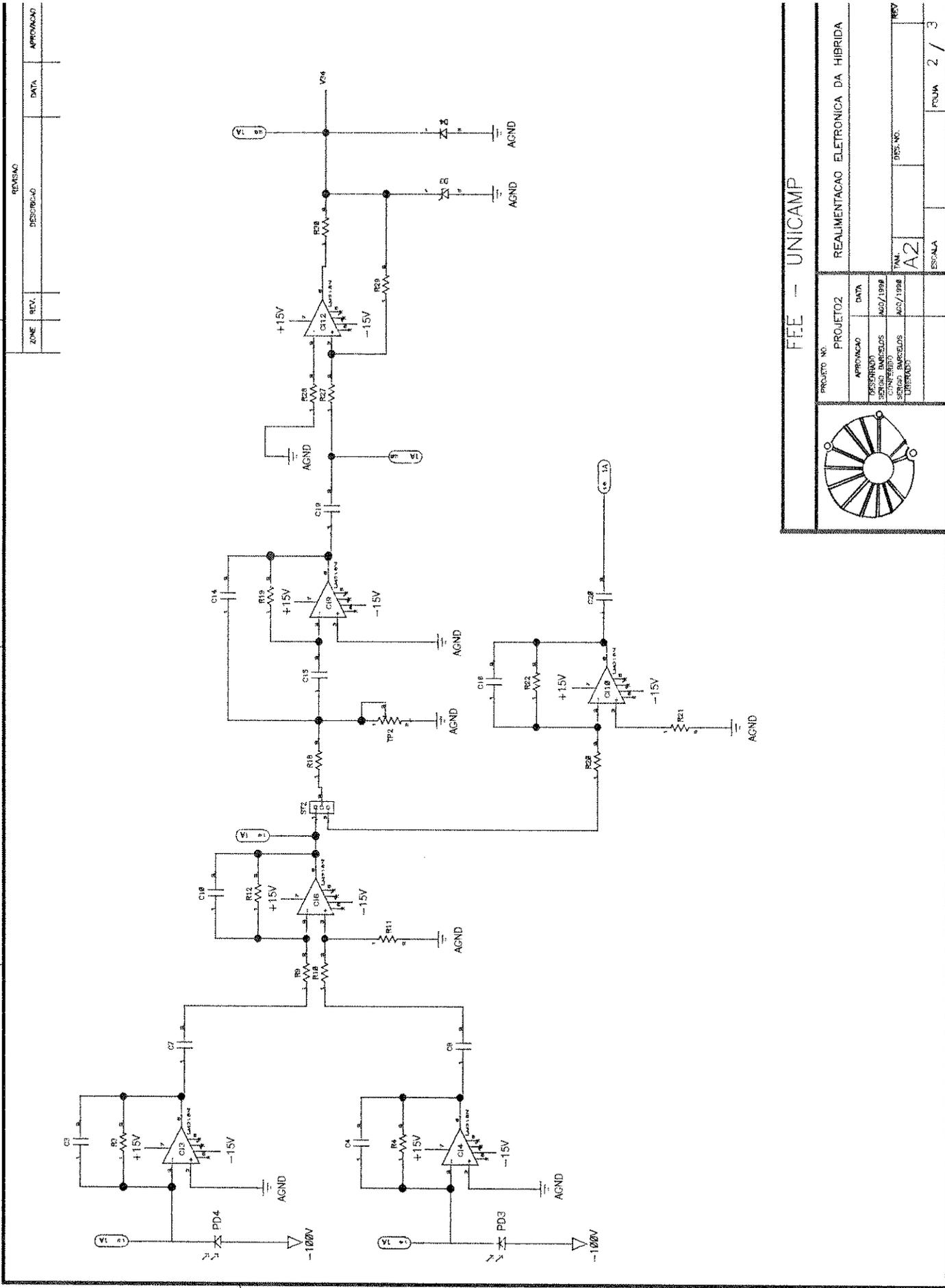
1

2

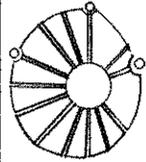
3

4

REVISÃO	
ZONE	REV.
DESCRIBÇÃO	DATA
APPROVADO	



F.I.E. - UNICAMP



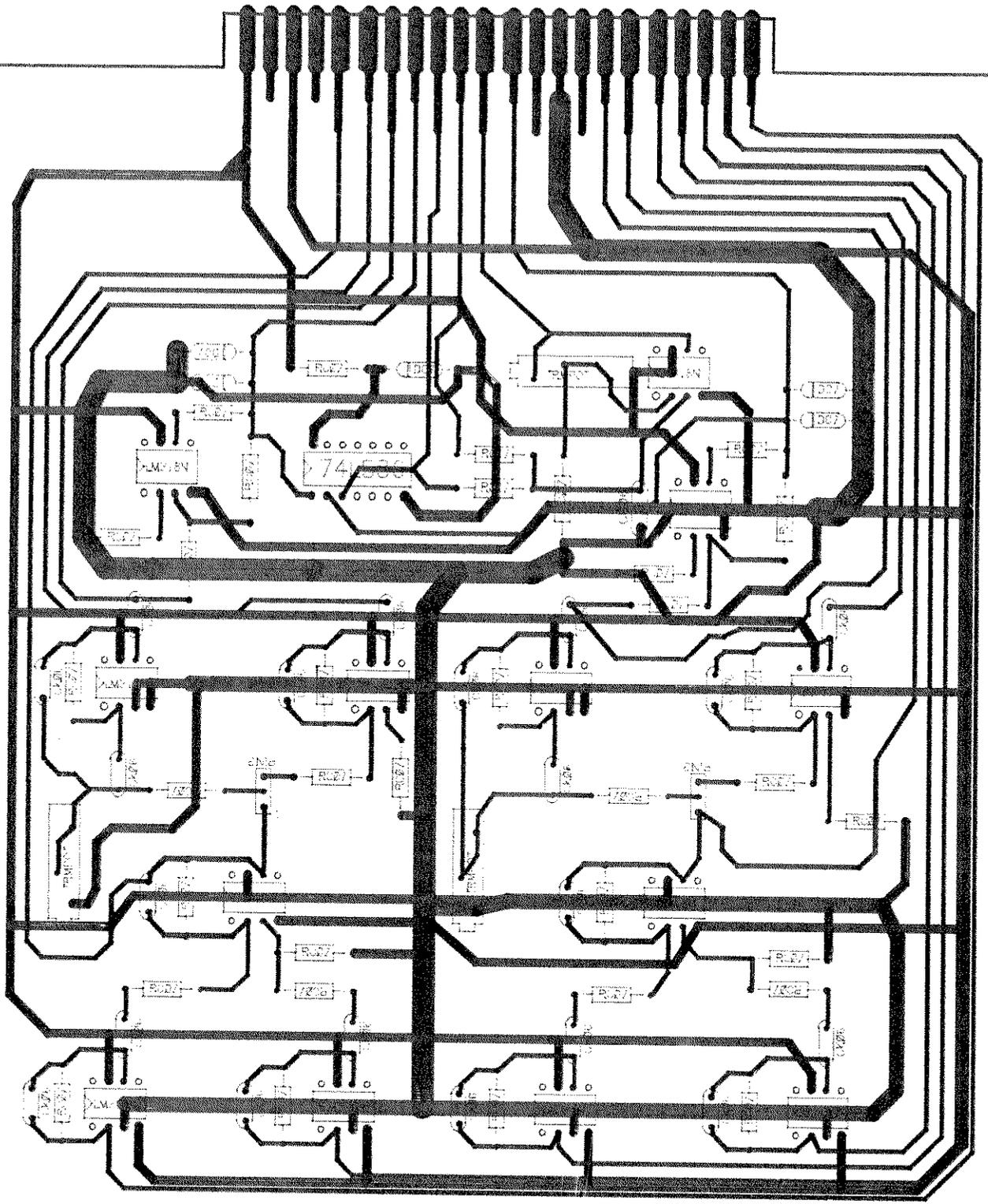
PROJETO NO. PROJETO2	
APPROVADO	DATA
DESIGNADO	02/1998
CONFIRMADO	02/1998
SERVO BARCELLOS	02/1998
URUBANDI	
TAM.	515x515
ESCALA	A2
FOLHA	2 / 3

REALIMENTAÇÃO ELETRÔNICA DA HÍBRIDA

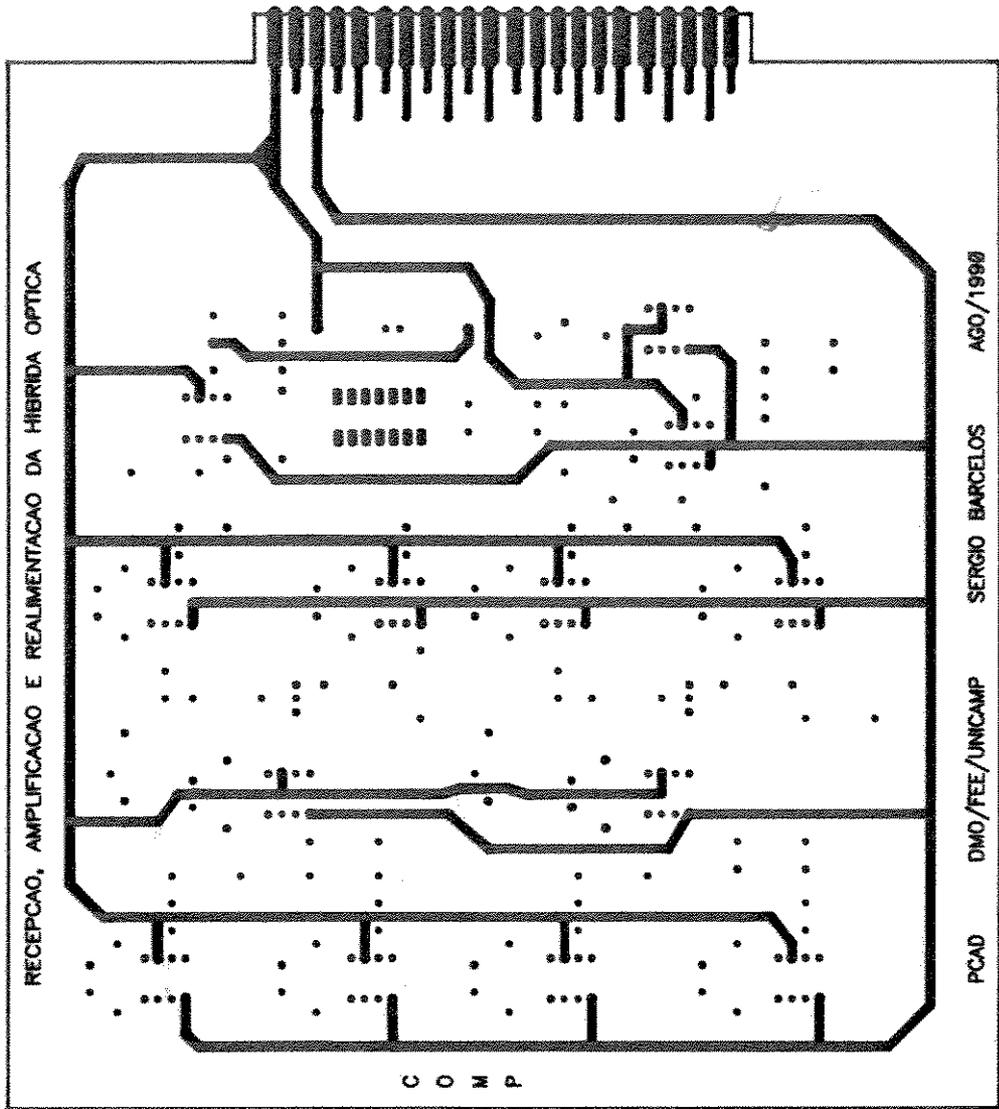
ANEXO 7

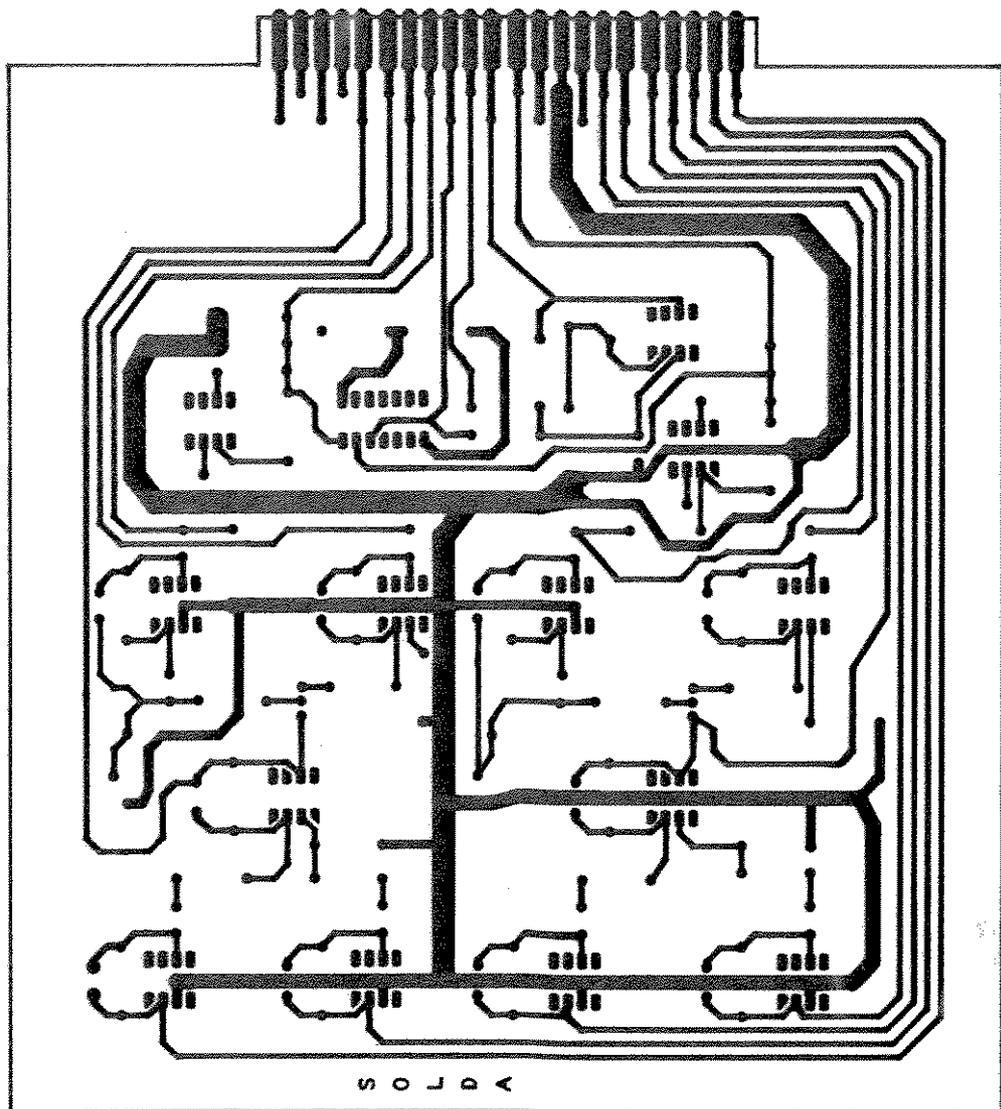
**LAY-OUT's PARA CONFECÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO
DESENVOLVIDOS COM O AUXÍLIO DO P-CAD: A) ROTEAMENTO
AUTOMÁTICO; B) ROTEAMENTO NÃO-AUTOMÁTICO**

RECEPCAO, AMPLIFICACAO E REALIMENTACAO DA HIBRIDA OPTICA



S O L D A





LAY OUT / ROTEAMENTO NÃO AUTOMÁTICO

