

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE TELEMÁTICA**

Este exemplar corresponde à defesa final da tese defendida por <u>GABRIEL SCHLATTER</u> Julgada em <u>21.01.94</u> pela Comissão Orientador
--

TESE DE MESTRADO

**"PROPOSTA DE UM SISTEMA DE MULTIPLEXAÇÃO
POR SUBPORTADORA UTILIZANDO A TECNOLOGIA
DE FIBRAS ÓTICAS"**

GABRIEL VIANNA SCHLATTER ^{1/36}

ORIENTADOR: PROF. DR. EDSON MOSCHIM ^t

CAMPINAS, JANEIRO DE 1994



Agradecimentos

Ao Professor Edson Moschim, pela oportunidade, orientação e compreensão;

À minha esposa, S rgia Adriane, pelo amor acima de tudo;

Aos meus pais, Renato e Susette, pelo suporte, em todos os sentidos;

Aos meus familiares e amigos mais próximos, pelo incentivo e reconhecimento;

Ao amigo Mário Zamorano e sua família, pela amizade e companheirismo;

Ao Professor Jorge Lisbôa, pelo exemplo e pela prontidão em ajudar e ao Grupo de Laser do Instituto de Física da UFRGS pela colaboração;

Aos Professores Régis Romero e  lvaro Salles, pelas discussões e conselhos;

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da UFRGS, aos meus colegas da Unicamp e aos meus bolsistas, por todo o apoio ao longo destes anos;

À Capes e ao CNPq pelo apoio financeiro.

Dedido esta obra
à minha avó,
Nilda Silveira Vianna.

RESUMO

Neste trabalho apresentamos a proposta e a implementação de um sistema industrial de comunicações por fibras óticas. Descrevemos também as aplicações típicas para o mesmo, justificando sua necessidade e viabilidade. No projeto do sistema descrevemos em detalhes a técnica de multiplexação utilizada definindo seus limites de capacidade e desempenho. Os circuitos eletrônicos desenvolvidos são apresentados em um capítulo de implementação do sistema. Além disso, o sistema desenvolvido foi completamente caracterizado através de medidas dos dispositivos óticos, do bloco ótico de transmissão e do sistema de multiplexação.

Proposta de um sistema de multiplexação por subportadora utilizando a tecnologia de fibras óticas

ÍNDICE

I. Introdução

I. Apresentação/proposta.....	2
I.1 Características dos sistemas industriais de produção.....	3
I.2 Proposta estrutural.....	4
I.3 Apresentação dos estudos.....	5

II. Proposta e descrição do sistema

II.1 Aplicação.....	8
II.1.1 Aplicação ponto à ponto.....	8
II.1.2 Aplicação multiponto.....	10
II.2 A técnica de multiplexação.....	12
II.2.1 Aplicações dos sistemas SCM.....	13
II.2.2 Descrição.....	14
II.2.3 Capacidade e desempenho dos sistemas SCM.....	16

III. Projeto do sistema

III.1 Detalhamento da aplicação.....	23
--------------------------------------	----

III.2 Descrição em blocos do sistema proposto.....	24
III.2.1 Sistema de transmissão.....	25
III.2.2 Sistema de recepção.....	26
III.2.3 Nó ativo.....	27
III.3 Especificações dos sinais à transmitir.....	28
III.4 Distribuição espectral.....	29
III.5 Definição da compatibilidade entre os blocos.....	31

IV. Implementação

IV.1 Implementação do link ótico.....	36
IV.1.1 Descrição dos componentes.....	36
IV.1.2 Cálculos do link ótico.....	37
IV.1.3 Cálculos para a polarização do transmissor.....	38
IV.1.4 Implementação do transmissor.....	40
IV.1.5 Implementação do receptor	44
IV.2 Implementação do sistema eletrónico: transmissor.....	45
IV.2.1 Moduladores.....	45
IV.2.2 Princípio de funcionamento do modulador MC 1374.....	47
IV.2.3 Filtro de saída do modulador.....	48
IV.2.4 Amplificador e filtro banda base.....	49
IV.2.5 Bloco de entrada para adaptação de sinais de faixa estreita.....	50
IV.2.6 Somador e amplificador de faixa larga.....	52
IV.3 Implementação do sistema eletrónico: receptor.....	53
IV.3.1 Bloco de saída para recuperação de sinais de faixa estreita.....	54
IV.4 Complementos.....	55

V. Caracterização do protótipo

V.1 Caracterização dos fotoelementos.....	57
V.1.1 Medidas da corrente direta em função da tensão direta do led.....	57

V.1.2 Medidas de potência ótica emitida em função da corrente direta do led.....	58
V.1.3 Medidas da tensão de saída no receptor em função da potência ótica recebida.....	60
V.1.4 Cálculo da responsividade do receptor.....	61
V.2 Medidas do sistema ótico.....	61
V.2.1 Medidas do ganho DC do enlace ótico.....	61
V.2.2 Cálculo do ganho de transcondutância do sistema ótico.....	62
V.2.3 Resposta em frequência do sistema.....	63
V.2.3.1 Ganho.....	63
V.2.3.2 Fase.....	65
V.2.4 Medidas de ruído.....	65
V.2.5 Medidas de distorções não lineares.....	68
V.2.6 Determinação do ponto ótimo de polarização do fotoemissor.....	71
V.3 Medidas do sistema eletrônico.....	73
V.3.1 Amplificador e filtro banda base.....	73
V.3.2 Caracterização do amplificador de faixa larga.....	74
V.3.3 Caracterização do circuito modulador.....	76
V.3.4 Caracterização do circuito demodulador.....	82
VI. Conclusão.....	86
 Apêndices	
Apêndice 1: Características dos fotoelementos.....	92
Apêndice 2: Características do circuito integrado MC 1374.....	97
Apêndice 3: Circuito modulador.....	100
Apêndice 4: Simulações para os filtros passa faixa.....	104
Apêndice 5: Fotos do protótipo desenvolvido.....	111
Referências.....	115

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia de comunicações por fibras óticas tem evoluído rapidamente nos últimos anos^{1, 2}. O mercado de telecomunicações, com sua contínua necessidade de expansão, encontrou nos sistemas de comunicações óticas uma forma de atender às suas necessidades. Estes sistemas óticos exploram fundamentalmente a grande capacidade de transmissão que as fibras oferecem.

Existem, entretanto outras vantagens muito importantes que os sistemas óticos podem oferecer. Uma delas é a grande imunidade que estes apresentam em relação ao ruído eletromagnético. Em ambientes industriais, com grande número de motores elétricos, dispositivos de acionamento, fornos elétricos à arco voltáico ou processos de soldagem, o nível de ruído eletromagnético é tal que somente sistemas com fibras óticas são capazes de garantir a transmissão de informações com alta confiabilidade.

Um dos limitantes da aplicação de sistemas óticos em ambientes industriais era a relativa fragilidade dos cabos óticos convencionais somadas às dificuldades de acoplamento entre fibra e fotoelementos. Também a necessidade de pessoal técnico especializado para a implantação e manutenção das linhas

ópticas elevava os custos e, conseqüentemente, reduzia a competitividade desses sistemas em relação à outros, tais como os cabos coaxiais.

Nos últimos anos, porém, os sistemas ópticos para aplicação industrial começaram a explorar as fibras ópticas plásticas e as fibras com núcleo de sílica e casca plástica (PCS)³. Muitos fabricantes conseguiram desenvolver fibras plásticas com atenuação suficientemente pequena para viabilizar seu uso em pequenas distâncias^{4,5}. Outra característica dos sistemas com fibras plásticas é que, devido ao seu maior diâmetro, o acoplamento com os fotoelementos é mais simples e eficiente⁶. Isto oferece robustez ao sistema e também diminui as exigências de equipamentos e pessoal técnico especializado.

Concomitante ao desenvolvimento de sistemas ópticos para aplicações industriais utilizando fibras plásticas também houveram investimentos de companhias fabricantes de dispositivos optoeletrônicos no projeto de encapsulamentos e conectores especiais que facilitassem o uso dos sistemas tradicionais com fibras de sílica⁷. Como resultado surgiram componentes eletroópticos^{8,9,10} como leds, lasers, fototransistores e fotodiodos encapsulados em soquetes de acoplamento extremamente simples e de boa eficiência.

Estes desenvolvimentos acabaram por tornar muito competitivo o uso de sistemas ópticos em aplicações de curta distância e de baixa taxa, o que era economicamente inviável para os sistemas tradicionais. A simplicidade e o baixo custo que resultaram dos avanços descritos viabilizam a aplicação de sistemas de comunicação por fibras ópticas em ambientes industriais que apresentem sensores¹¹, atuadores e processamento distribuídos fisicamente ao longo das linhas de produção.

A proposta deste trabalho é projetar e desenvolver um sistema de multiplexação de sinais que utilize a fibra óptica como meio de transmissão e que possa ser aplicado em ambientes industriais com vários pontos de sensoriamento e atuação.

1.1 Características dos sistemas industriais de produção

Um sistema industrial genérico apresenta uma diversidade de sinais com características próprias. Existem sinais provenientes de sensores, de controladores do processo, de comunicação de equipamentos e das redes de comunicação de dados.

Os diversos sensores distribuídos ao longo de uma linha de montagem podem indicar grandezas digitais (como ligado ou desligado) e analógicas. Estas medidas podem ter espectros de frequência com faixa variada. Sensores de temperatura, pressão e fluxo, por exemplo, apresentam variações lentas tendo, portanto, faixa espectral estreita (< 1 KHz). Por outro lado, sensores como os de posição podem ter faixas de dezenas de quiloherzt. As características de faixa dos atuadores com saída analógica são, em geral, ligeiramente superiores às dos sensores do processo controlado estando, entretanto, na mesma ordem de grandeza.

Uma das características dos sistemas industriais atuais é a monitoração e o gerenciamento de todas as etapas produtivas através de redes de transmissão de dados. Estas redes têm taxas variáveis que dependem do padrão de comunicação que esteja sendo utilizado, indo desde alguns quilobits por segundo¹² (RS 232) até dezenas de megabits por segundo.

Outra facilidade muito freqüente nos sistemas industriais modernos é a monitoração visual do processo produtivo. Neste caso, trabalha-se com um ou mais canais de vídeo, geralmente preto e branco, tendo-se então sinais com faixas de quatro à seis megahertz, dependendo do tipo de sistema.

1.2 Proposta estrutural

Neste trabalho apresentamos um sistema de comunicações que multiplexa sinais com características diversas e os transmite através de uma fibra ótica.

A técnica de multiplexação utilizada é a frequencial com uso de subportadoras chamada, em inglês, de SCM ou Sub-Carrier Multiplexing¹³. Para isto, cada sinal (com exceção de um que será transmitido em banda base) modula uma subportadora que somar-se-á às outras, formando um sinal composto. Este sinal formado pela soma das subportadoras modula a potência ótica emitida pelo fotoemissor e que será detectada pelo fotodiodo na outra extremidade da fibra.

A vantagem desta técnica de multiplexação é a de que o sistema pode transmitir sinais com diferentes larguras de faixa não importando ainda se estes são analógicos ou digitais. Com isto, o único condicionamento necessário aos sinais de entrada é uma amplificação para adequação de amplitude. Assim, se dispensam condicionamentos mais elaborados como digitalização e codificação

de sinais analógicos ou sincronização de sinais digitais¹⁴, tornando o sistema transparente e conservando a forma original dos sinais transmitidos.

A aplicação imediata para a qual foi desenvolvido o sistema é em ambientes industriais com processo produtivo não restrito a pequenas áreas físicas ou ambientes com células produtivas integradas e que possuam um elevado índice de ruído eletromagnético. Exemplos destes ambientes são as siderúrgicas, com processos extensos de laminação interagindo com fornos de fundição, indústrias de cerâmicas e fábricas com linhas de produção automatizadas.

Outras aplicações possíveis para este sistema encontram-se na distribuição de canais de televisão¹⁵. Sistemas residenciais (condomínios) que compartilham sinais recebidos por uma única antena parabólica poderiam utilizar um sistema ótico para distribuição simultânea de vários canais de televisão. O mesmo sistema de distribuição poderia ser compartilhado com outras aplicações como videofone ou câmeras para segurança do local.

A configuração proposta é suficientemente versátil para se adequar a qualquer aplicação desejada. Basta que se defina como distribuir os sinais a serem transmitidos dentro da faixa de passagem do sistema ótico. Esta é uma de suas maiores vantagens.

1.3 Apresentação dos estudos

Seguindo-se à esta introdução temos quatro capítulos descrevendo as etapas de desenvolvimento deste trabalho e, ao final, um resumo com as conclusões referentes aos resultados obtidos.

No capítulo II, "Proposta e descrição do sistema", apresentamos de forma mais detalhada a aplicação para a qual nos propomos desenvolver o protótipo do sistema, justificando sua necessidade e viabilidade. Também neste capítulo apresentamos e avaliamos a técnica utilizada na realização do protótipo.

O capítulo III, "Projeto do sistema", avalia mais detalhadamente os elementos componentes da técnica de multiplexação utilizada descrevendo suas funções e definindo limites de atuação e desempenho. São definidos também parâmetros e características de cada bloco funcional de modo a permitir um desenvolvimento individual ao mesmo tempo que se mantém a continuidade e harmonia com o sistema completo.

A realização do protótipo propriamente dito está descrita no capítulo IV, "Implementação". Neste se descreve os circuitos obtidos resultantes da análise, desenvolvimento e experimentação de várias alternativas até se atingir os requisitos fixados pelo projeto. Apresenta-se a implementação do bloco ótico, do bloco transmissor e do bloco receptor descrevendo-se detalhes de seus circuitos componentes e complementares.

A avaliação do desempenho do protótipo desenvolvido está descrita no capítulo V, "Caracterização do protótipo". Neste é feita a caracterização dos elementos óticos, do bloco ótico e do protótipo completo. Ambos são avaliados em termos de suas respostas lineares e não lineares, bem como da presença de ruído.

O capítulo VI, "Conclusão", encerra o trabalho interpretando de forma global os resultados obtidos e fazendo uma nova avaliação das perspectivas de uso do sistema desenvolvido bem como de seus limitantes e extensões.

Os anexos complementam o trabalho oferecendo informações mais detalhadas e minuciosas de características dos elementos utilizados, circuitos desenvolvidos e simulações realizadas durante o desenvolvimento do protótipo.

CAPÍTULO II

PROPOSTA E DESCRIÇÃO DO SISTEMA

II. PROPOSTA E DESCRIÇÃO DO SISTEMA

II.1 Aplicação

O sistema de multiplexação proposto visa aplicações em que seja necessária a transmissão ponto à ponto ou multiponto de sinais com características diversas.

II.1.1 Aplicação ponto à ponto

Para o caso de uma aplicação ponto à ponto, a configuração do sistema seria aquela descrita na figura II.1.1 .

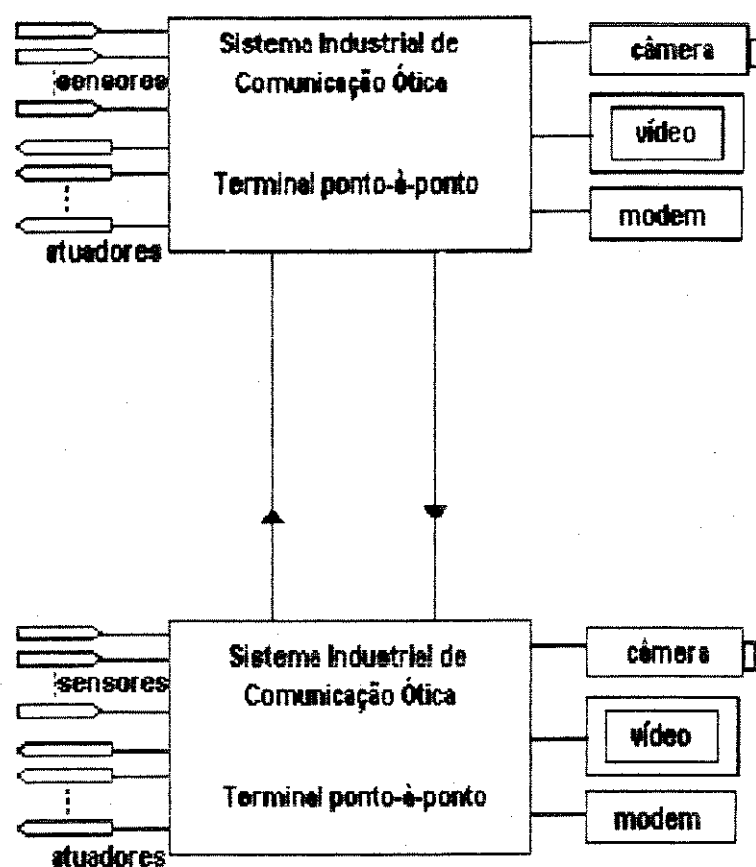


Fig. II.1.1 Diagrama de aplicação ponto a ponto

Esta configuração oferece a possibilidade de transmissão bidirecional de informações (full-duplex) sendo necessário entretanto o uso de um cabo com duas fibras óticas. Embora os sistemas de comunicação por fibras óticas ofereçam uma grande capacidade de transmissão, a transmissão bidirecional de informações utilizando-se uma única fibra não é de fácil implementação. Isto ocorre devido às exigências de precisão dos dispositivos mecânicos que fazem o acoplamento do emissor e do receptor à uma única fibra. O uso de duas fibras óticas não eleva consideravelmente o custo do sistema de transmissão¹⁶. Na verdade, para curtas distâncias (menores que dezenas de quilômetros), o custo do sistema é até menor, uma vez que o custo dos acopladores 1X2 é maior que o acréscimo de custo de um cabo simples para um cabo com duas fibras.

O sistema de multiplexação e transmissão quando utilizado na configuração ponto à ponto oferece a possibilidade de se transmitir simultaneamente sinais de diversos sensores e dados provenientes de equipamentos, modems ou redes de comunicação. Além disso, é possível também a transmissão de até dois canais de televisão. A distribuição dos sinais que se deseja transmitir é flexível em função da aplicação desejada. Sua única restrição é a de que os espectros dos sinais banda base, após a modulação em amplitude, possam ser distribuídos dentro da faixa de passagem do sistema ótico.

Um caso de uso do sistema de comunicação ótica numa aplicação ponto à ponto seria aquele onde em uma das extremidades do sistema de transmissão estivesse um processo produtivo e em outra um centro de monitoração e controle. O tráfego bidirecional de sinais seria então distribuído pelas duas fibras da forma que segue. Por uma das fibras seriam enviados os sinais provenientes do processo de produção, contendo leituras de sensores, sinais de uma câmera de televisão e/ou dados provenientes de um controlador local do processo. Pela segunda fibra seriam enviados então os sinais provenientes do centro de controle, constando de dados para programação do controlador remoto, ou um terminal de computação, e de sinais analógicos para controle dos atuadores do processo. Embora a quantidade de informações provenientes do centro de controle seja menor, por não haver transmissão de TV para o processo de produção, não há restrições ao uso da capacidade de transmissão excedente para outras aplicações, mesmo que estas não estejam relacionadas com o processo de produção monitorado. A grande vantagem do sistema proposto é a sua virtual transparência que lhe permite multiplexar sinais de características heterogêneas e não necessariamente integrantes de um só sistema de monitoração ou transmissão.

II.1.2 Aplicação multiponto

Uma configuração típica para aplicações multiponto do sistema de comunicação ótica desenvolvido está descrita na figura II.1.2. .

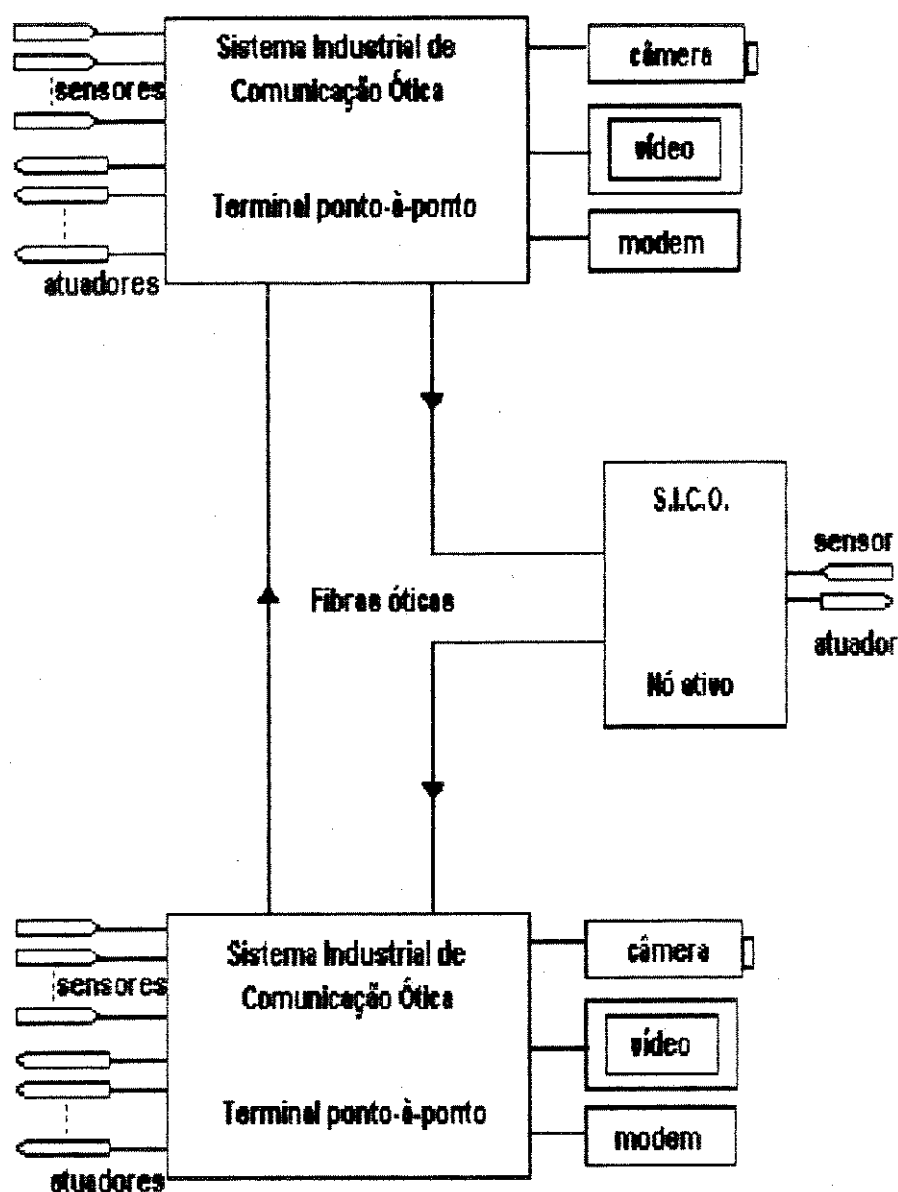


Fig. II.1.2 Configuração multiponto com nó ativo

Nesta configuração, além dos terminais normais da configuração ponto à ponto, temos a possibilidade de inserir nós ativos em diversos pontos ao longo do enlace principal. Estes nós ativos permitirão a inserção ou extração de informações em outros pontos físicos que não estejam próximos o suficiente de um dos extremos. Em um processo produtivo extenso poderão haver vários nós ativos inseridos ao longo da linha ótica.

Uma vez que o cabo ótico contém as duas fibras do sistema de transmissão, os nós ativos poderão inserir ou retirar informações indepen-

dentemente do sentido do tráfego. Na figura II.1.2 está descrito o caso de um nó ativo simples, uma vez que este age em apenas um sentido do sistema de transmissão. Podemos chamar então de nó ativo duplo àquele que atua em ambos os sentidos de transmissão.

A configuração multiponto é adequada às aplicações em processos produtivos extensos como os casos citados de siderúrgicas ou indústrias cerâmicas. Tais aplicações apresentam geralmente um centro de controle que monitora e gerencia uma linha de produção à partir do recebimento de sinais de sensores e do envio de sinais de controle aos atuadores do processo.

Uma vantagem da configuração multiponto do sistema apresentado é que, uma vez que tenha sido extraída uma informação em um nó ativo, a faixa de frequências que o sinal extraído ocupava fica liberada para transmissão de outra informação. No caso da figura II.1.2, o sinal proveniente do terminal superior que foi entregue ao atuador do nó ativo libera um "canal" ou banda, o que permite a transmissão para o terminal inferior do sinal de um sensor que foi ligado ao nó ativo.

Na prática, quando todos os nós ativos são duplos, não existe distinção entre nós e terminais. Todos serão iguais uma vez que retirem os sinais que lhes são destinados e inserem novas informações para outros destinatários.

A topologia física da rede é dependente apenas da distribuição espacial dos sensores e atuadores ao longo da linha de produção. A topologia lógica, por sua vez, é pré-estabelecida no equipamento eletrônico e é fixa, já que o sistema proposto não permite chaveamento. Uma possível especialização do sistema seria permitir a comutação dos canais disponíveis com o gerenciamento da rede feito por um sistema de processamento externo. Tal facilidade, entretanto, implicaria em alteração substancial do sistema eletrônico desenvolvido e não se aplicaria para o caso de ambientes industriais uma vez que estes apresentam, geralmente, configuração constante de tráfego.

II.2 A técnica de multiplexação

As aplicações à que se propõe este sistema de transmissão se caracterizam pela diversificação dos sinais a serem transmitidos. Esta diversificação caracteriza-se tanto na forma dos sinais (analógicos ou digitais) quanto na faixa espectral necessária à transmissão dos mesmos. Devido à esta

heterogeneidade a multiplexação por divisão temporal torna-se mais elaborada por necessitar de alocação diferenciada dos tempos de amostragem. Além disso, para que se obtenha um grau de eficiência adequado do sistema de multiplexação temporal, seria necessária a digitalização dos sinais analógicos, o que aumentaria a complexidade e o custo do sistema.

A estas considerações somam-se o interesse em transparência e versatilidade do sistema de transmissão, tão necessárias em aplicações com estrutura em constante adaptação como o são as linhas de produção. Baseando-se no exposto, optou-se pela técnica de multiplexação frequencial dos sinais transmitidos.

II.2.1 Aplicações dos sistemas SCM

As primeiras aplicações^{17,18} de sistemas de comunicação por fibras óticas, em nível experimental, utilizaram o método de multiplexação frequencial. Entretanto, antes de haver a implantação de sistemas de comunicação de grande porte que utilizassem esta técnica de multiplexação já se vislumbrava a tendência de digitalização das redes devido às facilidades de gerenciamento de tráfego. Com isto, os sistemas óticos que utilizavam multiplexação frequencial expandiram-se somente nos setores de comunicações onde a tecnologia digital não era capaz de atender às exigências de velocidade e volume dos sinais a serem transmitidos.

Uma das maiores aplicações dos sistemas de comunicação por fibras óticas com modulação analógica aliada à multiplexação frequencial é na distribuição de televisão por cabo¹⁹. Nestes sistemas a técnica de multiplexação empregada é a multiplexação por subportadora com modulação em frequência nas grandes distâncias e modulação em amplitude (AM-VSB)¹⁹ quando há maior disponibilidade de potência ótica. Os sistemas comerciais que utilizam esta técnica têm²⁰, atualmente, uma capacidade de transmissão de mais de 80 canais de televisão à distâncias superiores à 20 Km, preferindo-se, entretanto, vários enlaces menores seguidos de regeneração de sinal.

Existem também aplicações inovadoras para o uso de multiplexação frequencial em sistemas óticos^{21,22,23,15}. Uma delas é o uso de uma fibra ótica para transportar os sinais recebidos de uma estação terrena de recepção de satélite^{24,25} sem fazer a conversão dos mesmos. Desta forma, trafegariam pela fibra sinais na mesma faixa de frequências utilizada pelo transponder do satélite, geralmente em torno de 3 à 6 GHz. Também tem sido estudado o uso

de multiplexação frequencial para sistemas óticos em apoio à sistemas de telefonia móvel²⁶. Neste caso, sistemas óticos analógicos seriam utilizados para interconexão entre células do sistema de distribuição com tráfego de sinais analógicos até uma central digital, onde os sinais seriam convertidos. Existe ainda a possibilidade de se utilizar a técnica de multiplexação em frequência em conjunto com a multiplexação por comprimento de onda (WDM)²⁷ para a distribuição de serviços integrados.

II.2.2 Descrição

O uso da multiplexação em frequência nos sistemas de comunicação por fibras óticas assemelha-se àquele dos sistemas de rádio convencionais. A diferença fundamental está no meio de transmissão, que confina o sinal ótico, e no fato de que a faixa de frequências disponível para a distribuição dos sinais multiplexados é restrita à máxima frequência de resposta do sistema ótico.

A figura II.2.2.a apresenta um diagrama em blocos do sistema de multiplexação proposto^{14,28}. O processo de transmissão consiste em distribuir os espectros banda base dos sinais a serem transmitidos dentro da faixa de modulação possível para o fotoemissor. Isto é feito deslocando-se os espectros originais de cada sinal para o entorno de uma portadora com frequência pré-determinada de modo a garantir que não haja sobreposição. Para o caso descrito na figura II.2.2.a se optou pela transmissão de um dos sinais (S1) em banda base, isto é, sem passar pelo processo de modulação. Podemos notar que a soma dos vários sinais modulados e do sinal banda base é que irá formar o sinal analógico a ser transmitido pelo sistema ótico.

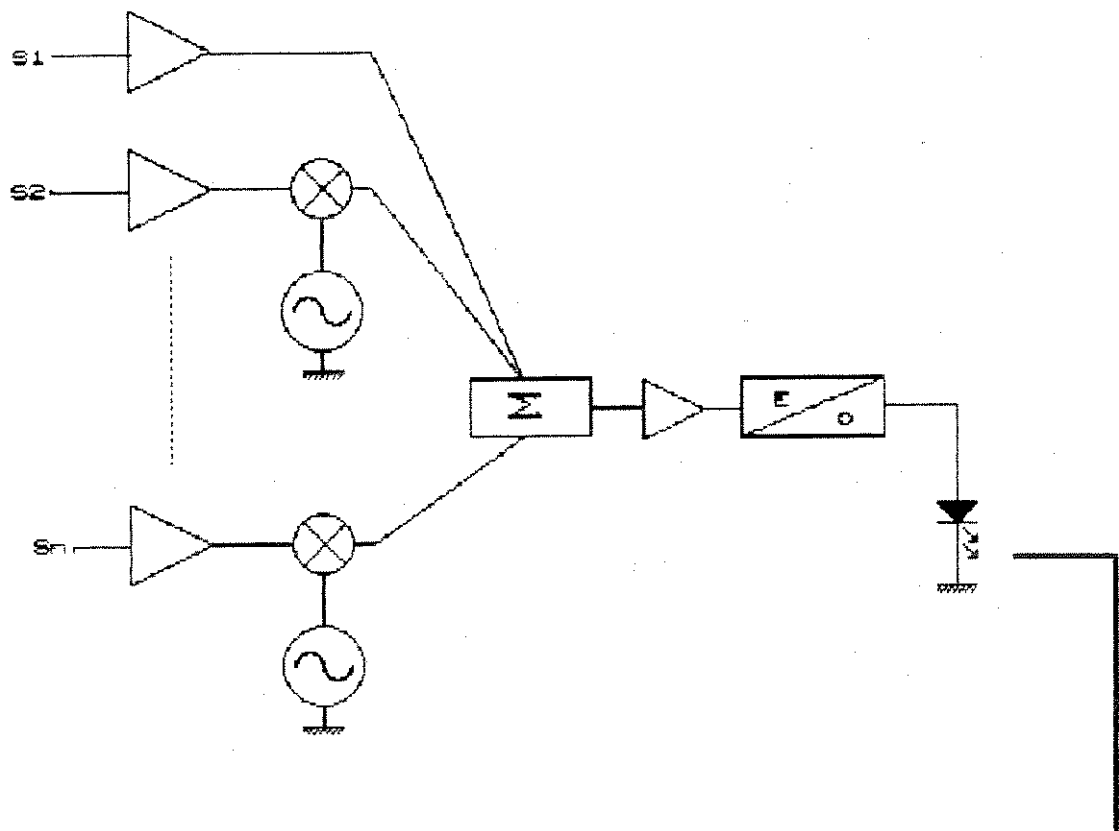


Figura II.2.2.a Diagrama em blocos do multiplexador

Na figura II.2.2.b temos o diagrama em blocos do sistema de demultiplexação que irá recuperar cada um dos sinais originais agrupados na multiplexação.

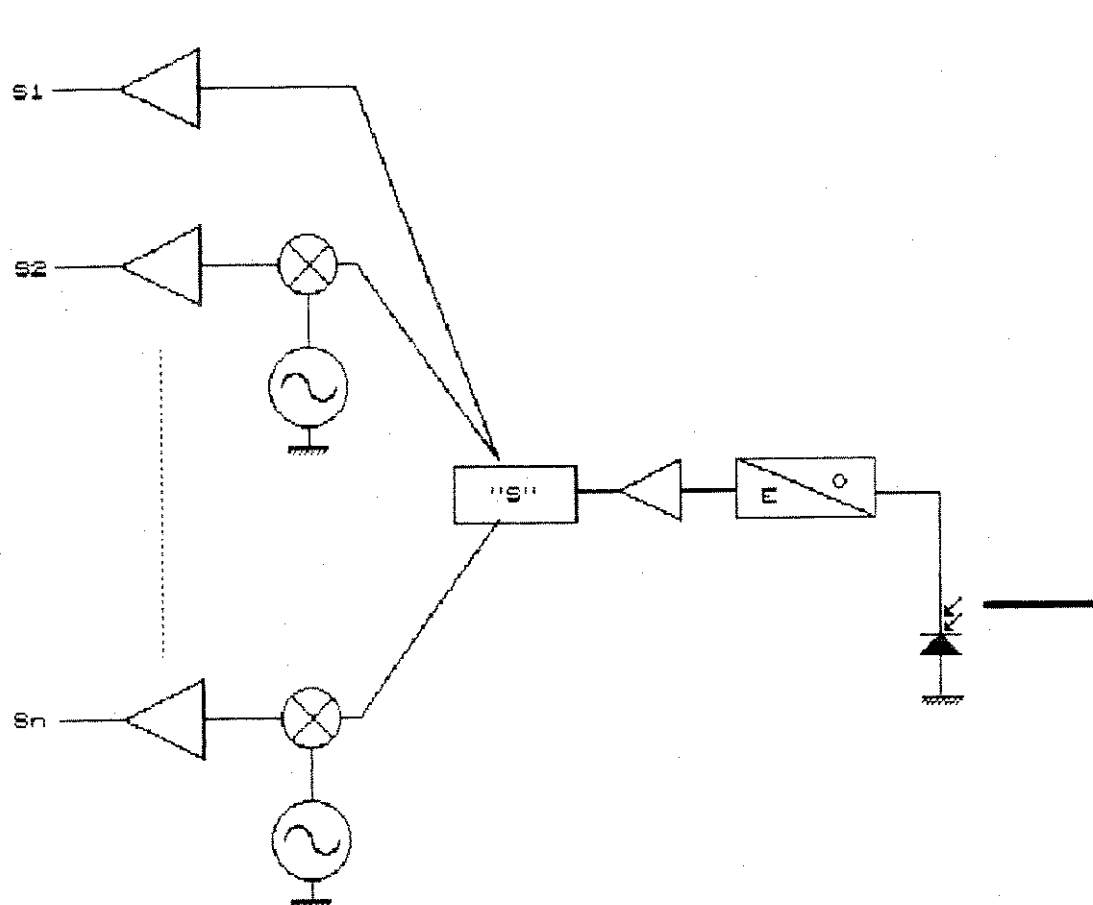


Figura II.2.2.b Diagrama em blocos do demultiplexador

O processo de recuperação dos sinais originais é semelhante à modulação, isto é, o produto do sinal composto, entregue pelo sistema ótico, com uma portadora de frequência idêntica à que foi modulada no multiplexador reproduz o espectro banda base dos sinais. Para a recuperação do sinal original necessita-se então apenas uma etapa de filtragem para que se retirem as harmônicas de segunda ordem também resultantes do batimento descrito.

II.2.3 Capacidade e desempenho dos sistemas SCM

Um processo de transmissão é adequado quando os sinais que foram transmitidos não apresentam alterações excessivas em suas características originais. A análise de um sistema de transmissão é feita portanto pela

comparação das características do sinal antes e após a sua transmissão a fim de se verificar que tais alterações atendem às especificações de desempenho ditadas pelas normas.

É possível também uma análise prévia do sistema de transmissão utilizado a fim de indicar quais os pontos críticos para o desempenho adequado do mesmo. Além disso, é necessário que se determine a capacidade máxima do sistema, isto é, o produto da faixa de passagem pela distância máxima de transmissão para que se possa estabelecer o número máximo de sinais a transmitir.

A capacidade máxima dos sistemas SCM para a aplicação proposta neste trabalho está limitada pela parte ótica do sistema. A máxima distância é fixada à partir da potência ótica disponível, acoplada à fibra pelo transmissor, pela atenuação da fibra, pela sensibilidade do fotodetector e pelo ruído gerado pelo pré-amplificador que, no sistema desenvolvido, está integrado e encapsulado junto ao fotodetector. A estimativa de distância máxima é descrita no capítulo III, no item III.1.3, referente ao projeto ótico e comparada com os resultados obtidos no capítulo IV nas medidas de desempenho referentes às distorções não lineares²⁹.

Por outro lado, a resposta em frequência do link ótico depende de uma série de fatores, entre eles, da resposta em frequência do fotoemissor, da dispersão da fibra, e da resposta em frequência do receptor. Como a faixa de frequências limitada pela dispersão modal da fibra é maior que 80 MHz³⁰ para o comprimento de enlaces pretendido (até 5 Km), este efeito apresenta uma contribuição negligenciável para a frequência de corte superior do sistema. Para o sistema implementado, a faixa de passagem ficou definida à partir dos dados do fabricante e dos ensaios de caracterização do bloco ótico. Os resultados das medidas está apresentado e discutido no capítulo V.

O desempenho de sistemas SCM comerciais, tipicamente utilizados para distribuição de TV, apresenta quatro limitantes principais³¹: ruído balístico do fotodetector, ruído de intensidade do laser, ruído do receptor e as não linearidades da curva de potência ótica^{32,33} em função da corrente direta do fotoemissor. No sistema industrial desenvolvido foi utilizado como fotoemissor um diodo emissor de luz (LED) e um fotodetector com um pré-amplificador de tensão integrado. Neste caso, os limitantes relativos aos sistemas comerciais de distribuição de TV que ainda devem ser considerados na avaliação do desempenho do sistema são as não linearidades da curva de resposta do led e o

ruído no receptor. O ruído quântico ou de intensidade, para o caso de diodos emissores de luz, tem contribuição menor, se comparado aos outros ruídos presentes no sistema².

Estimando-se, por exemplo, a potência de ruído térmico antes do amplificador teríamos³⁴ as seguintes expressões:

$$\overline{e_t^2} = \overline{i_t^2} R = \frac{4kTB}{R} R = 4kTB, \text{ onde}$$

e_t = tensão de ruído térmico (V);

i_t = corrente de ruído térmico (A);

R = resistor de carga (Ω);

k = constante de Boltzman ($1,381E-23$ J/K);

T = temperatura (K);

B = faixa de resposta do fotodetetor (Hz).

Substituindo-se os valores para o protótipo desenvolvido teríamos:

$$\overline{e_t^2} = 4 * 1,381E - 23 * 293 * 25E 6$$

$$\overline{e_t^2} = 4,05E - 13V \Leftrightarrow \overline{Potência_{ruído}} \cong -94dBm$$

A potência do ruído quântico, por outro lado, pode ser estimada por³⁴:

$$\overline{e_q^2} = \overline{i_q^2} R = 2e^2 B \eta PR, \text{ onde}$$

e_q = tensão de ruído quântico (V);

i_q = corrente de ruído quântico (A);

e = carga do elétron ($1,602E-19$ C);

η = eficiência do fotodetetor;

P = potência ótica média recebida (W).

Substituindo-se os valores para o protótipo utilizado, sob uma potência incidente de $50 \mu W$, e estimando-se $\eta = 0.6$, teríamos:

$$\overline{e_q^2} = 2 \cdot (1,602E - 19)^2 \cdot 25E 6 \cdot 0,6 \cdot 50E - 6 \cdot 20$$

$$\overline{e_q^2} = 7,7E - 34 \Leftrightarrow \overline{Potência.ruído} \cong -301dBm$$

Desta forma, podemos esperar que o ruído tenha uma característica aproximadamente constante mesmo com a variação da potência ótica recebida.

Assim, restringimos nossa avaliação prévia do desempenho do sistema de transmissão aos efeitos de distorção por não linearidade e adição de ruído aos sinais transmitidos.

As distorções sobre um sinal transmitido podem ser lineares e não lineares. As distorções lineares são aquelas causadas por uma resposta em frequência não ideal do enlace ótico. Estas podem ser avaliadas pela variação de ganho e de fase que o sistema de transmissão impõe dentro da faixa de transmissão de um sinal.

As distorções não lineares, por outro lado, ocorrem devido às características de ganho diferenciado em função da amplitude do sinal de entrada apresentadas por alguns elementos do sistema. Os tipos de distorções não lineares são dois: distorções harmônicas de ordem n e distorções por intermodulação. As distorções harmônicas³⁵ caracterizam-se pelo aparecimento, no sinal de saída, de componentes espectrais de ordem superior com frequências iguais à múltiplos inteiros da frequência do sinal de entrada. Já as distorções por intermodulação³⁵ caracterizam-se pelo batimento de harmônicas de ordem superior com a fundamental ou do batimento de harmônicas entre si. Os produtos de intermodulação de segunda e terceira ordem são originários das seguintes interações entre dois sinais de entrada:

$$Frequência dos produtos de 2ª ordem = |f_1 \pm f_2| \quad e$$

$$Frequência dos produtos de 3ª ordem = |2f_1 - f_2| + |2f_2 - f_1|$$

A quantização dos efeitos de distorção, tanto para o caso de distorções harmônicas como distorções por intermodulação, é usualmente expressa pela razão em dBs da amplitude da fundamental sobre a amplitude da componente de distorção. Por exemplo, para o caso de distorções harmônicas de ordem n

temos a relação de potências (C.nHD.R = Carrier to n-Harmonic Distortion Rate) dada por^{29,35}:

$$C.nHD.R = 20 \log_{10} \left(\frac{\text{amplitude} \cdot \cos(wt)}{\text{amplitude} \cdot \cos(nwt)} \right)$$

Em relação ao ruído adicionado devemos nos ater àquele presente na saída do pré-amplificador integrado ao fotoreceptor. O nível de ruído presente neste ponto é que irá determinar a máxima distância permitida para o enlace ótico que ainda atenda às exigências de relação sinal ruído para o sinal transmitido.

O desempenho será determinado fundamentalmente pelo índice de modulação do led no sistema ótico. A principal fonte de distorção não linear no enlace ótico é a variação não linear da intensidade de luz emitida pelo led em função da sua corrente direta. Assim, quanto maior o índice de modulação, pior a distorção não-linear. Como a relação sinal ruído no receptor depende diretamente do índice de modulação, uma vez que, para uma dada corrente de polarização, quanto maior este índice maior é a potência da portadora, uma consideração importante a ser determinada é o máximo valor deste índice que atende aos requisitos de baixa distorção do sinal transmitido e da relação sinal ruído necessária.

Uma vez determinado o índice de modulação do led que otimiza o desempenho do sistema respeitando o compromisso entre relação sinal ruído e distorções não lineares, é possível fixar o índice de modulação de cada sinal ou canal transmitido.

Estudos^{36,37,38} mostram que o índice de modulação por canal pode ser calculado da seguinte forma:

$$m_c = \frac{m_i}{k^{\xi}}, \quad \text{onde}$$

m_c = índice de modulação por canal;

m_i = índice de modulação ótica do led;

k = número de sinais ou portadoras a transmitir e;

$0.5 < \xi < 1$, sendo 0.5 para portadoras com fase randômica (soma aleatória) e 1 para o pior caso (as portadoras são harmônicas de uma fundamental).

A determinação do índice de modulação do led, para o protótipo desenvolvido, foi feita à partir dos resultados obtidos nas medidas referentes à parte ótica do sistema. A escolha do índice de modulação foi feita levando-se em consideração os valores de distorção harmônica e ruído medidos no sistema ótico. A análise das medidas e a determinação do índice de modulação estão no capítulo V deste trabalho.

CAPÍTULO III

PROJETO DO SISTEMA

III. PROJETO DO SISTEMA

A sistemática de projeto adotada foi do tipo "top-down" a qual define cada nova etapa à partir de uma etapa anterior, mais abrangente, indo-se até o nível de definição dos componentes a serem utilizados em um protótipo.

III.1 Detalhamento da aplicação

O primeiro passo na definição do projeto do sistema é optar por uma configuração de aplicação a fim de estabelecer as metas mínimas a serem atingidas e que virão a ser verificadas na etapa de medidas experimentais. É necessário então optar por uma das várias estruturas possíveis de serem implementadas pela mesma técnica desenvolvida a fim de otimizar sua exploração.

Nossa opção foi projetar um sistema multiponto com configuração mínima de dois terminais e, se possível, um nó ativo simples semelhante àquela da figura

II.1.2. Os blocos funcionais necessários para a realização deste sistema permitem a implementação de todas as outras configurações possíveis desde que rearranjados adequadamente.

Quanto aos tipos de sinais a serem transmitidos pelo sistema desenvolvido optamos por dois canais de televisão, um sinal analógico de faixa estreita e um sinal digital com taxa menor ou igual a 100 quilobits por segundo. Estes sinais apresentam todas as variantes possíveis de forma e faixa de sinais a que o sistema desenvolvido se propõe a transmitir. Este pode se adaptar às diversas aplicações possíveis apenas agrupando os módulos de tratamento de sinal necessários em cada caso.

III.2 Descrição em blocos do sistema proposto

Um terminal ou um nó ativo do sistema de comunicações proposto estará sempre composto de duas partes: um sistema encarregado de multiplexar e transmitir os sinais desejados e um sistema de recepção responsável pelo processo inverso de demultiplexação dos sinais recebidos. A diferença maior entre um nó ativo e um terminal é a de que no nó ativo todos ou parte dos sinais recebidos são novamente entregues ao bloco de transmissão no lugar de serem simplesmente demodulados, como ocorre em um terminal. A figura III.2 mostra os diagramas em bloco de um terminal e de um nó ativo com suas respectivas diferenças.

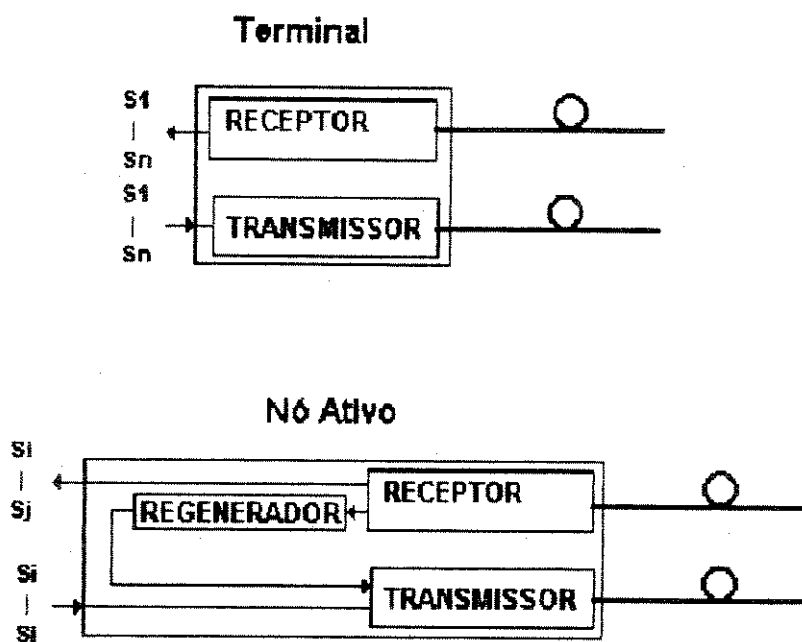


Figura III.2 Diagrama em blocos de um terminal e de um nó ativo

III.2.1 Sistema de transmissão

O sistema de transmissão de um terminal deverá realizar várias ações sobre os sinais a serem transmitidos a fim de que os mesmos possam ser agrupados adequadamente e convertidos no sinal ótico que se propagará através da fibra. Para tal, o sistema de transmissão foi subdividido em blocos funcionais que estão dispostos conforme a figura III.2.1 e cuja descrição faremos a seguir.

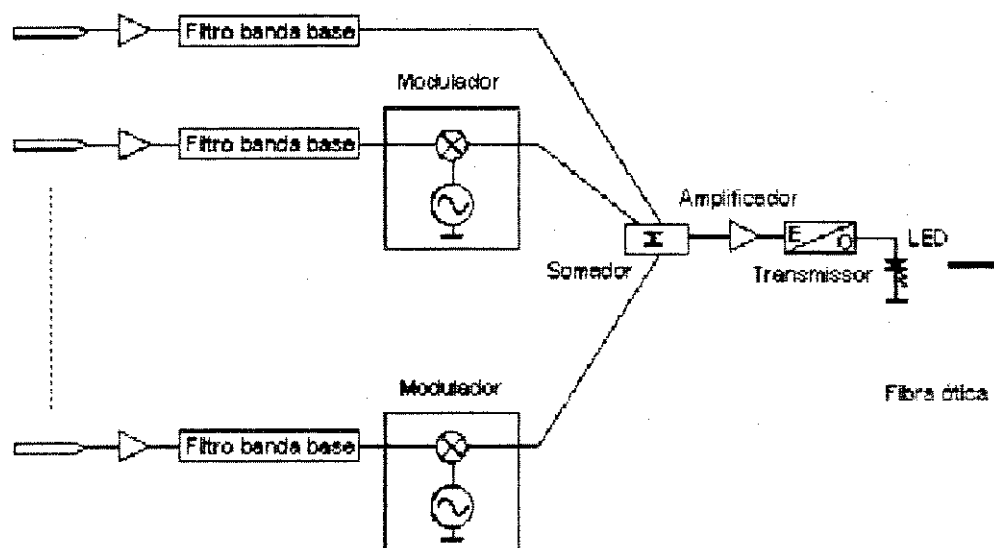


Figura III.2.1 Diagrama em blocos do sistema de transmissão

Inicialmente, cada um dos sinais a ser transmitido passa por uma etapa de amplificação que visa adequar as amplitudes dos sinais de entrada àquelas necessárias às etapas seguintes de transmissão além de fazer o casamento de impedância com o sensor ou sistema externo. Após esta amplificação ocorre um processo de filtragem do sinal de entrada a fim de garantir que a faixa do sinal a ser multiplexado esteja contida dentro da faixa de passagem permitida pelo sistema. A etapa que se segue à filtragem é a de modulação. Nesta, o sinal a ser transmitido modulará uma portadora, gerada pelo próprio sistema de comunicação, o que fará o deslocamento em frequência do seu espectro banda base. Uma vez que o espectro do sinal original foi deslocado em frequência, é possível que se faça a soma de todos os sinais modulados junto com um sinal banda base. Isto é feito pelo bloco somador, o qual apresenta na sua saída o sinal eletrônico contendo todas as informações, multiplexadas em frequência, dos sinais originais.

Tendo-se efetivado a multiplexação dos sinais a serem transmitidos, passa-se agora à etapa de conversão eletro-ótica. Antes porém de ser entregue ao transmissor ótico, o sinal composto passa por mais uma etapa de amplificação e filtragem também para adequação de amplitude, impedância e faixa do sinal a ser transmitido. O último bloco eletrônico consta, então, do transmissor ou driver ótico, que está encarregado de transformar o sinal eletrônico em um sinal ótico. O transmissor ótico modula a intensidade de potência ótica emitida por um led acoplado à uma fibra ótica que transportará o sinal até o sistema receptor, na outra extremidade.

III.2.2 Sistema de recepção

O sistema de recepção deverá fazer o processo inverso, de demultiplexação, a fim de recuperar os sinais originais da forma como foram entregues ao sistema transmissor na outra extremidade da fibra. O diagrama em blocos do sistema de recepção está descrito na figura III.2.2.

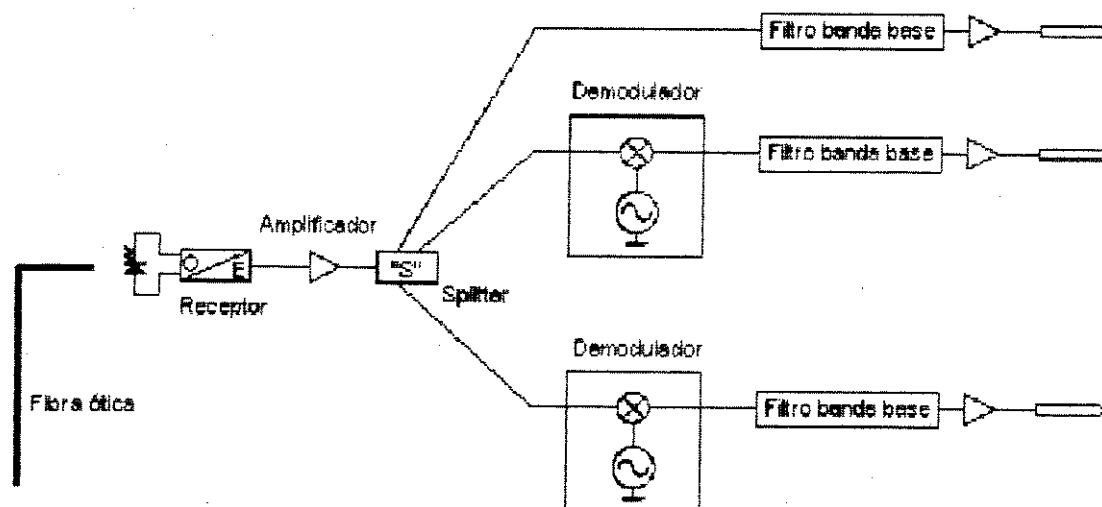


Figura III.2.2 Diagrama em blocos do sistema de recepção

A primeira etapa da recepção consta da recuperação do sinal ótico e sua conversão eletrônica. O receptor ótico é o bloco responsável pela conversão optoeletrônica e pela pré-amplificação do sinal eletrônico convertido. O sinal eletrônico passa então por uma etapa de amplificação e é distribuído para os diversos blocos de demodulação pelo distribuidor ou "splitter". O passo seguinte

é a demodulação de cada um dos sinais multiplexados. Isto é feito de duas formas, dependendo do sinal que se deseja recuperar. O sinal transmitido em banda base é o mais simples de ser recuperado, bastando apenas uma etapa de filtragem para retirar as frequências mais altas, componentes dos outros sinais multiplexados. Já os sinais que foram modulados necessitam de demodulação, a qual é realizada através do produto do sinal composto pela senóide de frequência fixa, igual a da portadora modulada, fornecida pelo sistema de recepção. Este processo de multiplicação resulta na recuperação do sinal original pelo deslocamento do seu espectro de volta à banda base. Entretanto, também resulta do batimento do sinal composto com a senóide de frequência fixa a presença do espectro do sinal original no entorno de duas vezes a frequência da senóide. Para que estas componentes de mais alta ordem sejam retiradas, é necessária então uma etapa de filtragem seguinte à todos os demoduladores. Finalmente, após a filtragem, é realizada a amplificação do sinal recuperado para garantir sua compatibilidade com os circuitos externos que o utilizarão.

III.2.3 Nó ativo

A estrutura de um nó ativo é composta por uma associação dos sistemas de transmissão e recepção ótica, interligados conforme a figura III.2.3, de forma a garantir a retirada dos sinais que têm como destino final este nó e repetir os sinais que devem ser entregues ao nó seguinte.

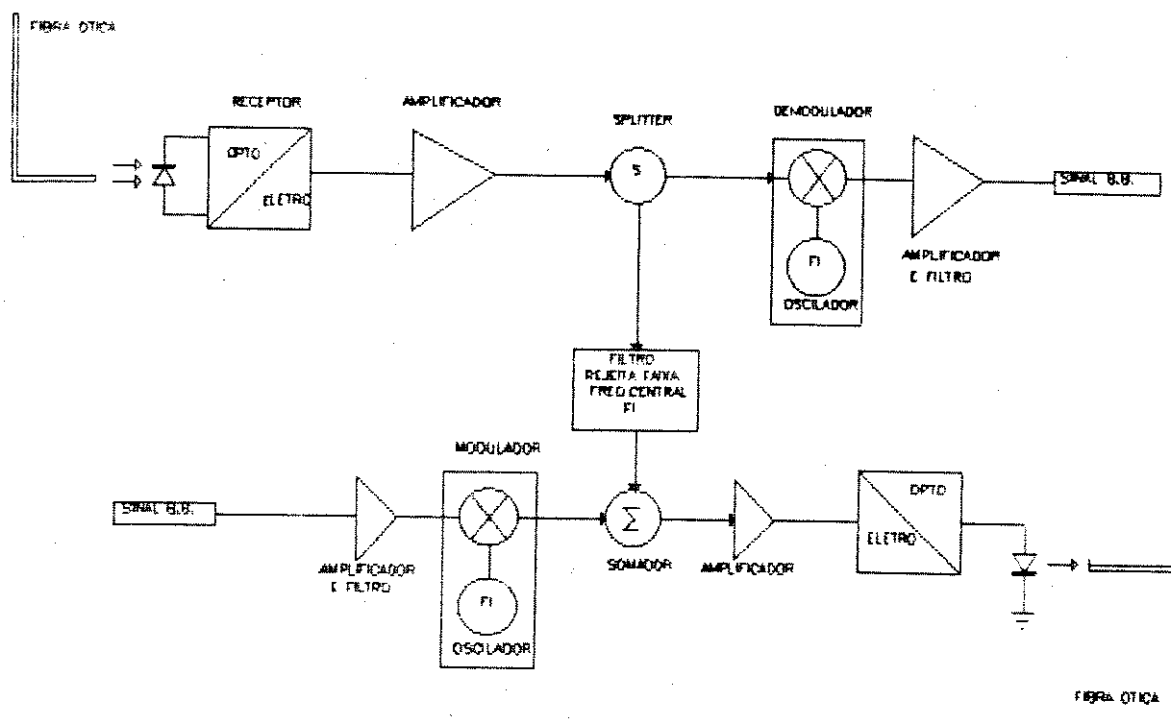


Figura III.2.3 Diagrama em blocos de um nó ativo

A diferença fundamental, se comparado com um terminal, é que o nó ativo retira do sinal composto recebido apenas aqueles sinais que deverão ser utilizados neste ponto físico do sistema. No caso da figura III.2.3 mostra-se a retirada de um sinal cuja portadora tinha frequência igual à FI. Com a liberação de uma faixa de frequências ou canal devida à extração do sinal de portadora FI pode-se incluir um novo sinal, oriundo deste nó, desde que este tenha uma banda menor ou igual à do sinal retirado e module uma portadora de frequência também igual a FI.

III.3 Especificações dos sinais à transmitir

Devido à diversidade de possíveis sinais a trafegar pelo sistema desenvolvido, não se pode restringir demasiadamente as especificações para compatibilização com os sinais de entrada. Uma vez que cada sinal a ser transmitido é independente de todos os outros, o sistema de transmissão poderá oferecer um bloco de entrada especialmente projetado para adequar o sinal a ser multiplexado às características do seu modulador. Da mesma forma, são necessários diferentes blocos de saída para a recuperação das características

originais de amplitude e impedância dos sinais transmitidos à partir do sinal obtido na saída do demodulador.

Foram desenvolvidos três blocos de entrada e saída que permitem a transmissão de sinais com as seguintes características:

a) Sinais de vídeo³⁹:

Faixa de transmissão: 10 Hz à 6 MHz

Impedâncias de entrada e saída do sistema de transmissão: 75 Ω ou 50 Ω

Amplitude nominal de entrada: 1 Vpp, para o sinal de sincronismo vertical

Amplitude de saída: 1 Vpp, para o sinal de sincronismo vertical

b) Sinais analógicos de faixa estreita:

Faixa de transmissão: DC à 100 KHz

Impedâncias de entrada e saída

do sistema de transmissão: variável, adaptadas à aplicação

Faixa de tensão de entrada: +0,5 V à -0,5 V

Faixa de tensão de saída: +0,5 V à -0,5 V

c) Sinais digitais de média taxa:

Taxa máxima de transmissão: 100 Kbits/s

Impedâncias de entrada e saída

do sistema de transmissão: variável, adaptadas à aplicação

Amplitudes nominais de entrada: 0V e 5V ou +12V e -12V

Amplitudes nominais de saída: 0V e 5V ou +12V e -12V

III.4 Distribuição espectral

Os diversos sinais transmitidos pelo sistema de multiplexação têm seus espectros banda base deslocados em frequência e agrupados dentro da faixa de passagem do sistema ótico. A forma como estes sinais são distribuídos leva em consideração vários fatores, sendo que os principais são a largura de faixa do sinal e o grau de tolerância de cada sinal à efeitos de intermodulação oriundos dos outros sinais transmitidos.

A solução mais simples seria aquela adotada nos sistemas óticos que possuem uma faixa de passagem muito grande e que utilizam apenas uma parte desta faixa disponível para transmissão de todos os sinais necessários²³. Geralmente, estes sistemas agrupam os sinais a transmitir conforme a figura III.4.1, ou seja, na metade superior da faixa de passagem.

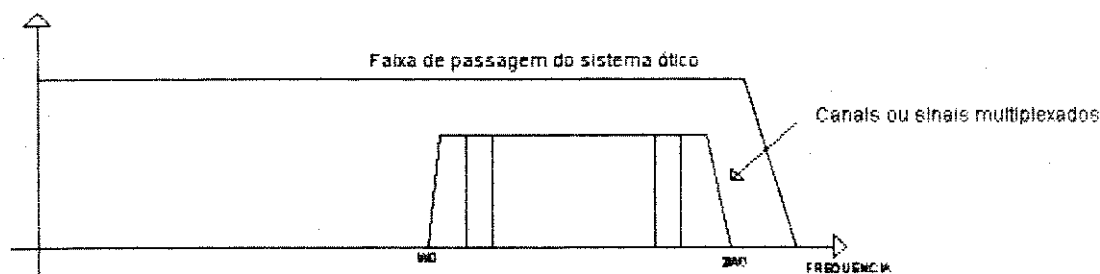


Figura III.4.1 Distribuição espectral em sistemas de faixa larga

O objetivo principal desta distribuição é evitar que as componentes de distorção harmônica de segunda ordem ocorram dentro da faixa de passagem. Assim, os efeitos de distorção não lineares restringem-se aos batimentos de segunda (Composite Second Order) e terceira ordem (Composite Triple Beat).

Entretanto, a distribuição espectral anteriormente descrita não se adequa para aplicações onde a faixa disponível do sistema ótico necessita ser completamente preenchida para se poder transmitir todos os sinais desejados. Neste caso, o sistema de multiplexação e o sistema ótico de transmissão não poderão apresentar distorções acima daquelas permitidas pelas normas específicas de cada sinal.

A distribuição espectral proposta neste trabalho é aquela descrita na figura III.4.2.

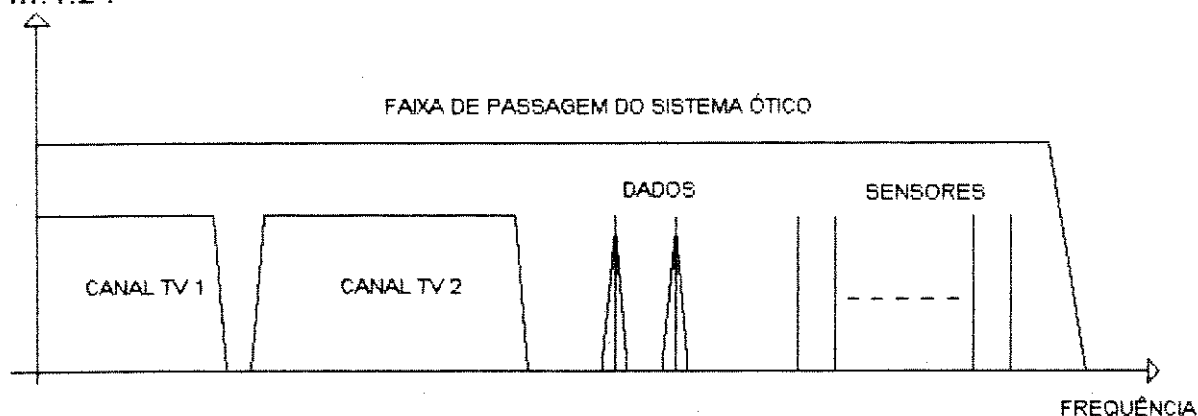


Figura III.4.2 Distribuição espectral dos sinais para o sistema desenvolvido

Optamos por alocar os sinais de faixa mais estreita, tais como os sinais de sensores e os sinais de comunicação de dados, na parte superior da faixa de passagem do sistema ótico. Esta opção levou em consideração o fato de que, por terem banda reduzida, a potência de cada um destes sinais está concentrada na portadora e em frequências muito próximas desta. Esta característica de distribuição espectral faz com que as componentes de distorção não lineares de segunda ordem estejam concentradas no entorno de duas vezes a frequência da portadora. Se estes sinais modulados estivessem alocados na parte inferior da banda de passagem do sistema ótico, as componentes de distorção de segunda ordem, agrupadas em uma faixa muito estreita e, portanto, com potência significativa, ocorreriam em uma faixa provavelmente alocada a outro sinal distorcendo-o consideravelmente.

Os sinais de televisão, mais sensíveis aos efeitos de intermodulação, ficam alocados na parte inferior da faixa de passagem²⁰. Como estes sinais têm uma boa distribuição de potência ao longo de toda a faixa de passagem, seus efeitos de distorção de segunda ordem agem de forma uniforme sobre os outros sinais transmitidos. Além disso, como não há componentes de nível DC no sinal de vídeo, é possível a implementação de um esquema de modulação com portadora suprimida evitando-se, desta forma, uma componente espectral com potência mais elevada.

As considerações de faixa ocupada pelos sinais modulados também reforçam a opção pela transmissão de um sinal de televisão em banda base. Avaliações prévias⁴⁰ dos sistemas de modulação e demodulação mostraram-nos dificuldades na implementação de uma técnica de modulação com banda lateral única que fosse simples e econômica. Havendo então a possibilidade de implementação de um esquema de modulação com duas bandas laterais, torna-se importante transmitir em banda base um dos sinais de faixa mais larga, evitando-se ocupar uma parte importante da faixa de passagem do sistema ótico. Assim, a transmissão de um canal de TV em banda base otimiza o uso da faixa de transmissão disponível por se evitar a presença de outra banda lateral.

III.5 Definição da compatibilidade entre os blocos

A fim de se garantir o funcionamento do sistema completo a partir da integração dos vários blocos desenvolvidos individualmente definimos alguns parâmetros de compatibilização entre os mesmos. Estes parâmetros são,

basicamente, as impedâncias de entrada e saída de cada bloco e os ganhos necessários à adequação de amplitude dos sinais ao bloco que se segue.

Nas figuras III.5.a e III.5.b estão os diagramas em bloco respectivamente dos sistemas transmissor e receptor. Cada figura está seguida de uma tabela contendo os parâmetros principais para compatibilização de cada bloco com o seus sucessores e antecessores.

Os parâmetros destas tabelas são, em alguns casos, valores obtidos à partir de dados dos fabricantes (fotoelementos) ou padrões pré-estabelecidos (sinais de entrada e saída) e, em outros, os valores desejados ou obtidos à partir de uma avaliação inicial dos componentes ou estruturas de circuitos que provavelmente comporão cada bloco. Alguns desses parâmetros são flexíveis como, por exemplo, o valor das impedâncias dos blocos intermediários, podendo ser alterados convenientemente durante a implementação do protótipo.

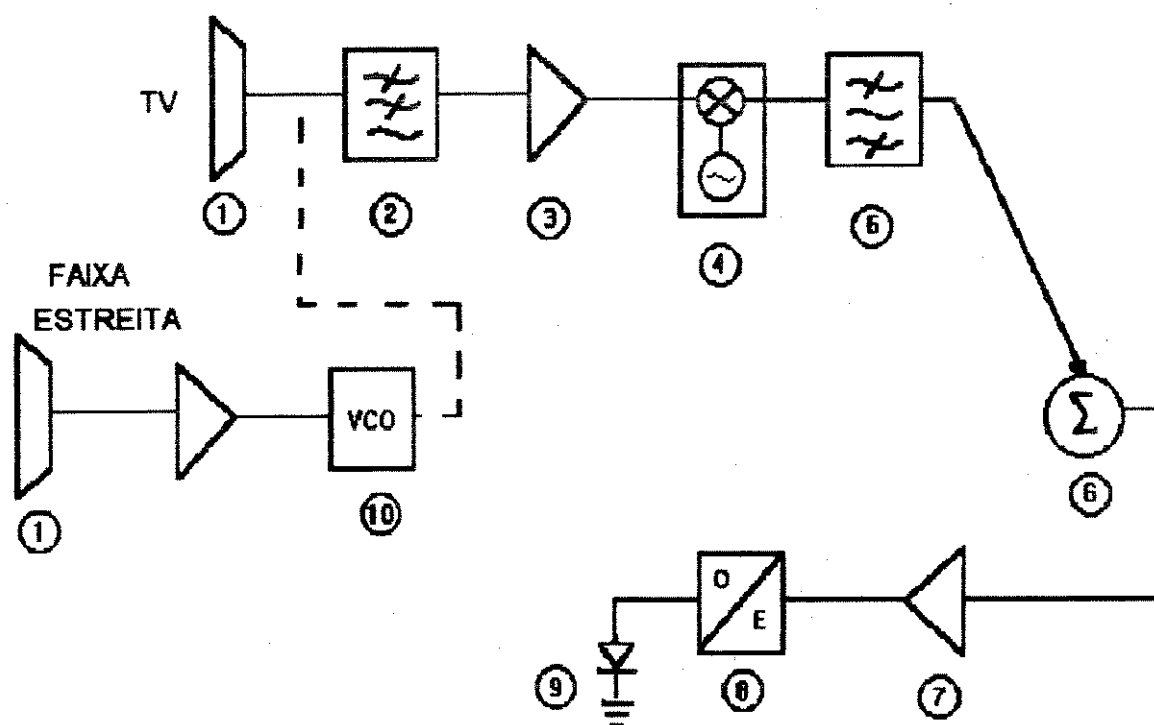


Fig. III.5.a Diagrama em blocos do circuito transmissor

Características do	Transmissor
1- Sinais de entrada Definidos no Item III.3	2- Filtro Banda Base Faixa de passagem: 10 Hz à 6 MHz Ganho na faixa de passagem: - 6 dB Zin: 50 Ω Zout: 50 Ω
3- Amplificador Banda Base Variação de ganho: -10 dB à +20 dB Zin: 4 k Ω Zout: 20 Ω	4- Modulador Faixa de modulação: 10 Hz à 6 MHz Ganho de modulação AM: 100 mVpp/V Zin: 3 k Ω Zout: 50 Ω
5- Filtro Passa-faixa Faixa de passagem: 10 MHz à 22 MHz (para 2° TV em 16 MHz) Ganho na faixa: - 6 dB Zin: 200 Ω Zout: 50 Ω	6- Somador Ganho (3 sinais): -9 dB Zin: 50 Ω Zout: 100 Ω
7- Amplificador de Faixa Larga Variação de ganho: 0 dB à +22 dB Faixa de passagem: 10 Hz à 45 MHz Zin: 300 Ω Zout: 20 Ω	8- Driver de Saída Ganho de transcondutância: 10 mA/V Polarização DC Led: 5 à 80 mA Zin: 1 k Ω
9- Fotoemissor Ganho: 800 μ W/mA	10- VCO Ganho de modulação: > 60 kHz/V Frequência oscilação: 50 kHz Zin: 5 k Ω Zout: 3 k Ω

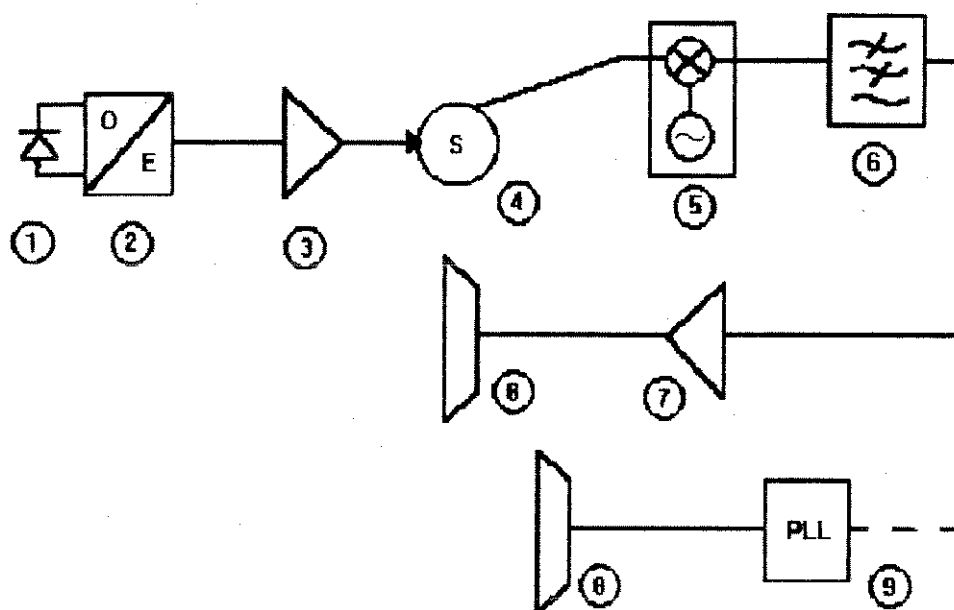


Fig. III.5.b Diagrama em blocos do circuito receptor

Características do	Receptor
1 e 2- Fotodetector e amplificador Responsividade: 10 mV/ μ W Sensitividade: -33 dBm Zout: 20 Ω	3- Amplificador de Faixa Larga Variação de ganho: 0 dB à +22 dB Faixa de passagem: 10 Hz à 45 MHz Zin: 300 Ω Zout: 20 Ω
4- Distribuidor Ganho (2 sinais): -6 dB Zin: 50 Ω Zout: 100 Ω	5- Demodulador Ganho de demodulação: 100 mVpp/V Zin: 3 k Ω Zout: 50 Ω
6- Filtro Banda Base Faixa de passagem: 10 Hz à 6 MHz Ganho na faixa de passagem: - 6 dB Zin: 50 Ω Zout: 50 Ω	7- Amplificador Banda Base Variação de ganho: -10 dB à +20 dB Zin: 4 k Ω Zout: 50 Ω
8- Sinais de saída Definidos no item III.3	9- PLL Ganho de demodulação: 200 mV/kHz Zin: 5 k Ω Zout: 20 k Ω

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO

IV IMPLEMENTAÇÃO

IV.1 Implementação do subsistema ótico

IV.1.1 Descrição dos componentes

O bloco ótico do sistema de monitoração desenvolvido foi implementado com um kit de avaliação da Hewlett-Packard disponível no laboratório de eletroótica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Os componentes óticos pertencem à família chamada "Low Cost Miniature" (Miniatura de Baixo Custo). Os elementos disponíveis para ensaios no laboratório e com os quais foram realizadas as medidas são descritos a seguir.

Transmissores: HFBR 1412 e HFBR 1414 (Apêndice 1)

Contêm um emissor de GaAlAs emitindo em 820 nm com alta eficiência de acoplamento. Os emissores são encapsulados em plástico com terminais dip (dual-in-line package) e conectores da série ST. O transmissor HFBR 1414, de maior potência, acopla tipicamente -12 dBm na fibra disponível, enquanto que o HFBR 1412 acopla, nas mesmas condições, -16 dBm. Os tempos de subida e descida típicos são de 4,0 ns ($\Leftrightarrow$ Banda de aproximadamente 125 MHz).

Fibra/conector:

A fibra de sílica é do tipo 62.5 / 125 μm com 3 metros de comprimento. Sua atenuação máxima em 850 nm é de 5,0 dB/Km e típica de 4,5 dB/km. A abertura numérica é de 0,275 (15,7°). A perda de potência no conector ST é de 1 dB.

Receptor: HFBR 2414

É um receptor analógico composto por um fotodiodo PIN e um pré-amplificador de transimpedância, integrado, de baixo ruído. Sua resposta típica em frequência é de DC à 25 MHz. Sua responsividade típica em 820 nm é de 7 mV/uW e a sensibilidade é de -33 dBm.

IV.1.2 Cálculos do link ótico^{2,17,3:}

O cálculo da máxima distância do enlace ótico pode ser feito à partir dos dados fornecidos pelo fabricante. A potência de saída com corrente máxima do HFBR 1414 é de -9 dBm. Descontada a perda de 1 dB no conector, teremos uma potência acoplada de -10 dBm. A sensibilidade do HFBR 2414 é de -33 dBm. Reservando 1 dB como margem de potência e descontando 1 dB do conector, temos que a potência mínima no final da fibra deve ser de -31 dBm.

A distância máxima do enlace pode então ser calculada da seguinte forma:

$$I_{\text{máx}} = \frac{O.P.B.}{A}, \text{ onde}$$

$l_{\text{máx}}$ = distância máxima do enlace (Km);

O.P.B.=Optical Power Budget (disponibilidade de potência ótica) (dB);

A =Atenuação da fibra (dB/Km).

Assim,

$$l_{\text{máx}} = \frac{-10 \text{ dBm} - (-31 \text{ dBm})}{4,5 \text{ dB/Km}} = 4,67 \text{ Km}$$

Os gráficos do balanço de potência para os dois transmissores estão mostrados na figura IV.1.2, abaixo.

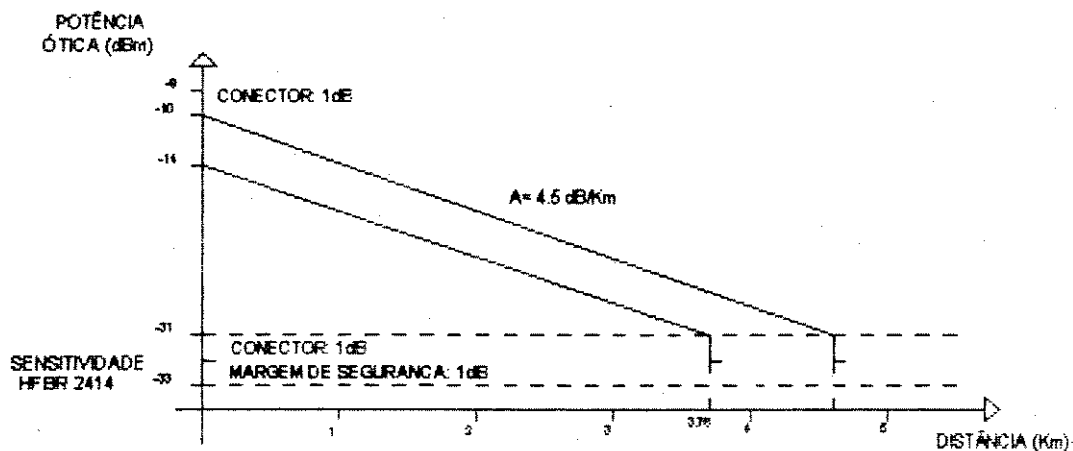


Fig. IV.1.2 Gráficos do balanço de potência

IV.1.3 Cálculos para a polarização do transmissor:

O receptor apresenta um nível DC na sua saída de 700 mV. Sua tensão de saída é dada por:

$$V_{OUT} = V_{ODC} - (R_P * P_R)$$

V_{OUT} = Tensão de saída do receptor [mV]

V_{ODC} = Tensão DC da saída (700 mV)

R_P = Responsividade do receptor (7 mV/mW)

P_R = Potência ótica recebida (mW)

Para máxima faixa dinâmica do enlace ótico, o nível DC do sinal de saída deveria ser de 350 mV. Neste caso, a potência ótica recebida deverá ser:

$$P_R = \frac{V_{ODC} - V_{OUT}}{R_P}$$

$$P_R = \frac{700 - 350}{7} = 50 \mu W \leftrightarrow -13 \text{ dBm}$$

Considerando-se uma perda de 1 dB no conector do receptor e desprezando-se a atenuação de 3 metros de fibra, temos que a potência ótica acoplada à mesma deve ser de -12 dBm.

Para o transmissor HFBR 1414 esta potência é fornecida quando sua corrente direta DC é de 60 mA⁸. Já o transmissor HFBR 1412 não consegue fornecer esta potência (-12 dBm) nem com a máxima corrente DC permitida (P = -14 dBm @ 100 mA). Portanto, para os ensaios realizados com o transmissor HFBR 1412 o nível DC (polarização do transmissor) deverá ser os mesmos 60 mA do HFBR 1414.

No caso de aplicação dos fotoelementos da linha HFBR para enlaces genéricos, isto é, com qualquer comprimento, o transmissor deve estar polarizado no nível DC de 50 mA, que é 50% do nível DC máximo permitido. Para experimentos com 3 metros de fibra e com o HFBR 1414, o nível DC de saída do HFBR 2414 seria de:

$$V_{OUT} = V_{ODC} - (R_P * P_R)$$

$$V_{OUT} = 700 - (7 * P_R)$$

De acordo com as curvas do manual do fabricante, a potência para uma polarização de 50 mA é igual à potência com 60 mA menos 1 dB, ou seja:

$$P_{R50} = P_{R60} - 1 \text{ dB} = -14 \text{ dBm} = 39,81 \mu W$$

Portanto, a tensão de saída será:

$$V_{OUT} = 700 - 279 \Rightarrow V_{OUT} = 421 \text{ mV}$$

O HFBR 1412 teria um nível DC de:

$$V_{OUT} = 700 - (7 * P_R)$$

$$P_{R50} = -17 - 1 = -18 \text{ dBm} = 15,84 \mu W$$

$$V_{OUT} = 589 \text{ mV}$$

As medidas de desempenho dinâmico do sistema ótico, descritas no capítulo V, poderão indicar um novo ponto quiescente para polarização dos fotoemissores. Neste caso, o ponto quiescente ideal será aquele que maximiza o desempenho do sistema levando em consideração os efeitos de distorções não lineares, ruído e potência do sinal recebido. A implementação descrita à seguir propõe uma estrutura que permite um ajuste do ponto quiescente do emissor de forma simples e sem alterar suas características de resposta dinâmica.

IV.1.4 Implementação do transmissor

Para a implementação do transmissor se optou pela configuração mais simples que atendesse aos requisitos fixados no projeto do sistema. Como o led é um dispositivo que tem sua potência ótica quase que linearmente dependente da sua corrente direta, basta que utilizemos como elemento modulador uma fonte de corrente controlada por corrente ou tensão. A maneira mais prática de se implementar este modulador é utilizando um transistor, conforme o circuito da figura IV.1.4.a .

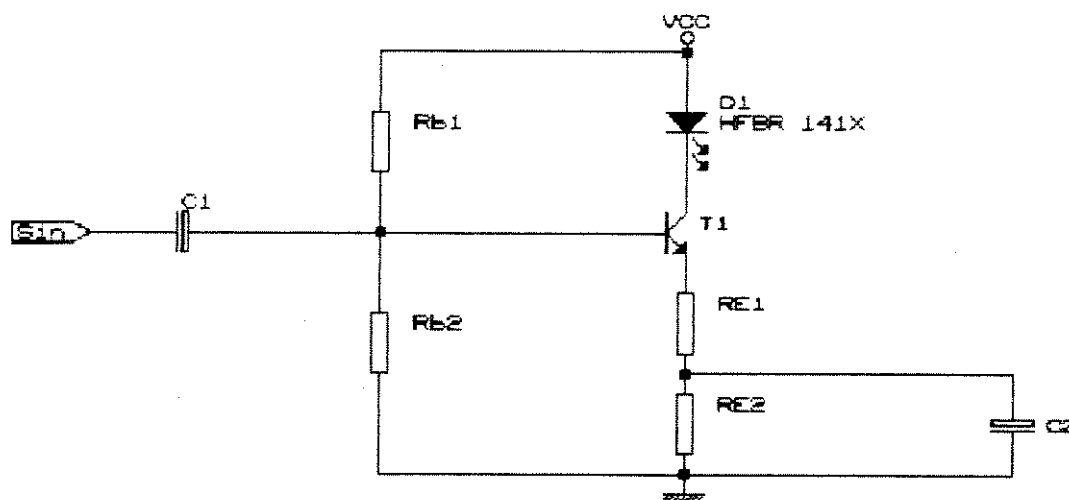


Fig. IV.1.4.a Modulador ótico

Nesta configuração, a corrente do led pode ser modulada pela tensão de entrada (S_{IN}) com um ganho de transcondutância ($G = I_F/S_{IN}$ mA/V) determinado pelos resistores e pelo transistor escolhidos.

O cálculo dos resistores poderá ser feito à partir das exigências do projeto do sistema, tais como corrente média do fotoemissor, ganho de transcondutância e impedância de entrada.

O transistor a ser utilizado foi escolhido baseado nas exigências de faixa de passagem, corrente média de coletor, ganho e disponibilidade de aquisição. Considerando-se estes fatores, a escolha recaiu sobre o transistor industrial 2N222A que é padrão para aplicações com produto ganho-faixa de até 300 MHz, potência média dissipável de 500 mW, ganho AC de cerca de 200 e facilmente encontrado no mercado.

Observando-se a curva de potência ótica emitida em função da corrente direta dos leds nota-se que a região de maior linearidade está em torno de uma corrente de 35 mA. A polarização DC deverá, portanto, estar próxima desse valor. O resistor de emissor é calculado à partir da corrente DC de coletor, da queda de tensão do led, do valor da fonte de alimentação e da tensão V_{CE} desejada. Ensaios realizados com o led junto com dados do fabricante mostram que a queda de tensão no mesmo é de aproximadamente 1,6 V para uma corrente de 35 mA. Fixando-se V_{CE} em torno de 2,5 V se pode garantir que o transistor não irá saturar com a amplitude máxima de entrada, que é de 1 V, dando-se margem à eventuais acréscimos da mesma.

Desta forma, a resistência total do emissor pode ser calculada por:

$$R_{E1} + R_{E2} = \frac{(V_{CC} - V_D - V_{CE})}{I_E}, \text{ onde}$$

R_{E1}, R_{E2} = Resistores de emissor (Ω);

V_{CC} = Tensão de alimentação (V);

V_D = Queda de tensão direta no led @ 35 mA (1,6 V);

V_{CE} = Tensão entre coletor e emissor (V);

I_E = Corrente direta de emissor (A).

Para uma tensão de alimentação de 12 V temos que $R_{E1} + R_{E2}$ resulta

em aproximadamente 220Ω . A tensão de emissor fica, portanto, em:

$$V_E = I_E * R_E \rightarrow V_E = 35E - 3 * 220 = 7,7V$$

Considerando-se uma queda na junção V_{BE} de $0,65 V$, a tensão na base será de $8,35 V$. Com estes valores é possível o cálculo dos resistores R_{b1} e R_{b2} . Os resistores de base formam um divisor resistivo que pode desprezar a corrente de base do transistor se R_{b2} for menor que um décimo da resistência de emissor vista da base (R_E'). Para a tensão de base definida ($8,35V$) a relação entre R_{b1} e R_{b2} é:

$$R_{b1} = 0,4371 R_{b2}$$

Escolhendo-se o valor comercial de $3k9$ para R_{b2} temos que R_{b1} resulta em $1k7$ ($1k5 + 220 \Omega$).

Resta apenas o cálculo do valor do resistor de emissor para AC. O circuito equivalente simplificado para AC é mostrado na figura IV.1.4.b.

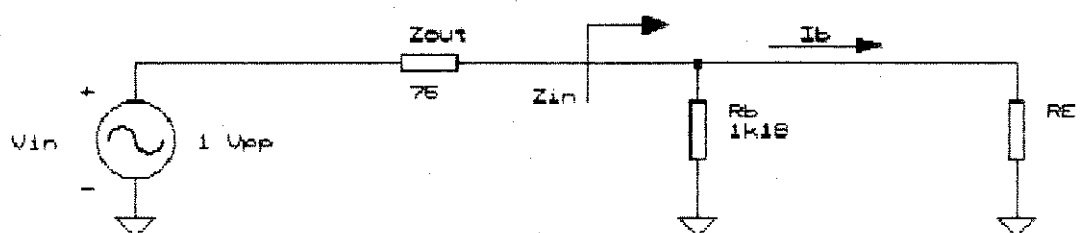


Fig. IV.1.4.b Circuito equivalente AC simplificado

O ganho de transcondutância é dado por:

$$G = \frac{(h_{fe} + 1)I_B}{V_{IN}}$$

Chamando de Z_{IN} a impedância total de entrada do circuito e Z_{OUT} a

impedância de saída da fonte temos que:

$$Z_{IN} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} \right)}$$

e

$$G = \frac{(h_{fe} + 1)Z_{IN}}{R_E(Z_{OUT} + Z_{IN})}$$

O ganho de transcondutância desejado é de cerca de 10 mA/V. Para uma fonte de tensão com 1 V e impedância de saída de 75 Ω temos que R_E é igual a 18,832 K, isto é, $R_E = 93,7 \Omega$.

Aproximando-se os valores calculados por valores comerciais e complementando-se o circuito da figura IV.2.1 com um filtro na fonte de alimentação e um capacitor de emissor para altas frequências temos a versão final do circuito transmissor apresentada na figura IV.1.4.c.

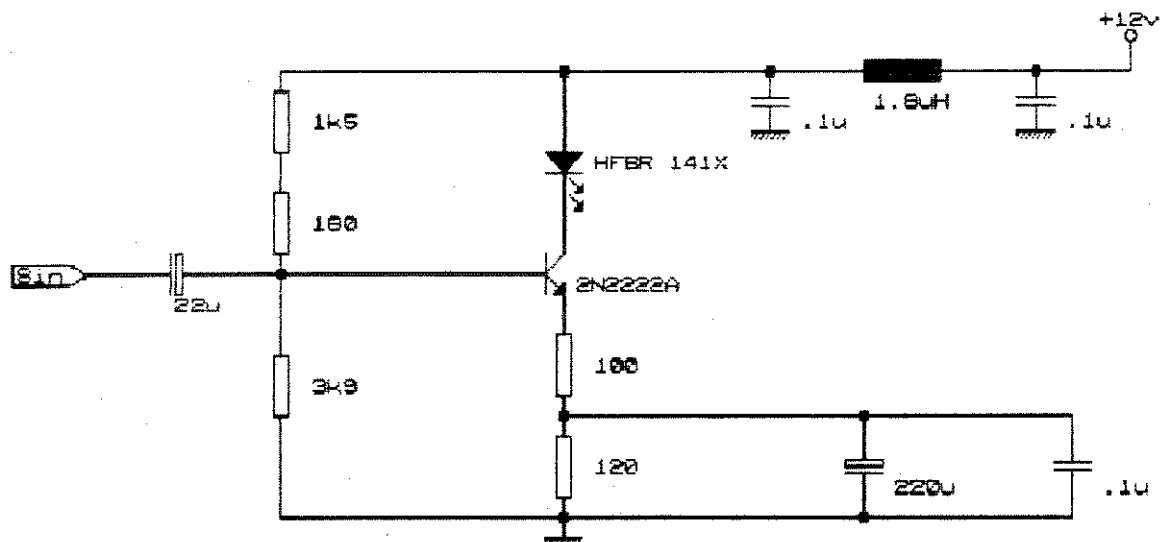


Fig. IV.1.4.c Circuito final do transmissor

Os capacitores C_1 e C_2 foram calculados para que a frequência de corte inferior do sistema esteja abaixo de 10 Hz. Se $(1/2\pi RC) < 10 \text{ Hz} \Rightarrow C_1 = 14 \mu\text{F}$ e $C_2 = 133 \mu\text{F}$.

Calculando-se novamente com os valores comerciais escolhidos se obtém:

$$I_{DC} = 35 \text{ mA}$$

$$G = 9,4 \text{ mA/V}$$

Obs: Para pequenos sinais de entrada ($< 100 \text{ mV}$) é possível se fixar um ganho de transcondutância de 100 mA/V com os seguintes valores para R_{E1} e R_{E2} : $R_{E1} = 10 \Omega$ e $R_{E2} = 180 \Omega + 33 \Omega$ (valores comerciais).

Para a realização de alguns dos ensaios descritos no capítulo V é necessária a variação da corrente quiescente do fotoemissor. Para viabilizar estes ensaios substituímos o resistor de emissor para DC (120Ω) por um resistor variável de zero à 500Ω . Desta forma é possível uma variação da corrente de polarização do led dentro de uma faixa de 5 à 80 mA .

IV.1.5 Implementação do receptor

O circuito do receptor ótico não apresenta maior complexidade uma vez que o pré-amplificador para o fotodetector já está integrado e encapsulado junto ao mesmo. O único complemento ao circuito do fotodetector é um filtro para a fonte de alimentação. O circuito do receptor é descrito na figura IV.1.5.

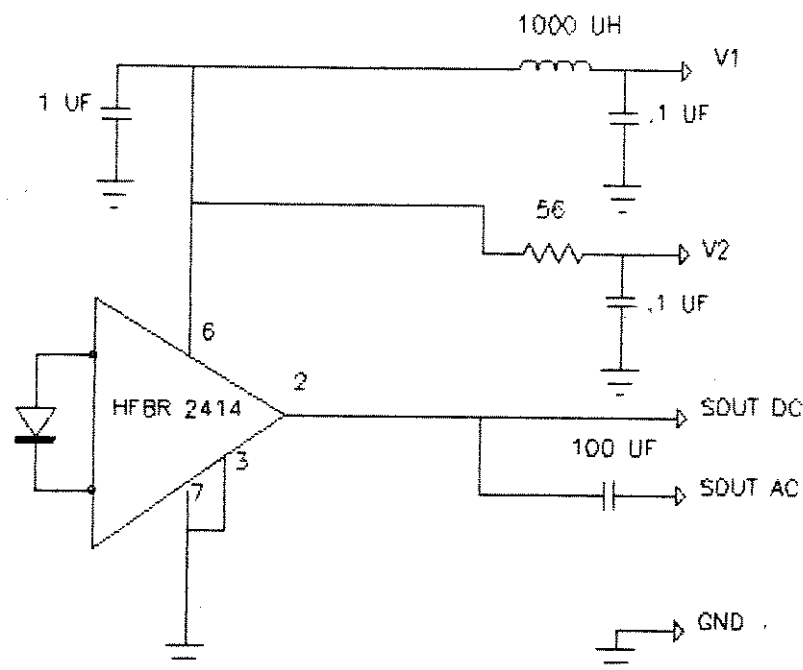


Fig. IV.1.5 Diagrama esquemático do receptor

No circuito do receptor temos duas possíveis entradas de alimentação: V1, com um filtro em π utilizando um indutor e, V2 com um resistor em série, conforme sugestão do fabricante. Também há dois possíveis pontos para a tomada do sinal de saída: $S_{out\ DC}$ para as medidas de polarização e potência ótica média recebida e, $S_{out\ AC}$ para a avaliação do comportamento dinâmico do enlace ótico.

IV.2 Implementação do sistema eletrônico: Transmissor

IV.2.1 Moduladores

A escolha do circuito modulador objetivou determinar uma estrutura que fosse ao mesmo tempo simples, versátil e de bom desempenho. A construção de um modulador utilizando elementos discretos permitiria uma melhor otimização do circuito, porém, a praticidade de implementação fica reduzida devido à necessidade de ajustes e verificações particulares para cada conjunto montado. Considerando-se o exposto, foi realizada uma pesquisa entre os fabricantes de circuitos integrados à fim de avaliar a existência e possibilidade de uso de um circuito analógico mais elaborado e completo que viesse a atender às especificações de projeto e com estrutura adequada para a aplicação proposta. As avaliações de viabilidade dos diversos dispositivos resultaram na opção pelo uso do circuito integrado MC 1374 da Motorola^{41,42}.

O MC 1374 é um circuito integrado desenvolvido para ser utilizado como modulador de televisão. A figura IV.2.1 apresenta um diagrama em blocos do MC 1374.

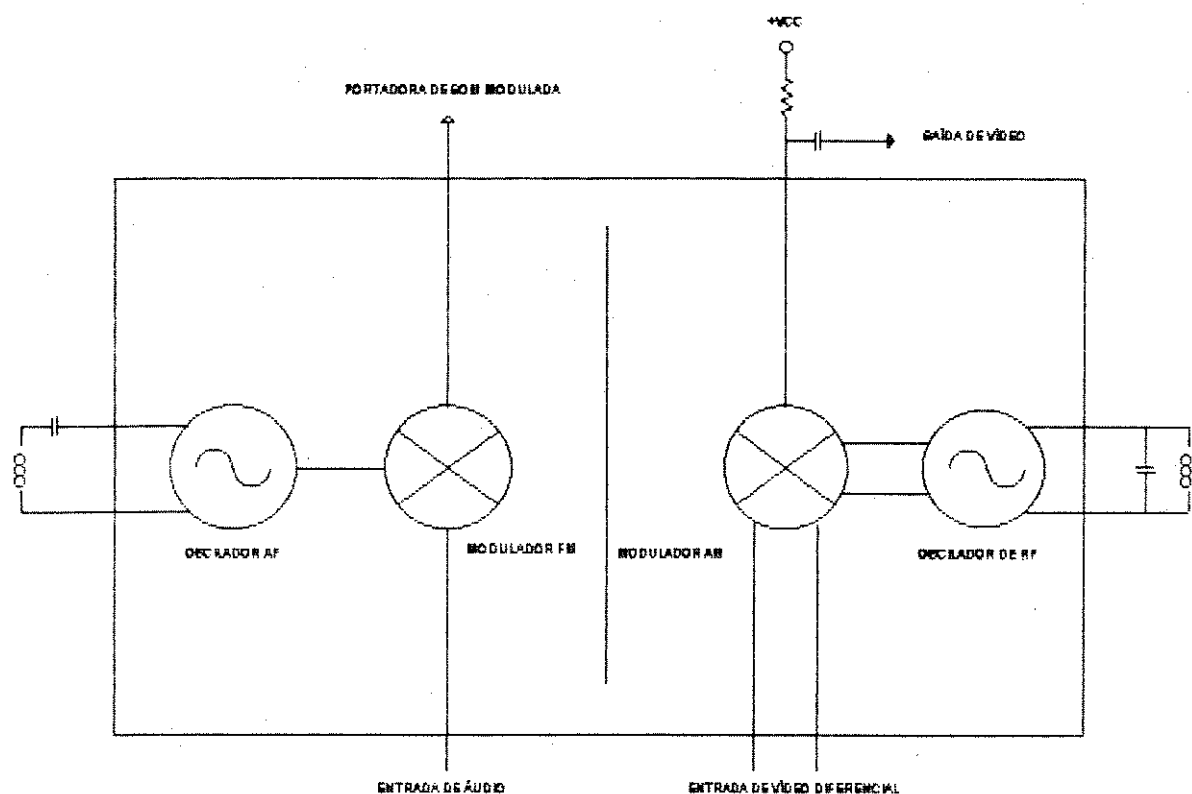


Fig. IV.2.1 Diagrama em blocos do MC 1374

Este circuito integrado está dividido em duas partes funcionalmente independentes que são o sistema de áudio e o sistema de RF. O sistema de áudio consiste de um oscilador para a portadora de som e de um modulador FM de áudio. Já o sistema de RF é composto por um oscilador de RF e um modulador AM com entrada diferencial. As características técnicas principais do MC 1374 estão apresentadas no apêndice 2.

A nossa opção de configuração para o uso do MC 1374 foi um pouco diferente daquela proposta pelo fabricante. O fabricante sugere que se forneçam os sinais de áudio e vídeo, independentemente, ligando às entradas diferenciais do modulador de RF o sinal de vídeo e o sinal resultante da modulação FM do sinal de áudio. Para os nossos experimentos, a fim de simplificarmos a implementação do sistema, optamos por fornecer diretamente ao modulador de RF um sinal de vídeo composto, com banda de 6 MHz, obtido a partir da saída do conversor de FI de um televisor comum. Desta forma, só foi utilizado o sistema de RF do MC 1374, ficando o sistema de áudio disponível para outras aplicações que serão sugeridas posteriormente no item IV.2.5.

O sistema de RF do circuito integrado MC 1374 é composto basicamente de dois blocos: um circuito oscilador de RF e um circuito modulador balanceado de banda lateral dupla e portadora suprimida. A figura IV.2.2 mostra a estrutura principal do sistema de RF do modulador MC 1374. O bloco composto pelos transístores Q1 à Q6 é o do circuito modulador. Os transístores Q7 à Q10 formam o circuito oscilador de RF.

O circuito modulador tem a mesma estrutura do circuito integrado MC 1496 que é um modulador balanceado muito conhecido para aplicações em RF como modulador de amplitude, detetor de AM, misturador e também detetor de fase. O processo de modulação AM consiste basicamente no produto de dois sinais, sendo um deles a portadora e o outro o sinal modulante. No integrado MC 1374 o sinal da portadora é proveniente do oscilador de RF Interno e é ligado às bases dos transístores Q1 à Q4 os quais formam um par diferencial que tem a tensão sobre o resistor R-Carga como sinal de saída. Como o par Q1-Q2 e o par Q3-Q4 têm em série os transístores Q5 e Q6, respectivamente, a corrente no resistor de carga será o produto da tensão do oscilador interno pela tensão diferencial de entrada presente nas bases dos transístores Q5 e Q6.

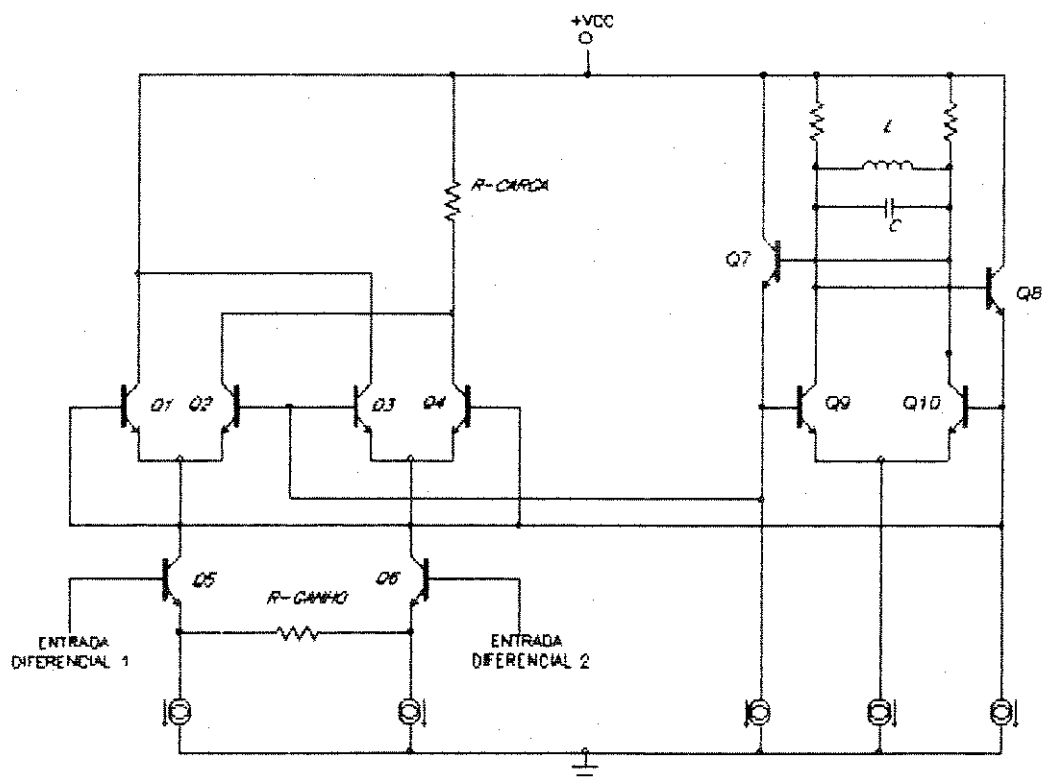


Fig. IV.2.2 Sistema de RF do modulador MC 1374

O resistor R-Ganho determina o ganho de modulação do sistema. Isto é, para a mesma tensão de entrada, quanto menor o valor deste resistor maior será a corrente que desequilibra o par diferencial Q5-Q6, resultando em um acréscimo na tensão de saída sobre o resistor de carga.

O bloco oscilador necessita apenas de um circuito externo LC paralelo ou um cristal e uma polarização adequada para que seja fixada a sua frequência de operação. O fabricante garante o funcionamento do oscilador até frequências de 105 MHz embora nada conste quanto à frequência mínima de trabalho.

O projeto do circuito modulador completo é relativamente simples. Nossa única dificuldade foi na implementação do circuito ressonante com o uso de um cristal para ressonância série. Isto ocorreu devido às exigências de alto fator de mérito e devido ao fato de não termos informações detalhadas à respeito dos indutores comerciais utilizados.

O circuito completo do modulador e a descrição da função de alguns de seus componentes estão apresentados no apêndice 3. A configuração final do circuito desenvolvido resulta em um modulador do tipo AM com banda lateral dupla e portadora suprimida. A opção pela supressão da portadora foi determinada pela exigência de minimização das distorções não lineares que é mais facilmente obtida se a potência do sinal de um determinado canal estiver distribuída igualmente dentro da banda transmitida (o que não ocorre quando existe a transmissão simultânea da portadora por ter esta uma grande componente de potência). Por outro lado, a opção pelo modulador integrado resulta na necessidade de transmissão das duas bandas laterais, o que diminui o número de sinais que se pode transmitir. Entretanto, para a aplicação industrial à que se propõe o sistema desenvolvido, a qual transmitiria apenas dois canais de vídeo, ainda teríamos uma faixa disponível para os outros sinais podendo variar de 5 MHz (nominal) até mais de 30 MHz (medida no protótipo desenvolvido). Além disso, se considerarmos que a banda dos sinais provenientes ou destinados aos sensores é geralmente inferior à algumas de dezenas de quilohertz ou que a taxa máxima à qual o sistema transmite dados digitais é de 100 Kbps, podemos verificar que é possível a transmissão de 15 à mais de 100 sinais simultaneamente, dependendo da faixa disponível.

IV.2.3 Filtro de saída para o modulador

As medidas iniciais de desempenho do modulador mostraram a necessidade de implementação de um filtro de saída para o mesmo. Isto se

deve à dois fatores que deterioraram o desempenho: a presença no sinal de saída de componentes de segunda harmônica e também a presença de componentes do sinal banda base.

Para minimizar estes efeitos de distorção foi implementado um filtro passa faixa passivo simples, que está mostrado na figura IV.2.3 .

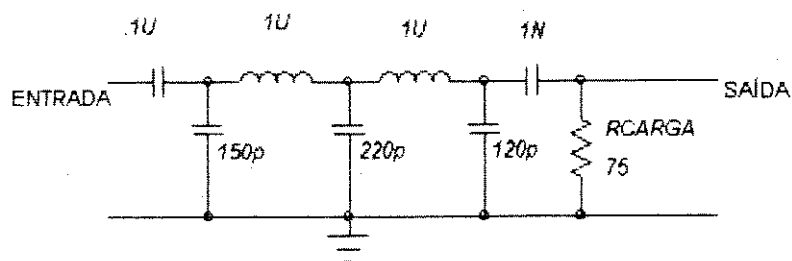


Fig. IV.2.3 Filtro de saída do modulador com faixa de passagem de 10MHz à 22MHz

Os valores mostrados na figura IV.2.3 são para o canal de televisão que foi implementado com um modulador com frequência central de 16 MHz tendo, portanto, uma faixa de passagem que vai de aproximadamente 10 MHz até 22 MHz. No apêndice 4 está apresentado o resultado de uma simulação de resposta em frequência para o circuito acima. A adaptação do filtro apresentado para outras frequências é extremamente simples bastando, para tal, recalcular os valores das capacitâncias e indutâncias na nova frequência central a ser implementada, mantendo-se os valores de impedância atuais.

IV.2.4 Amplificador e filtro banda base

A fim de se garantir a compatibilidade entre o sensor ou sistema que fornece o sinal a ser transmitido e o sistema de multiplexação por fibras óticas foi desenvolvido um bloco para adaptação de impedâncias de entrada e saída bem como com o ganho necessário para se obter a amplitude desejada para o sinal modulante. Além disso, este mesmo bloco realiza uma filtragem do sinal de entrada à fim de garantir a restrição das componentes em frequência deste sinal à banda nominal de passagem do sistema de multiplexação. O amplificador e filtro banda base desenvolvido estão descritos na figura IV.2.4 .

Optamos por utilizar um amplificador integrado com uma larga banda de passagem como é o caso do NE 592, da Motorola⁴³, que é uma versão (compatível pino à pino) mais recente do LM 733. O NE 592 é um amplificador

diferencial de vídeo de dois estágios com frequência de transição de 90 MHz e ganho ajustável. No circuito desenvolvido temos um trimpot de 20 k Ω que permite o ajuste de ganho do amplificador. Se a fonte do sinal for fixa, o que equivale a se ter uma faixa de passagem e um ganho pré-definidos, podemos substituir o trimpot de ajuste de ganho pela rede RL formada por R₂ e L₂ que forma um circuito passa-baixas na frequência de corte necessária.

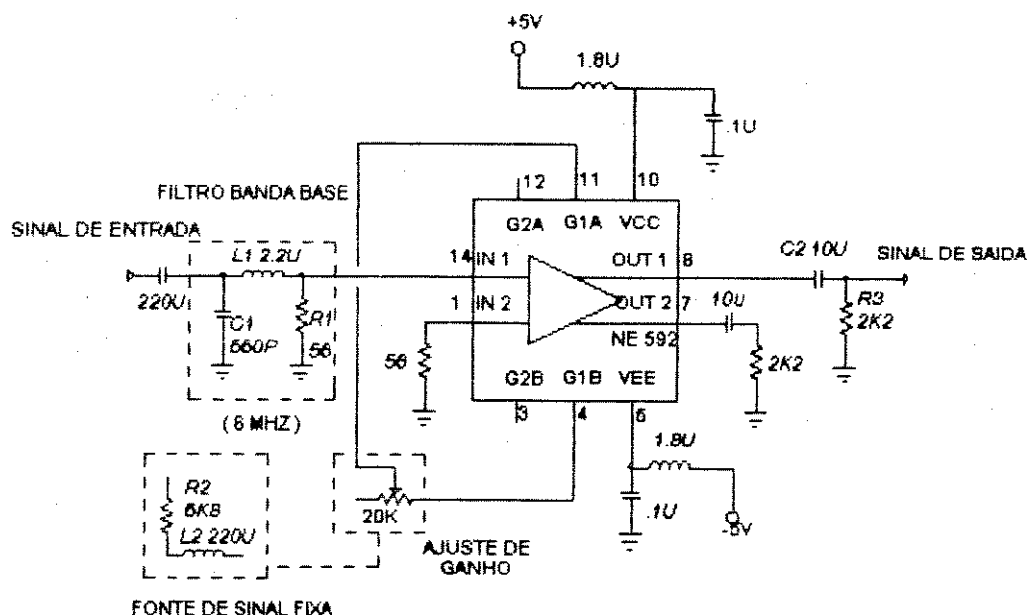


Fig. IV.2.4 Amplificador e filtro banda base

O conjunto C₁, L₁ e R₁, presente na entrada do sinal, forma um circuito passa-baixas com frequência de corte estabelecida em função do tipo de sinal a ser transmitido limitando-o à sua faixa nominal de passagem. Do mesmo modo, o conjunto C₂ e R₃, na saída do amplificador, forma um circuito passa-altas com frequência de corte inferior à 10 Hz que visa desacoplar o nível DC oriundo do NE 592.

IV.2.5 Bloco de entrada para adaptação de sinais digitais e sinais analógicos de faixa estreita

O bloco amplificador descrito no item IV.2.4 tem desempenho adequado somente para sinais de vídeo e sinais de frequências mais elevadas. Entretanto, tal bloco não pode transmitir sinais que tenham componentes de baixa frequência

ou mesmo um nível DC. Uma vez que os sinais provenientes de sensores têm uma grande componente DC, foi necessário que se fizesse uma compatibilização dessas fontes de sinal com as características do sistema de multiplexação desenvolvido. Para tal foi desenvolvido um bloco de adaptação que pode ser utilizado tanto para sinais analógicos de baixa frequência como para sinais digitais. A figura IV.2.5 apresenta o diagrama esquemático do bloco de adaptação desenvolvido.

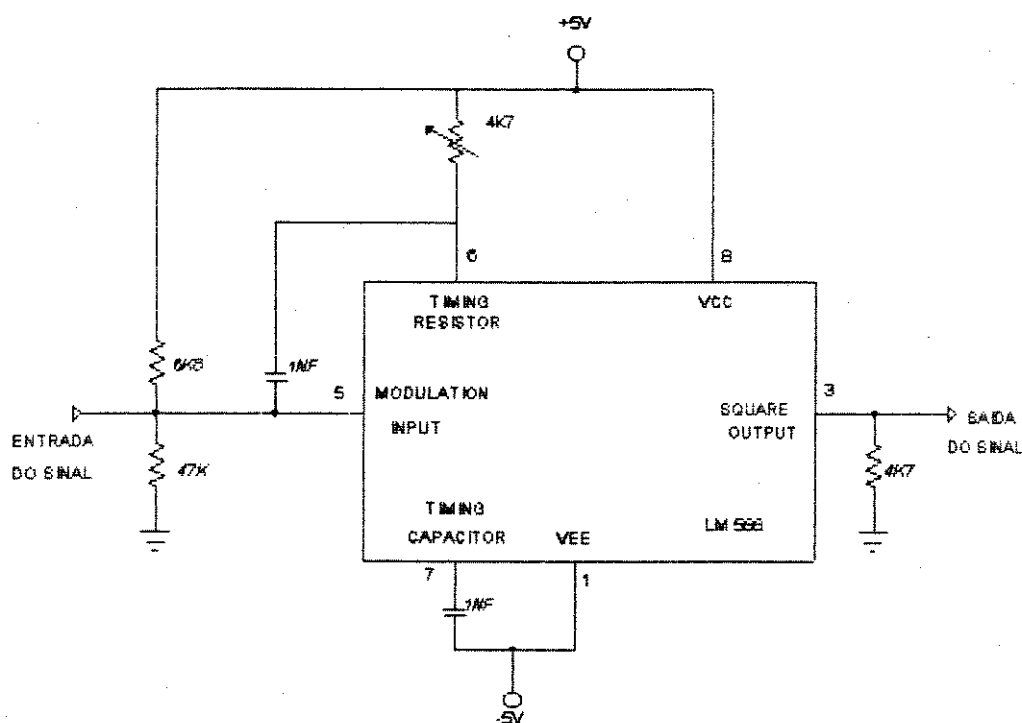


Fig. IV.2.5 Bloco de adaptação para sinais analógicos de baixa frequência

Este bloco consiste de um oscilador controlado por tensão (VCO) que apresenta em sua saída uma forma de onda quadrada cuja frequência depende linearmente da amplitude do sinal de entrada. Com isto, temos uma etapa intermediária de modulação (o sinal de entrada modula em frequência uma portadora definida pelos elementos RC temporizadores) que permite o acoplamento de um sinal com componentes de baixa frequência diretamente ao modulador. É necessário apenas um filtro passa-baixas na saída do bloco à fim de se eliminar as componentes de mais alta frequência que compõem a onda quadrada. Para o circuito apresentado temos a frequência da portadora em 50 KHz e um ganho de modulação de aproximadamente 70 KHz / V .

Uma outra possibilidade para implantação deste bloco seria a de utilizarmos a parte do circuito integrado MC 1374 que faz a modulação FM do sinal de áudio e que não foi utilizada para a construção do protótipo. Neste caso, bastaria que se fixasse uma frequência para o oscilador interno de FM e que os sinais de baixa frequência modulassem esta portadora. Outra vantagem desta opção seria a possibilidade de uso do mesmo modulador destinado à um sinal de vídeo para modular também o sinal de faixa estreita. Para tal, a frequência da portadora do sinal FM deveria ser superior à 6 MHz, fora, portanto, da faixa do sinal de vídeo. Desta forma, o sinal FM poderia ser somado diretamente ao sinal de vídeo banda base através das entradas diferenciais do modulador. A única alteração necessária no restante do sistema seria o deslocamento das frequências de corte superiores dos filtros a fim de permitirem a passagem das novas componentes de frequência que foram acopladas acima da faixa do sinal de vídeo.

IV.2.6 Somador e amplificador de faixa larga

Uma vez que todos os sinais banda base tenham sido modulados é necessário que se faça a soma dos mesmos entre si e também com o sinal banda base do canal de TV. O sinal resultante desta soma deverá, então, ser amplificado para poder ser entregue ao bloco ótico do sistema transmissor. Optamos, para o protótipo desenvolvido, por implementar o somador em conjunto com o amplificador de faixa larga.

O circuito somador pode ser implementado de forma extremamente simples devido ao fato de que todos os circuitos moduladores têm a mesma característica de impedância e de amplitude de saída. Com isto é necessário apenas garantir que as características do sinal banda base sejam as mesmas dos moduladores para que se faça a soma dos sinais simplesmente através de elementos passivos interligados em paralelo. A única desvantagem deste método é a de que o ganho do somador depende do número de sinais agrupados. Isto faz com que seja necessário um ajuste do ganho do circuito amplificador de faixa larga à cada novo canal que seja acoplado para que se possa garantir a amplitude do sinal a ser fornecido para o bloco ótico.

Já o circuito amplificador necessitou de vários ensaios e simulações para que atendesse às exigências de faixa de passagem e ganho necessários. Todavia, conseguimos desenvolver um circuito relativamente simples (apenas um

estágio!) e com bom desempenho. O circuito do somador e do amplificador de faixa larga está apresentado na figura IV.2.6.

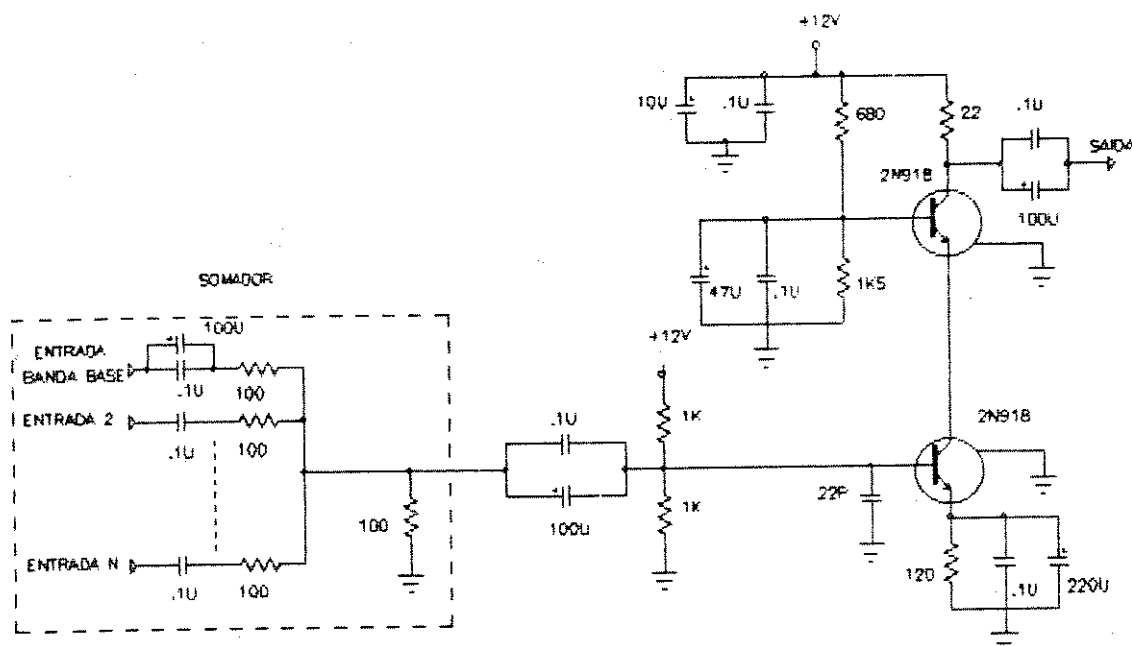


Fig. IV.2.6 Somador e amplificador de faixa larga

IV.3 Implementação do sistema eletrônico: Receptor

A implementação do circuito receptor utiliza-se de vários blocos desenvolvidos para o circuito transmissor adaptando-os às novas exigências de impedâncias de entrada e saída e também de ganho.

O amplificador de faixa larga que segue o bloco ótico é praticamente igual àquele utilizado no circuito transmissor, tendo apenas variações no ganho e na impedância de entrada. Também o circuito distribuidor foi implementado de forma passiva (assim como o somador) consistindo simplesmente de uma rede resistiva acoplada à saída do amplificador de faixa larga.

Uma vez que o processo de demodulação também é efetuado através do produto entre uma senóide com frequência igual à portadora do sinal a ser demodulado e o próprio sinal, o circuito demodulador resultou muito semelhante ao circuito modulador. Assim, os demoduladores foram implementados utilizando-se o mesmo circuito integrado MC 1374 dos moduladores e com uma estrutura praticamente inalterada. Além disso, os demoduladores necessitam de

um filtro passa baixas para a recuperação do sinal banda base original, cortando a fundamental e as componentes do sinal que ocorrem no dobro da frequência da portadora ($2 \omega_0$) devido ao batimento ocorrido.

Finalmente, os circuitos de filtragem e amplificação de saída são os mesmos utilizados na filtragem e adaptação dos sinais analógicos de entrada do circuito transmissor, adaptando-se apenas suas impedâncias e ganhos.

IV.3.1 Bloco de saída para recuperação de sinais analógicos de faixa estreita

O único bloco que foi especialmente desenvolvido para o circuito receptor foi o bloco de saída necessário à recuperação dos sinais analógicos de faixa estreita que sofreram o processo de pré-modulação em FM. A figura IV.3.1 mostra o bloco de saída desenvolvido para adaptação dos sinais de faixa estreita.

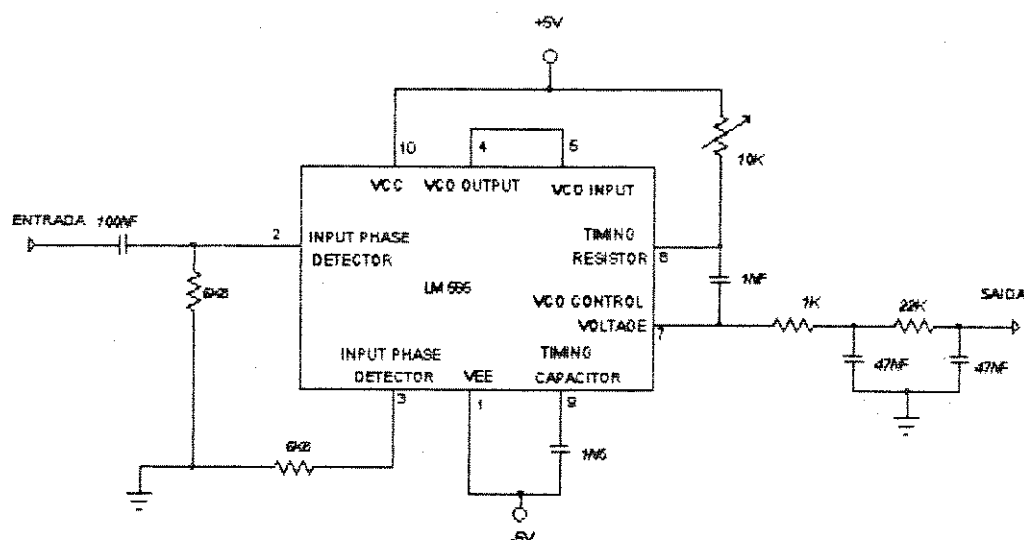


Fig. IV.3.1 Bloco de saída para adaptação de sinais de faixa estreita

Este bloco consiste simplesmente de um circuito PLL implementado com o circuito integrado LM 565 e que tem como saída um sinal analógico cuja amplitude é proporcional ao desvio do sinal de entrada em relação à frequência de oscilação livre do circuito. Os elementos que fixam a frequência de oscilação

são o capacitor de 1n5 farad, ligado ao pino 9, e o resistor variável de 10 K Ω ligado ao pino 5 estando, no caso, ajustado para uma frequência de 50 KHz.

IV.4 Complementos

Para realização dos experimentos e montagem dos protótipos foram montados alguns circuitos complementares.

O bloco ótico do sistema foi montado independentemente, em gabinete próprio, tendo sido necessário para tanto a montagem de uma fonte de tensão com saídas de +5V e +12V.

Os circuitos transmissor e receptor foram montados juntos em um gabinete de metal e, para tal, foi necessária a montagem de uma fonte de tensão simétrica de $\pm 5V$ e $\pm 12 V$.

Além disso, quando da realização das medidas de distorção tivemos alguns problemas oriundos do gerador de sinais utilizado. Apesar do gerador ser de boa qualidade, tendo inclusive saída com amplitude controlada, este gerava harmônicas de segunda ordem com amplitude considerável. Isto impedia a medida acurada do grau de distorção imposto pelo circuito ótico uma vez que a distorção da fonte de sinal era muito superior àquela resultante do sistema sob análise. Para contornar este problema foi necessária a construção de um pequeno filtro ressonante sintonizável que foi inserido entre o gerador de sinais e o bloco ótico permitindo anular a segunda harmônica proveniente desta fonte de sinal.

CAPÍTULO V

CARACTERIZAÇÃO DO PROTÓTIPO

V. CARACTERIZAÇÃO DO PROTÓTIPO

V.1 Caracterização dos fotoelementos

V.1.1 Medidas da corrente direta em função da tensão direta do led

A medida da curva característica de corrente direta em função da tensão direta sobre o diodo emissor de luz permite uma determinação mais precisa do ponto quiescente de funcionamento do dispositivo. A curva de $I_d \times V_d$ para o led HFBR 1412 está apresentada na figura V.1.1 .

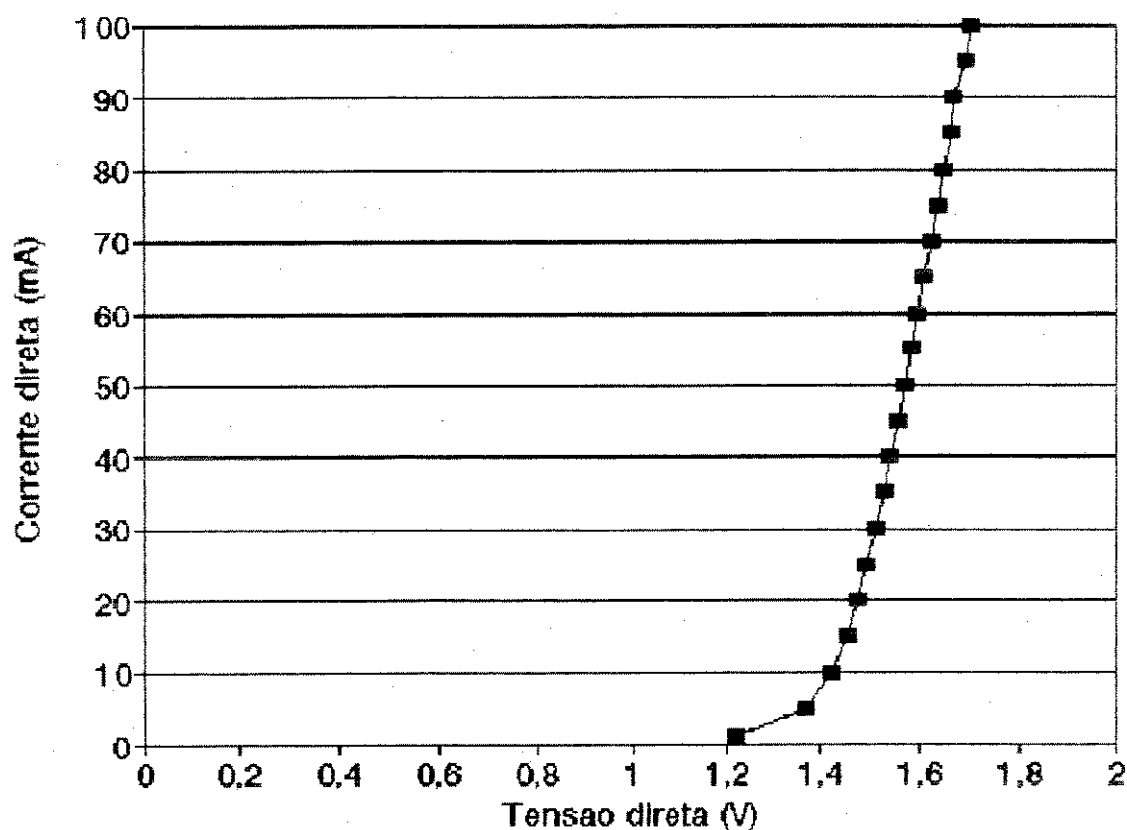


Fig. V.1.1 Corrente direta em função da tensão direta do led HFBR 1412

Pela figura se pode notar que a queda de tensão sobre o led é aproximadamente constante, em torno de 1,6 V, para as correntes de polarização dentro do intervalo dos ensaios de resposta dinâmica do sistema ótico (de 5 a 100 mA).

V.1.2 Medidas da potência ótica emitida em função da corrente direta do led

Foram realizadas medidas da potência ótica emitida pelos transmissores (leds) HFBR 1414 e HFBR 1412 em função da sua corrente direta média. Os gráficos da figura V.1.2 mostram os resultados das medidas.

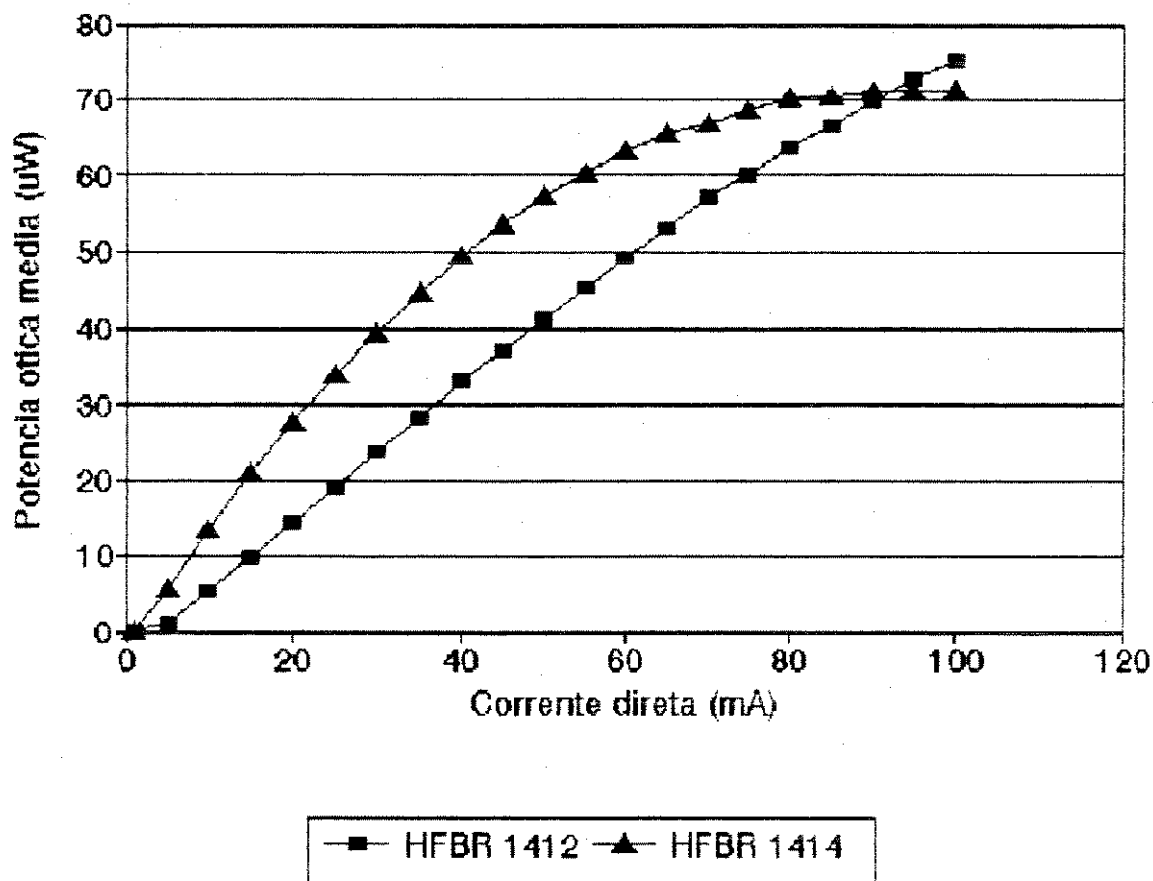


Fig. V.1.2 Potência ótica em função da corrente do LED

As medidas foram realizadas com um medidor de potência ótica da Anritsu modelo ML 9001A, calibrado para o comprimento de onda nominal do fotoemissor (820 nm), com sensor de potência ótica para faixa de 0.38 -1.15 μm (MA 9411A) no extremo de uma fibra de 3 metros com conector ST.

O gráfico mostra um comportamento muito diferenciado para os dois fotoelementos avaliados. O led modelo HFBR 1414 apresenta uma resposta atípica, com linearidade restrita à uma pequena região, entre 10 e 40 mA, enquanto que o modelo HFBR 1412 é linear em toda a faixa de corrente direta permitida. O comportamento do modelo HFBR 1414, de potência mais elevada, não concorda com aquele previsto pelo fabricante. Por isto, o fotoemissor utilizado nos ensaios descritos adiante é o HFBR 1412.

Pelo gráfico do dispositivo HFBR 1412 podemos ver também que o mesmo tem um desempenho muito superior ao valor típico dado pelo fabricante. Por exemplo, a potência ótica de saída típica @ 60 mA é de 25 μW (-16 dBm)

enquanto que a potência medida foi de 49,2 μW (-13 dBm, maior inclusive que a máxima especificada). O HFBR 1414 aproximou-se do valor típico que é de -12 dBm uma vez que o valor medido foi de -12.4 dBm.

V.1.3 Medidas da tensão de saída no receptor em função da potência ótica recebida

A caracterização DC do fotoreceptor com pré-amplificador integrado foi feita através do levantamento da curva da tensão de saída do dispositivo integrado em função da potência ótica recebida. Estas medidas foram realizadas utilizando-se dos resultados obtidos no levantamento anterior da potência ótica emitida pelo led em função da sua corrente direta. Assim, ao medirmos a tensão de saída de receptor sabíamos o valor da potência ótica incidente através da medida da corrente direta do led, na outra extremidade da fibra. A figura V.1.3 mostra os valores medidos.

Pela análise dos valores medidos nota-se a grande linearidade da resposta do circuito receptor em função da potência ótica recebida. Esta característica, de melhor linearidade de resposta dos fotodetetores em relação aos fotoemissores, é encontrada na maioria dos sistemas óticos analógicos.

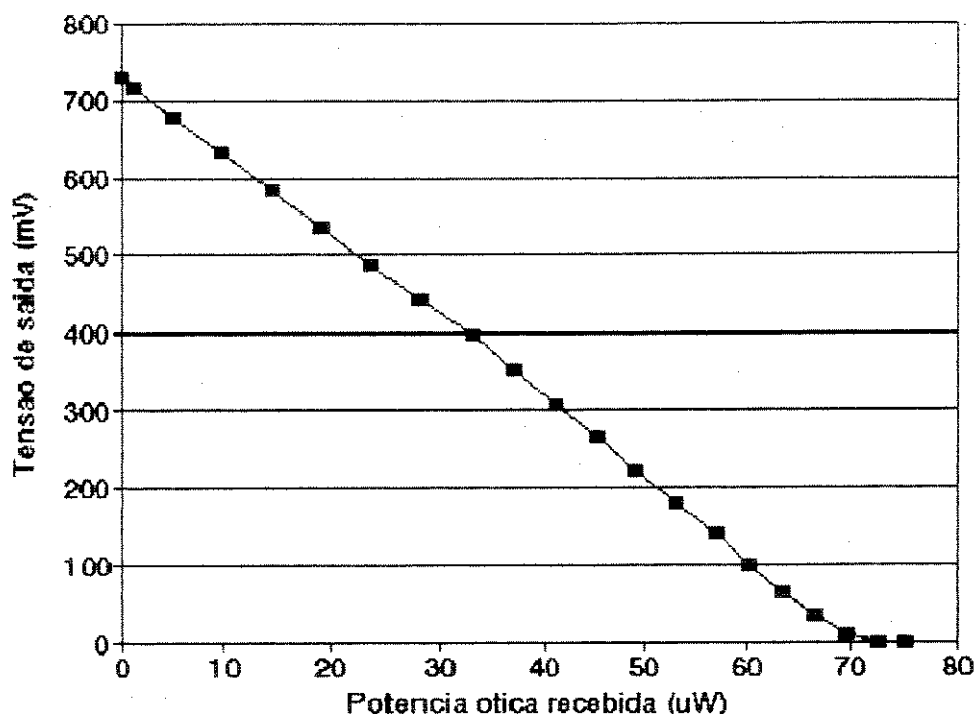


Fig. V.1.3 Tensão de saída receptor em função da potência ótica recebida

V.1.4 Cálculo da responsividade do receptor

Partindo-se das medidas realizadas no item V.1.3 é possível calcular a responsividade do receptor. A responsividade é calculada por:

$$R_P = \frac{V_{ODC} - V_{OUT}}{P_R} \quad \text{onde:}$$

R_P = responsividade (mV/W);

V_{ODC} =nível DC na saída do receptor, sem iluminação (=700 mV);

V_{OUT} =nível DC na saída do receptor com a potência ótica recebida (mV);

P_R = Potência ótica média recebida (mW).

Com os valores medidos para o HFBR 2414 temos:

$$R_P = \frac{700 - 91}{57,3} \rightarrow R_P = 10,63 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

A responsividade calculada é superior ao valor típico definido pelo fabricante ($R_{ptip} = 7 \text{ mV/W}$), mas está dentro das variações previstas ($R_{pmáx}=10,9 \text{ mV/W}$).

V.2 Medidas do sistema ótico

V.2.1 Medidas do ganho DC do enlace ótico

Foram realizadas medidas da tensão de saída do receptor ótico (detetor com amplificador integrado, HFBR 2414) em função da corrente direta dos transmissor HFBR 1412). Os gráficos da figura V.1.5 mostram o resultado das medidas.

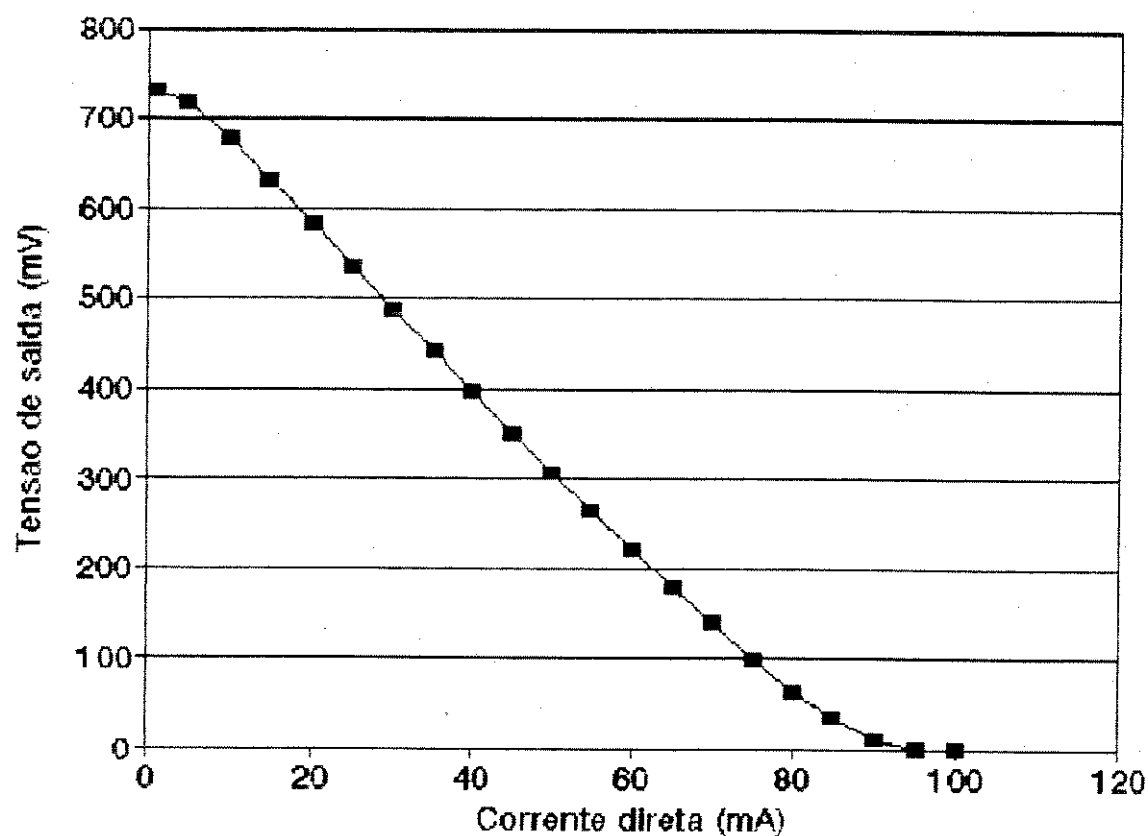


Fig. V.1.5 Tensão no receptor em função da corrente no emissor

V.2.2 Cálculo do ganho de transcondutância DC do sistema ótico

O gráfico da figura V.1.5 mostra a curva de transferência DC para o sistema ótico considerando os efeitos do transmissor e do receptor. O ganho de transcondutância DC para o sistema pode então ser calculado da seguinte forma:

$$G_t \approx \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$

Escolhendo-se dois pontos particulares da curva, por exemplo os de corrente direta igual a 20 e 40 mA, teremos:

$$G_t \approx \frac{396 - 583}{40 - 20} = -9,35 \frac{mV}{mA}$$

V.2.3 Resposta em frequência do sistema

V.2.3.1 Ganho

A figura V.2.3.1.a apresenta o gráfico do ganho de tensão do sistema ótico em função da frequência do sinal de entrada.

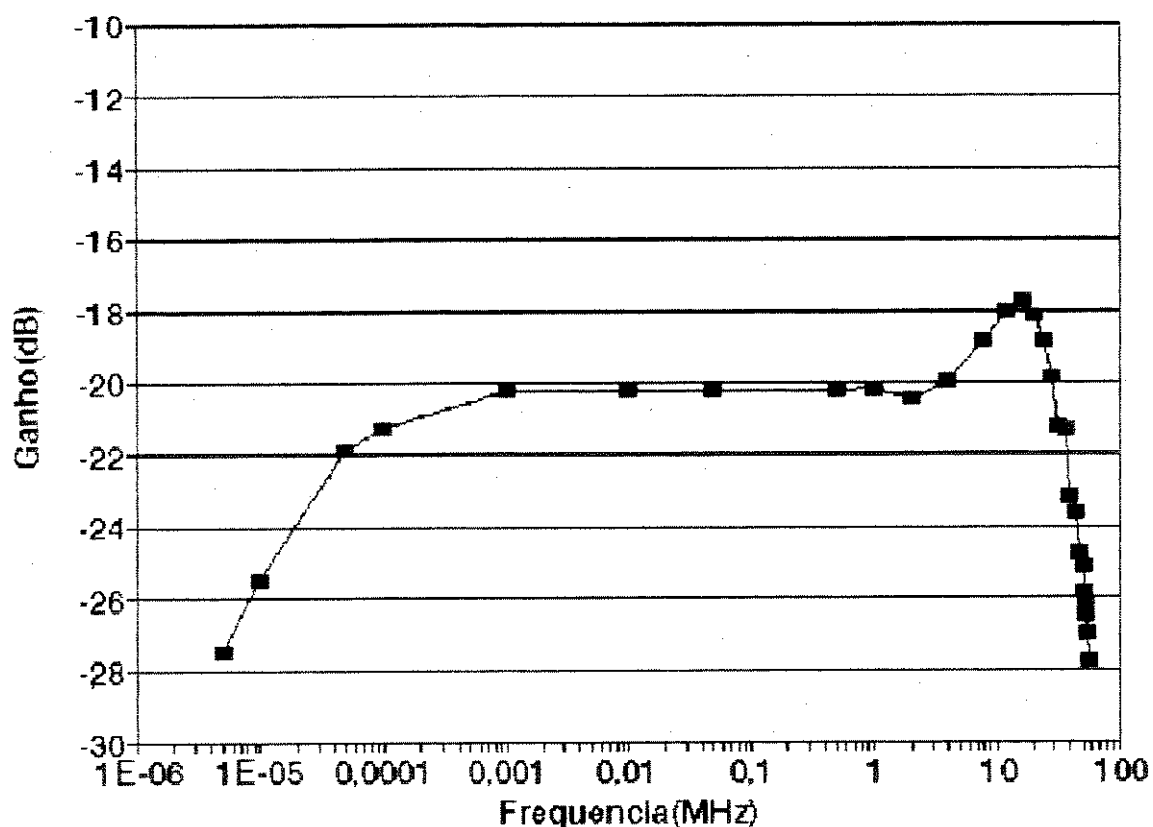


Fig. V.2.3.1.a Ganho de tensão do sistema ótico em função da frequência do sinal de entrada

Podemos verificar pelo gráfico que o ganho do sistema é aproximadamente constante e igual à -20 dB dentro da faixa de passagem do sistema, à exceção de um aumento de cerca de 2 dB no extremo superior da faixa de passagem. Este aumento não ocorre por influência do circuito projetado mas pode ser uma compensação interna do pré-amplificador realizada pelo fabricante à fim de atingir a faixa nominal de resposta do sistema que é de

25.MHZ. A figura V.2.3.1b mostra em detalhes a resposta do sistema para frequências mais altas.

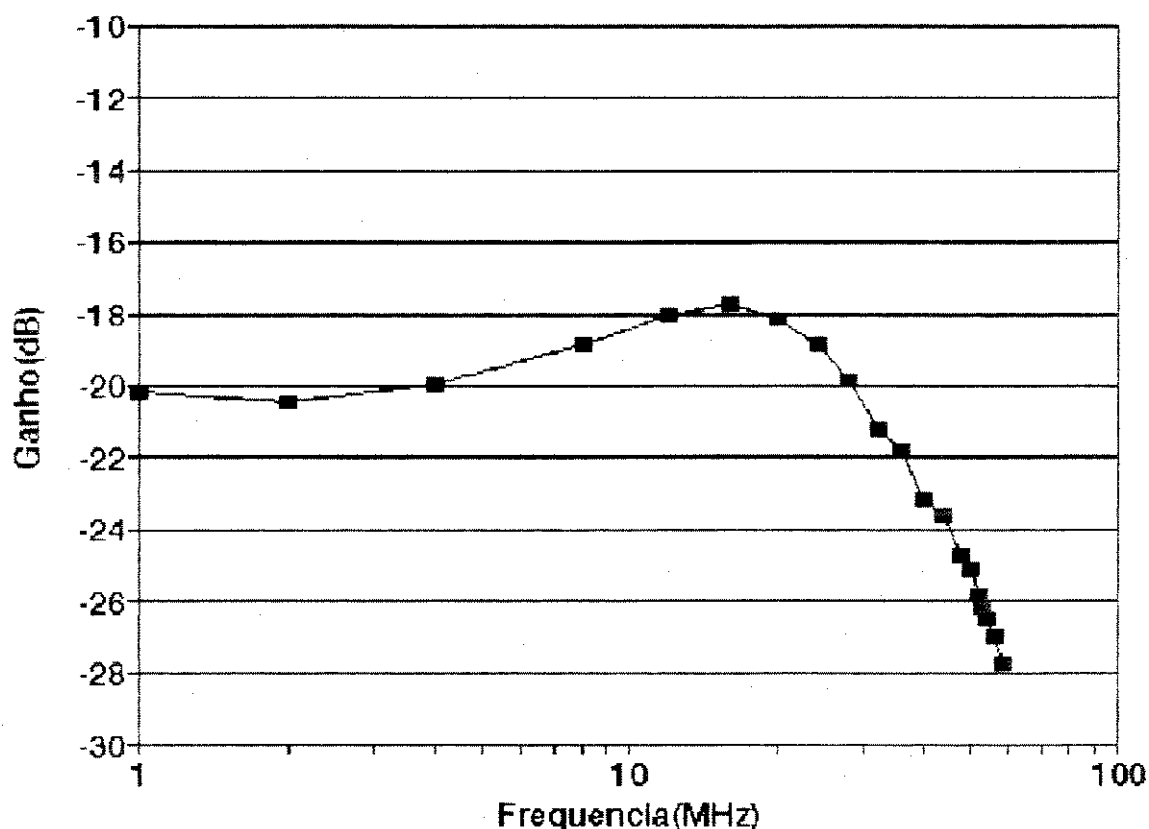


Fig. V.2.3.1.b Detalhe da resposta em frequência para a faixa superior de passagem

A variação de ganho máxima, dentro da faixa de passagem, para um sinal de banda menor ou igual a 6 MHz é menor que 1 dB. Isto atende às exigências de distorção linear mínima para sinais de televisão³⁹ que são de $\pm 0,8$ dB (máxima) ($\pm 10\%$).

Pela figura V.2.3.1.a podemos ver também que a faixa de passagem do sistema ótico é de 10 Hz até cerca de 52 MHz. A necessidade de uma frequência inferior de corte tão baixa é devida ao fato de termos um canal de televisão sendo transmitido em banda base. Como a banda de passagem de um sinal de vídeo composto deve estar entre 10 Hz e 6 MHz, esta exigência também é transferida para o sistema ótico.

V.2.3.2 Fase

A figura V.2.3.2 apresenta o gráfico do deslocamento de fase em função da frequência para o sistema ótico desenvolvido.

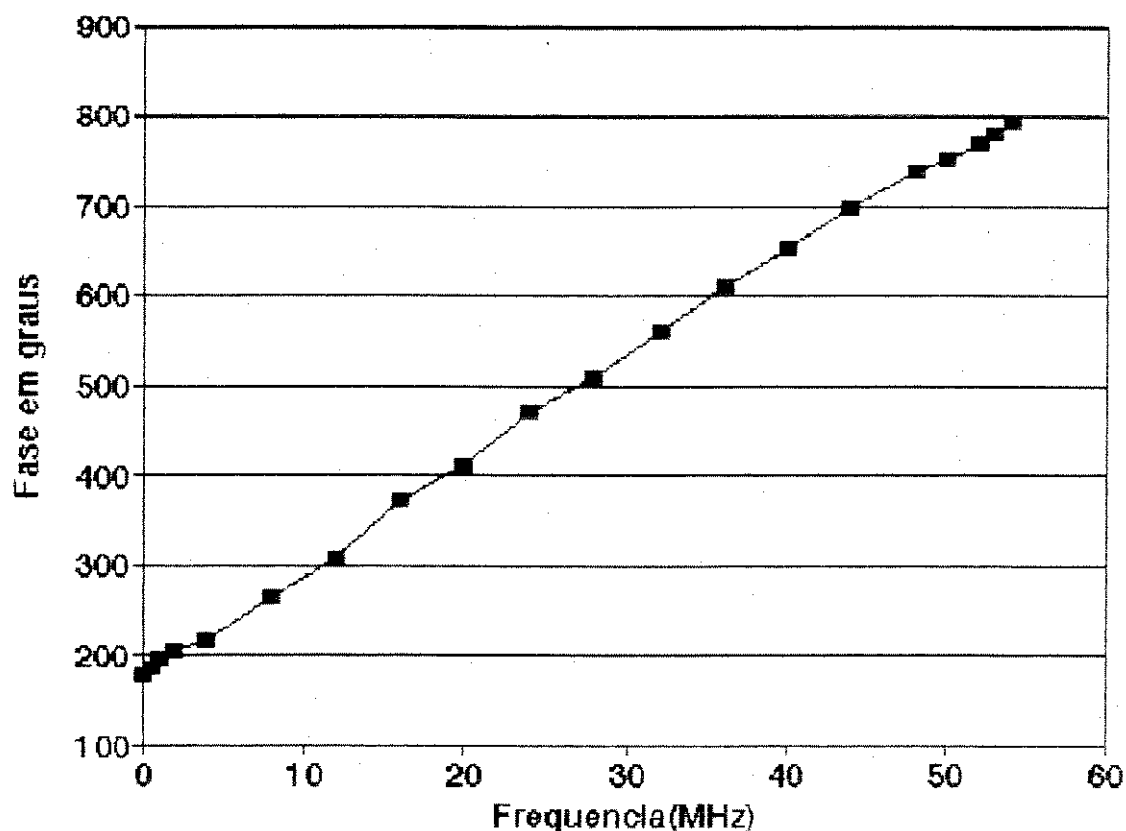


Fig. V.2.3.2 Deslocamento de fase em função da frequência para o sistema ótico

O gráfico mostra um comportamento praticamente linear em função da frequência do sinal de entrada adequando-se perfeitamente às exigências de desempenho necessárias para a transmissão de sinais analógicos.

V.2.4 Medidas de ruído

Conforme havíamos estimado no capítulo II, o comportamento do ruído é aproximadamente constante tanto em função da potência ótica média recebida como em função da frequência.

Este comportamento constante ocorre por estarmos fazendo medidas na saída do circuito pré-amplificador do fotodiodo. Neste caso, o ruído medido é fundamentalmente de origem térmica, proveniente do amplificador². A figura V.2.4.a apresenta o gráfico da potência média do ruído na saída do sistema ótico em função da potência média recebida. Todas as medidas de ruído, bem como as medidas de distorção harmônica foram realizadas com um osciloscópio digital da Le Croy, modelo 9450 A. Este equipamento apresenta facilidades de operação sobre os sinais amostrados de forma a se obter, entre outros, o seu espectro em frequência (FFT). As medidas de ruído em função da frequência foram obtidas utilizando-se destas facilidades.

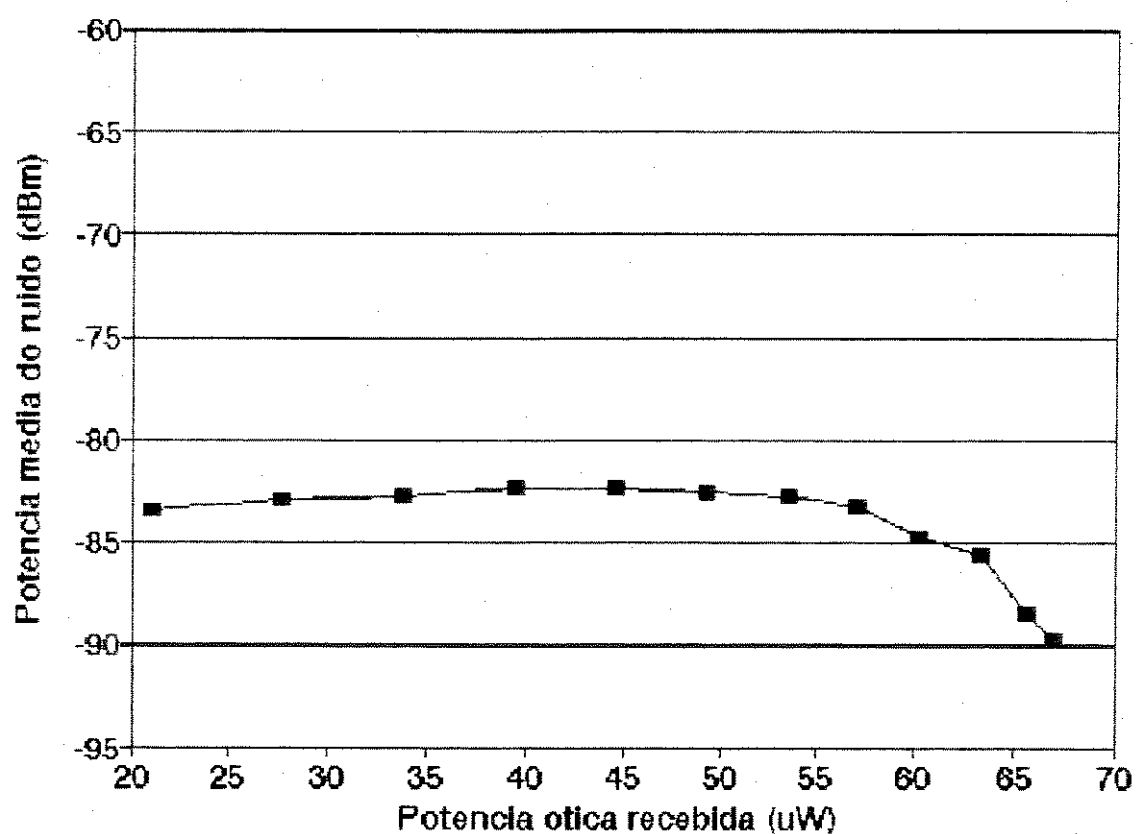


Fig. V.2.4.a Potência média do ruído em função da potência ótica recebida

Para a obtenção dos valores deste ensaio, medimos a tensão na saída do receptor acoplado à uma carga resistiva de 20 Ω . A avaliação da potência ótica recebida foi através da medição da corrente direta do fotoemissor.

Podemos notar na figura V.2.4.a que o nível médio da potência de ruído é praticamente constante dentro da faixa dinâmica de potência ótica recebida para o receptor. Apenas quando nos aproximamos da máxima potência ótica que o receptor pode receber é que o nível de ruído cai. Isto ocorre, provavelmente, devido à saturação do circuito pré-amplificador (constatada na figura V.1.3).

Também o comportamento do ruído em função da frequência é plano, estando o mesmo descrito na figura V.2.4.b. Nesta figura estão apresentadas as curvas com a potência dos sinais de entrada e saída, a potência do ruído e a relação portadora ruído obtida (CNR = Carrier to Noise Rate).

Caso as distorções não lineares, medidas à seguir, apresentassem componentes com potências inferiores ao nível de ruído a curva da relação portadora ruído (marcas em quadrados vazios na figura anterior) estaria fixando o desempenho máximo do sistema. Neste caso teríamos um excelente desempenho, com uma relação portadora ruído média em torno de 60 dB, muito acima dos 45 dB necessários para a transmissão de sinais de televisão^{44,19,39} pelo padrão CCIR, ou 42 dB pelo padrão NCTA.

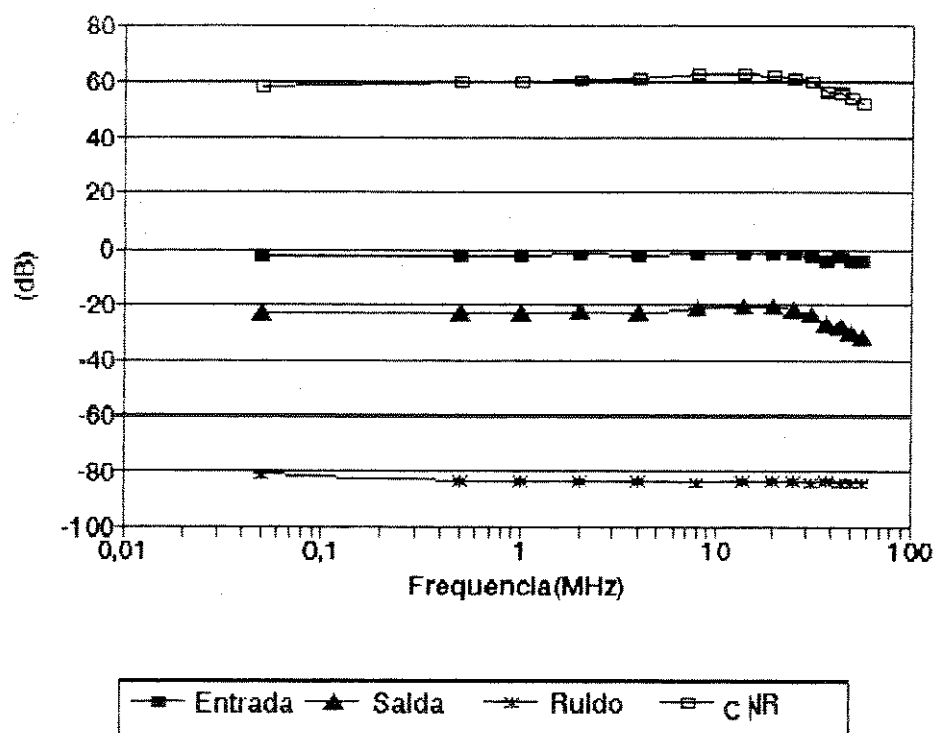


Fig. V.2.4.b Potências dos sinais de entrada, saída e ruído e relação portadora ruído em função da frequência

V.2.5 Medidas de distorções não lineares

Os efeitos de distorção não linear têm uma característica de independência em relação à frequência do sinal avaliado. Isto é, para qualquer frequência fixa na entrada do sistema ótico notamos que a relação entre a potência da fundamental e a potência da segunda harmônica, por exemplo, é aproximadamente constante (desde que a segunda harmônica esteja dentro da faixa de passagem). Portanto, os aspectos mais importantes na avaliação do desempenho do sistema em relação às distorções não lineares passam a ser a amplitude do sinal de entrada e o ponto quiescente do fotoemissor.

A amplitude do sinal de entrada tem influência direta na potência da segunda harmônica³⁵. Isto é, quanto maior a amplitude do sinal de entrada tanto maior é a distorção harmônica gerada. Isto ocorre em todo o sistema cuja função de transferência não seja perfeitamente linear. As medidas da relação entre a potência da fundamental e a potência da segunda harmônica (Carrier to Second Harmonic Distortion Rate) mostraram que amplitudes do sinal de entrada da ordem de 500 mVpp à 1 Vpp apresentam valores muito baixos (respectivamente de 45 dB à 32 dB), inadequados para sinais de televisão³⁹. Entretanto, para amplitudes mais baixas do sinal de entrada, de 200 mVpp à 100 mVpp, a potência da segunda harmônica fica abaixo do nível de ruído obtendo-se, portanto, relações portadora-segunda harmônica maiores que 50 dB.

Por outro lado, o ponto quiescente de funcionamento do fotoemissor influencia o desempenho do sistema por fixar uma região da curva de transferência em torno da qual a corrente direta irá variar. Como a curva não é linear e, conforme caracterizado no gráfico da figura V.1.5, tem variações diferenciadas da sua derivada dependendo do ponto escolhido, algumas regiões irão impor maior distorção ao sinal transmitido do que outras.

Para determinação do ponto ótimo de funcionamento do sistema ótico utilizamos a seguinte metodologia:

- a) Consideramos as distorções não lineares como componentes de ruído;
- b) Para cada ponto quiescente dentro da faixa possível de variação do sistema aumentamos a tensão de entrada até que a potência da segunda harmônica estivesse ligeiramente abaixo do nível de ruído⁴⁵;

c) Medimos o nível de ruído para este ponto quiescente;

d) Calculamos a relação portadora-ruído neste ponto e também o valor da margem de potência disponível tomando como parâmetro a relação portadora-ruído mínima para sinais de televisão (45 dB);

e) Calculamos, complementando, a máxima distância possível para o enlace no ponto quiescente sob análise.

Com esta metodologia levamos em consideração simultaneamente os efeitos de ruído e distorção não linear e avallamos em que ponto quiescente este compromisso atinge o melhor desempenho.

A figura V.2.5.a mostra a curva da máxima potência da fundamental para que a segunda harmônica fique abaixo do nível de ruído e, também, a curva da potência de ruído para vários pontos quiescentes do sistema ótico de transmissão.

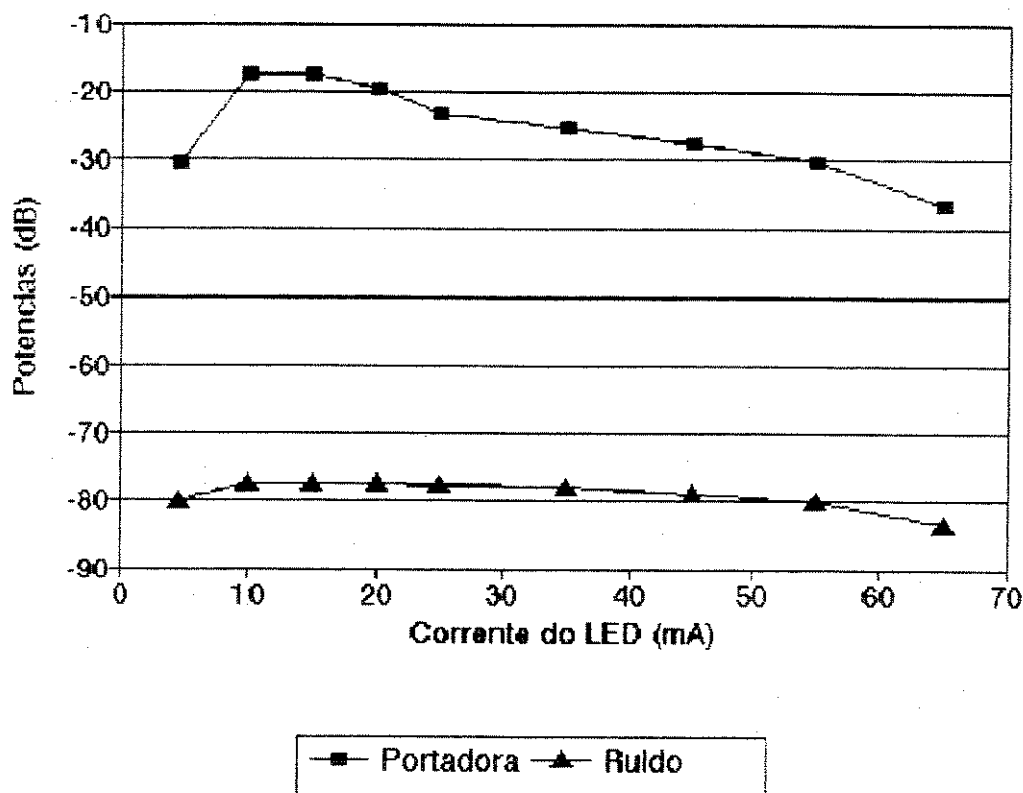


Fig. V.2.5.a Potência do ruído e potência máxima da portadora para segunda harmônica menor que ruído médio em função da corrente quiescente do led

A figura V.2.5.b apresenta a curva da relação portadora ruído em função da corrente quiescente do led e da margem de potência para sinais de televisão.

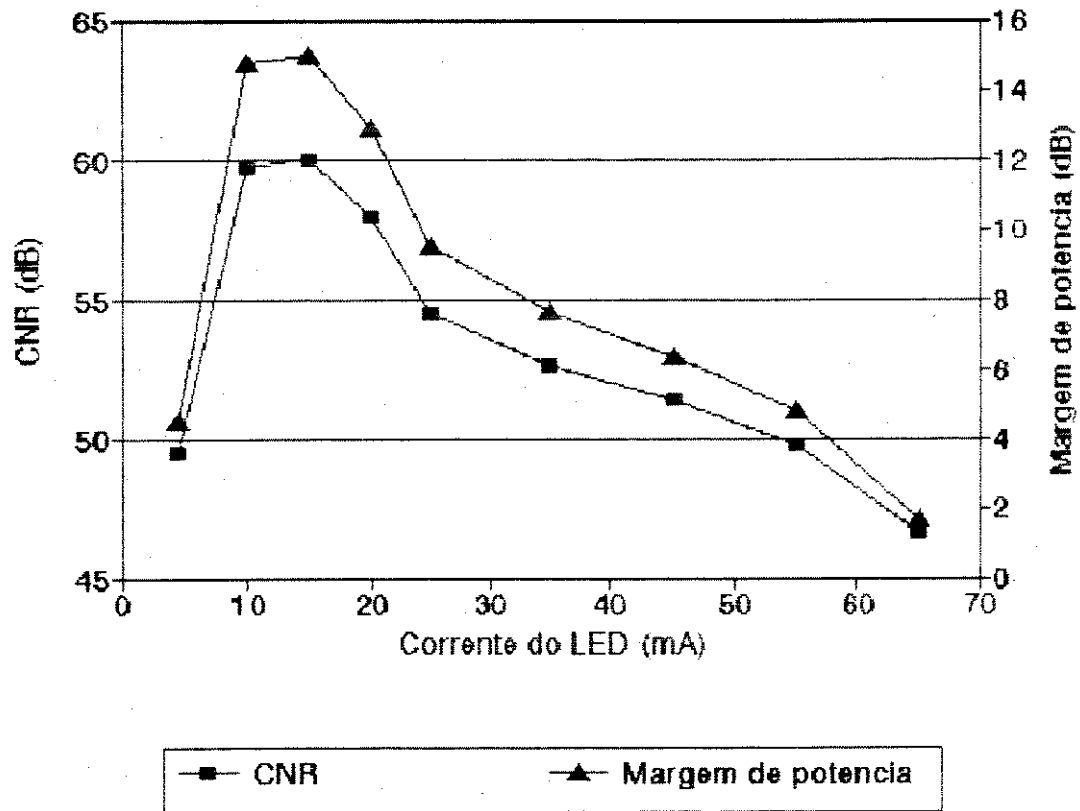


Fig. V.2.5.b Relação portadora-ruído e margem de potência em função da corrente quiescente do led

Finalmente, a figura V.2.5.c mostra a máxima distância do enlace em função da corrente quiescente do led.

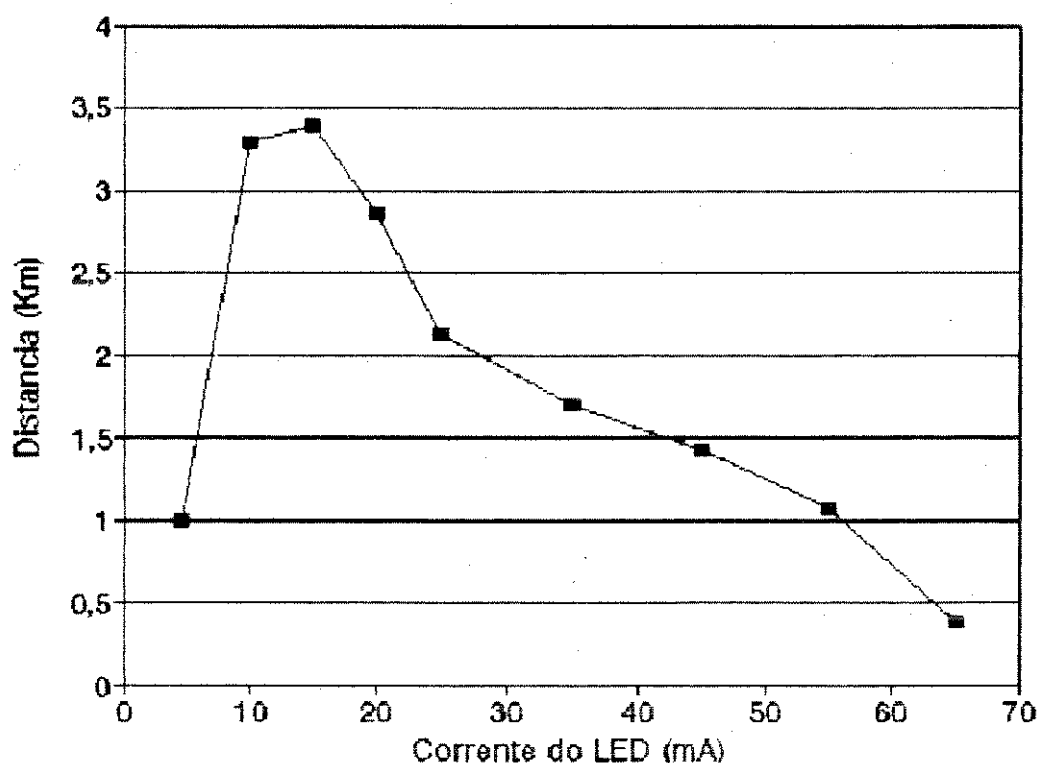


Fig. V.2.5.c Máxima distância do enlace em função do ponto quiescente do led

Os resultados descritos na curva de potência máxima da portadora para que a segunda harmônica fique abaixo do nível de ruído da figura V.2.5.a concordam com uma análise da curva de transferência do sistema ótico apresentada da figura V.1.5 . Uma rápida avaliação da curva da tensão de saída em função da corrente direta do led indica que sua região mais linear parece ser aquela no entorno do ponto de 20 mA. As medidas de distorção confirmam este ponto como sendo o de menor distorção de segunda ordem ou, de outra forma, o que permite a maior amplitude do sinal de entrada sem que a potência da segunda harmônica ultrapasse o nível médio de ruído.

V.2.6 Determinação do ponto ótimo de polarização do fotoemissor

A determinação do ponto ótimo de polarização do fotoemissor é feita através da confrontação entre os resultados das medidas de distorção, apresentados na figura V.2.5.c anterior, e a limitação de distância imposta pela

potência mínima necessária tomando-se como referência a sensibilidade do fotoreceptor.

Utilizando-se os dados da potência ótica média acoplada à fibra que foram medidos no item V.1.2 podemos calcular a máxima distância do enlace como segue:

$$d(I_F) = \frac{P_{dBm}(I_F) - (S + MS)}{A}, \text{ onde}$$

- d = distância do enlace (km)
- I_F = corrente direta do LED (mA)
- P_{dBm} = potência ótica acoplada na fibra -1 dB (conector receptor) (dBm)
- S = sensibilidade do fotoreceptor (dBm)
- MS = margem de segurança (1 dB)
- A = atenuação (dB/km)

Os valores da potência ótica em dBm também podem ser estimados a partir da curva de potência relativa fornecida pelo fabricante. A aproximação desta curva por uma função linear da corrente do led resulta, tomando como referência a potência de 49 μ W medida para I_F de 60 mA, em:

$$P_{dBm}(I_F) = 10 \log_{10}(8,5 \cdot 10^{-4} I_F - 2,0 \cdot 10^{-3})$$

A distância máxima de enlace para o sistema utilizado fica dada então por:

$$d(I_F) = \frac{[10 \log_{10}(8,5 \cdot 10^{-4} I_F - 2,0 \cdot 10^{-3})] - 32}{4,5}$$

A figura V.2.6 mostra os gráficos da máxima distância para o enlace considerando-se as limitações por distorções e as limitações de potência mínima necessária, ambos em função da corrente direta de polarização do led. As curvas de distância máxima limitadas pela sensibilidade do receptor foram plotadas tomando-se os valores medidos para o sistema construído e também supondo-se o caso de um sistema típico conforme dados do fabricante.

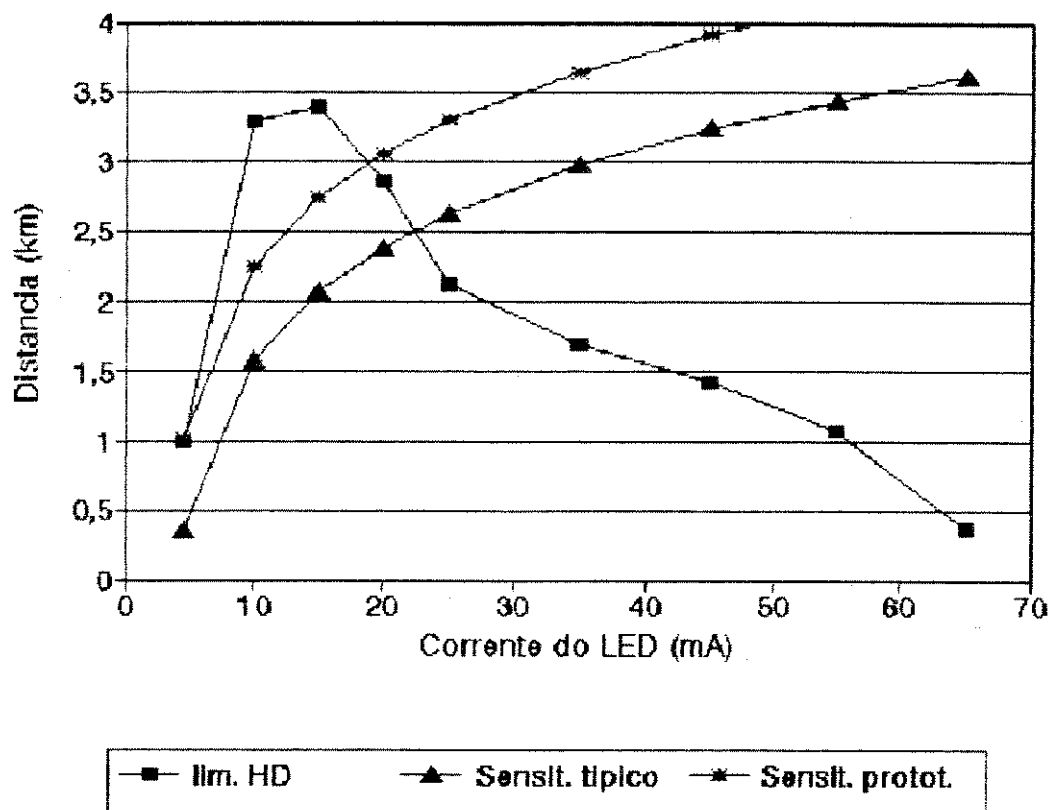


Fig. V.2.6 Determinação do ponto ótimo de polarização do led

Na figura anterior reconhecemos o ponto ótimo de polarização do diodo led como sendo aquele na intersecção das curvas de distância máxima limitada pela distorção e de distância máxima limitada pela sensibilidade do fotoreceptor. Para o protótipo desenvolvido o ponto ótimo situa-se em torno de 18 mA de corrente direta resultando em uma distância máxima para o enlace de cerca de 3 km. Já para um dispositivo com as características típicas, conforme o fabricante, o desempenho é ligeiramente inferior, tendo seu ponto ótimo de polarização em aproximadamente 23 mA e atingindo uma distância máxima de enlace de 2,5 km.

V.3 Medidas do sistema eletrônico

V.3.1 Caracterização do amplificador e filtro banda base

O amplificador para os sinais banda base de faixa larga que foi descrito no

Item IV.2.4 foi utilizado tanto para o condicionamento dos sinais de entrada como para os sinais de saída do sistema desenvolvido. A figura V.3.1 mostra a resposta em frequência para o conjunto amplificador e filtro banda base desenvolvidos.

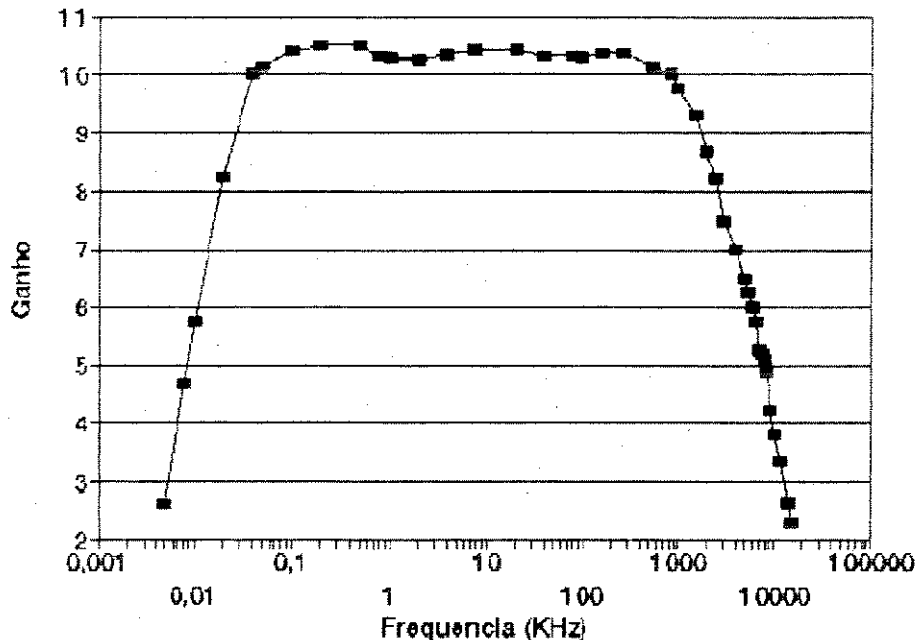


Fig. V.3.1 Resposta em frequência do amplificador e do filtro banda base

Para o ensaio da figura V.3.1 o amplificador estava ajustado para um ganho de aproximadamente 10 dB ao longo da faixa de passagem. O filtro projetado apresentou um bom desempenho definindo a faixa de passagem entre cerca de 8 Hz até aproximadamente 6 MHz.

V.3.2 Caracterização do amplificador de faixa larga

O amplificador de faixa larga é aquele que adequa a amplitude dos sinais multiplexados para fornecê-los ao bloco ótico. Este amplificador também é utilizado no sistema demultiplexador para permitir a distribuição dos sinais provenientes do receptor ótico aos diversos demoduladores. Em ambos os casos, transmissor e receptor, o amplificador necessita fornecer um ganho médio de cerca de 15 à 20 dB numa faixa que vai de alguns hertz até a frequência mais

alta do último canal multiplexado a qual estará, em geral, próxima à frequência de corte do sistema ótico. A figura V.3.2 mostra a resposta em frequência medida para o amplificador desenvolvido e que foi descrito no Item IV.2.6.

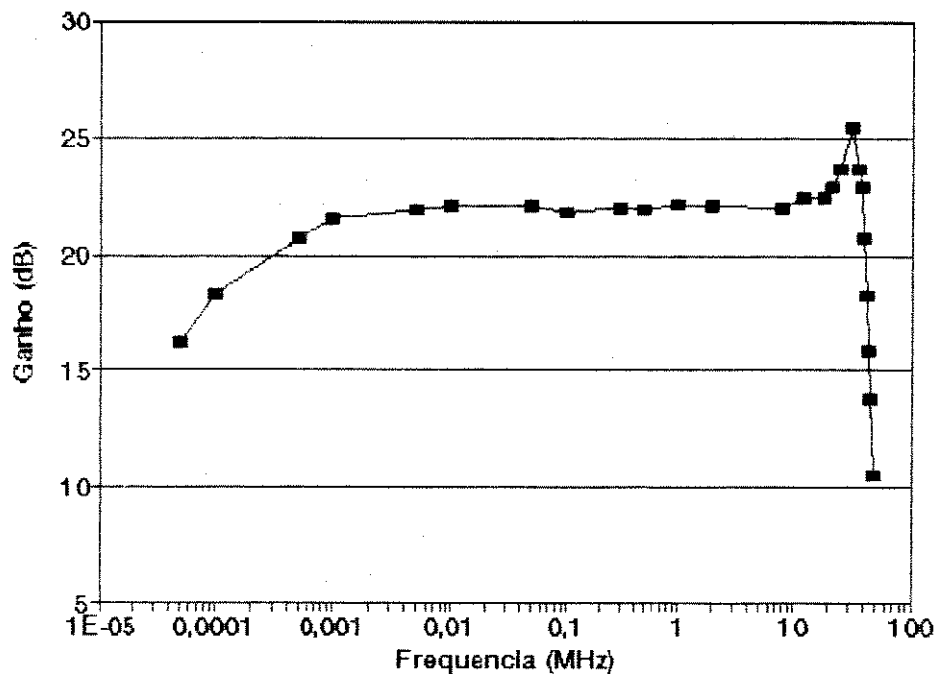


Fig. V.3.2 Resposta em frequência do amplificador de faixa larga

Para o caso do ensaio que gerou a figura V.3.2 o amplificador estava ajustado para um ganho de cerca de 22 dB apresentando, nestas circunstâncias, uma faixa de passagem que vai de aproximadamente 10 Hz até 42 MHz.

O amplificador desenvolvido atendeu facilmente à exigência de faixa fixada para o caso de um sistema ótico com faixa igual ao valor típico dado pelo fabricante, que é de 25 MHz. Entretanto, para o sistema ótico desenvolvido, obtivemos uma faixa muito superior, de cerca de 52 MHz. Neste caso, a frequência de corte do amplificador estaria abaixo da frequência de corte do sistema ótico. Ainda assim, o amplificador de faixa larga desenvolvido permitiu a caracterização completa do sistema uma vez que foram multiplexados apenas dois canais de televisão, um sinal analógico e um sinal digital de faixa estreita, resultando em uma faixa de frequências de apenas 25 MHz (faixa nominal do sistema ótico).

V.3.3 Caracterização do circuito modulador

Depois do sistema ótico o circuito modulador é o bloco mais importante do sistema desenvolvido. Isto devido às exigências de desempenho associadas à este bloco. Um modulador com desempenho adequado deverá ter características de ruído e distorção pelo menos ligeiramente superiores ao bloco ótico desenvolvido e caracterizado. Somente se isto ocorrer é que se pode garantir a qualidade do sinal recuperado.

Os principais elementos limitantes do desempenho do circuito modulador são: ruído, distorção harmônica de segunda ordem e as componentes em banda base. Na avaliação do modulador desenvolvido foi medida também a rejeição da portadora, isto é, a relação de potência entre o sinal modulado e a porção da portadora ainda presente na saída do modulador. Este não é um parâmetro limitante do desempenho do modulador devido ao fato de que a presença da portadora não gera distorção no sinal demodulado. Nossa opção por um sistema de modulação com portadora suprimida foi apenas para evitar uma grande concentração de potência sobre uma única componente em frequência. Portanto, se a potência da portadora ficar bem abaixo da potência do sinal modulado consideraremos que o modulador apresenta um desempenho adequado.

A figura V.3.3.a apresenta as medidas da faixa de modulação, isto é, do ganho de modulação em função da frequência do sinal modulante. Também nesta figura estão as medidas referentes à potência da portadora e do ruído. Note que a potência da portadora é consideravelmente menor que a do sinal modulado (cerca de 25 dB menor) sendo portanto negligenciável.

A potência do ruído, por sua vez, também é muito pequena e vale, em média, -85 dBm.

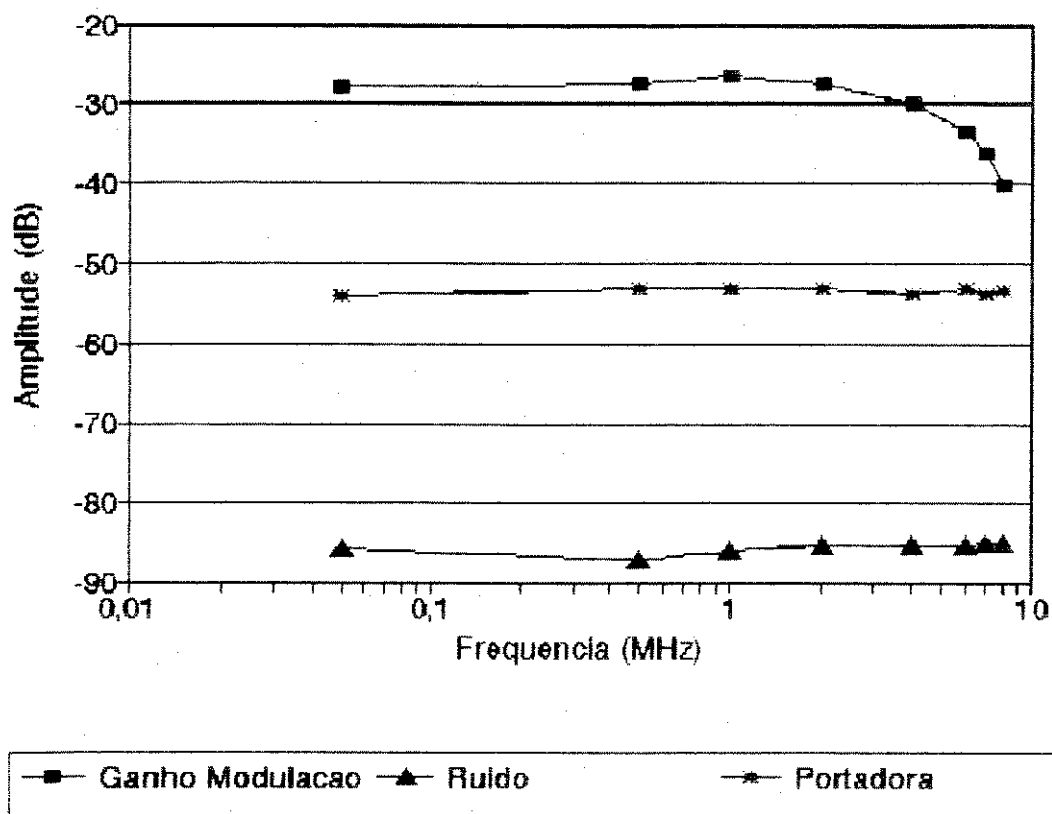


Fig. V.3.3.a Desempenho do modulador em relação à faixa de modulação, supressão da portadora e ruído.

Uma análise inicial da figura anterior poderia indicar que o modulador atende completamente aos requisitos de relação portadora ruído de 45 dB exigida para sinais de televisão. Entretanto, não foram considerados na figura anterior os efeitos de distorções presentes no sinal modulado.

A figura V.3.3.b mostra as medidas referentes à potência do sinal modulado em comparação com a potência da sua segunda harmônica ($2[f_0+f_1]$) e também com a potência do sinal banda base que não foi adequadamente rejeitado (f_1).

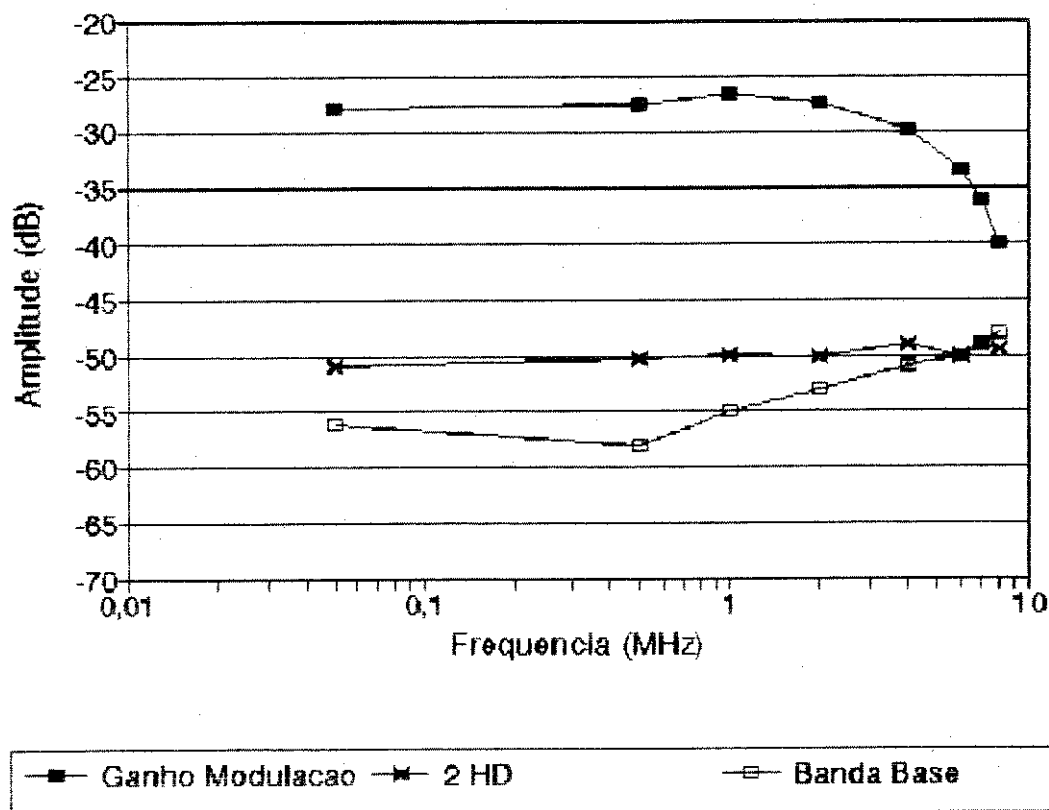


Fig. V.3.3.b Desempenho do modulador em relação à faixa de modulação, distorção de segunda harmônica e rejeição do sinal banda base.

Podemos notar que, tanto para a distorção de segunda harmônica como para o sinal banda base, a relação de potência entre estes e o sinal modulante é inferior aos 45 dB necessários para transmissão adequada de sinais de vídeo.

A figura V.3.3.c apresenta o resultado dos cálculos da relação portadora ruído obtidos a partir dos valores medidos de potência do sinal modulante e do ruído, sem considerar os efeitos das outras distorções. Se estes efeitos pudessem ser negligenciados o modulador teria um excelente desempenho com uma relação portadora ruído média, dentro da faixa de passagem, de cerca de 57 dB.

As outras duas curvas da figura V.3.3.c mostram a relação de potência entre o sinal modulado e a segunda harmônica e entre o sinal modulado e o sinal banda base não rejeitado.

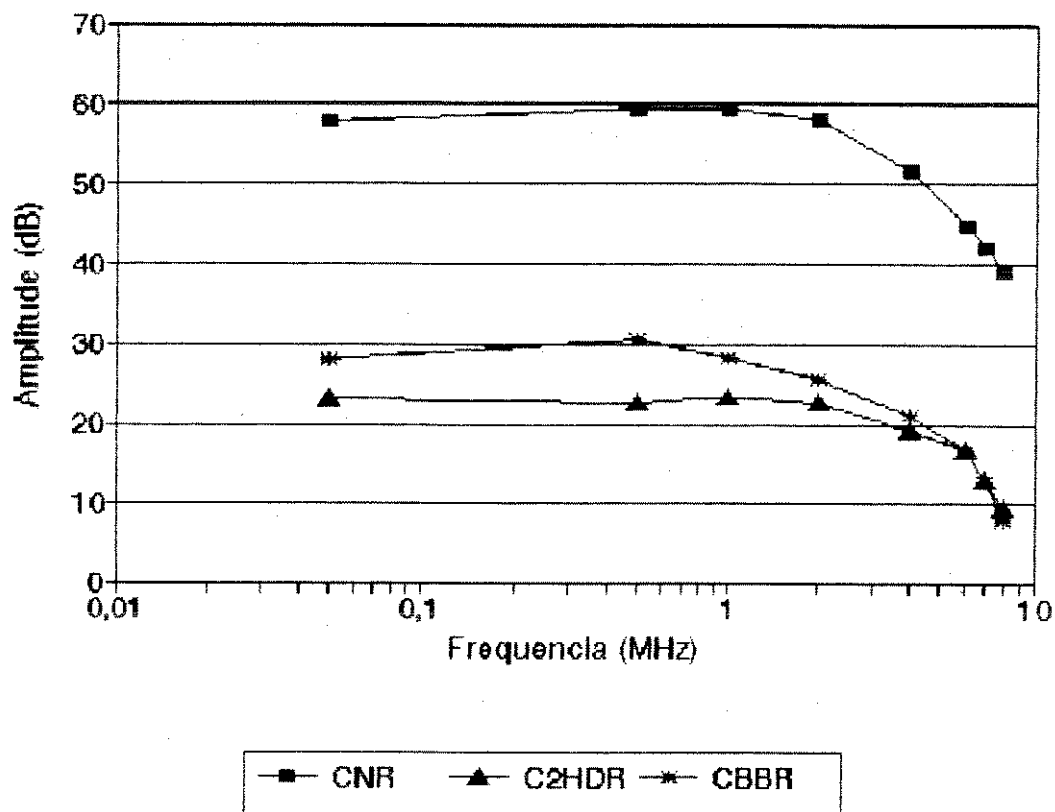


Fig. V.3.3.c Relações de potência entre portadora e ruído, portadora e segunda harmônica e portadora e sinal banda base.

Através da figura anterior é possível se verificar como a presença da segunda harmônica e do sinal banda base diminuem para cerca de apenas 23 dB a relação portadora ruído real (para efeitos de desempenho estamos considerando as distorções como efeitos de ruído).

Para sanarmos os efeitos indesejáveis das distorções devido à presença da segunda harmônica e do sinal banda base implementamos uma etapa de filtragem entre a saída do modulador e o amplificador de faixa larga.

A figura V.3.3.d mostra as medidas obtidas na saída do amplificador. Nesta figura aparecem a resposta em frequência para o sinal modulante do conjunto modulador-filtro-amplificador de faixa larga, bem como a potência de ruído e a potência da portadora resultantes.

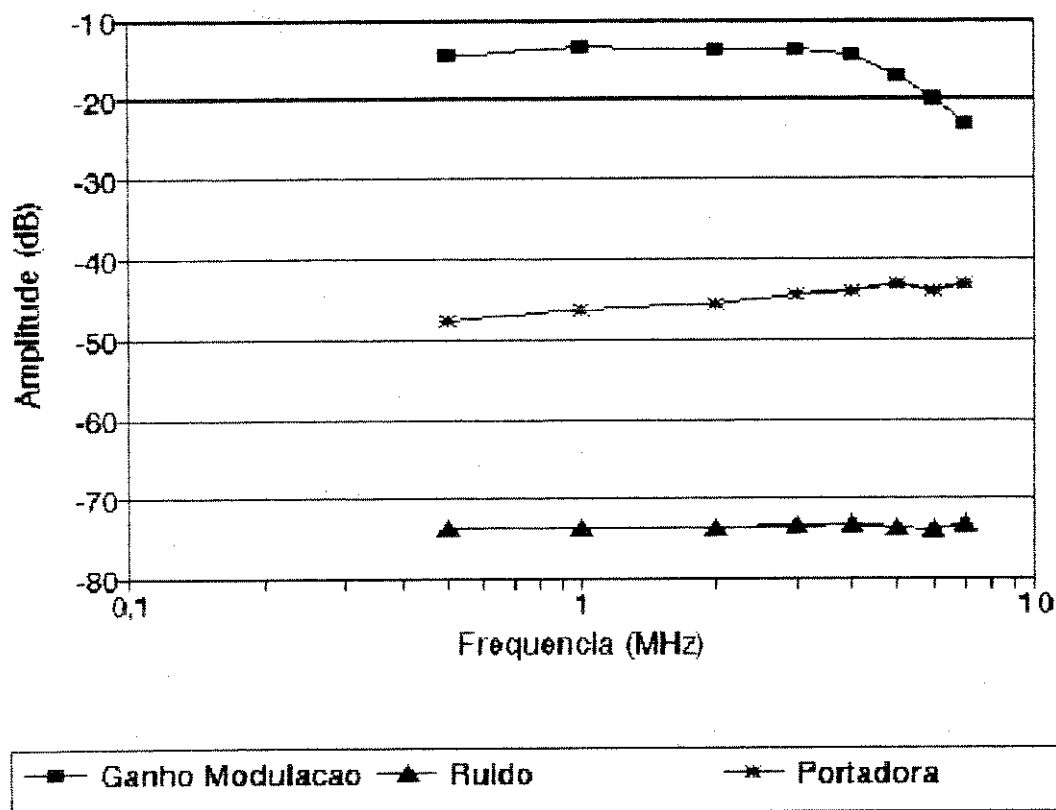


Fig. V.3.3.d Desempenho do conjunto modulador e amplificador de faixa larga.

A filtragem realizada entre o modulador e o amplificador permitiu atenuar o efeito da distorção de segunda harmônica de modo que sua potência fosse menor que a potência média de ruído. Entretanto, a filtragem não conseguiu eliminar completamente os efeitos do sinal banda base.

A figura V.3.3.e apresenta as relações de potência entre a portadora e o ruído e entre portadora e o sinal banda base obtidas na saída do amplificador.

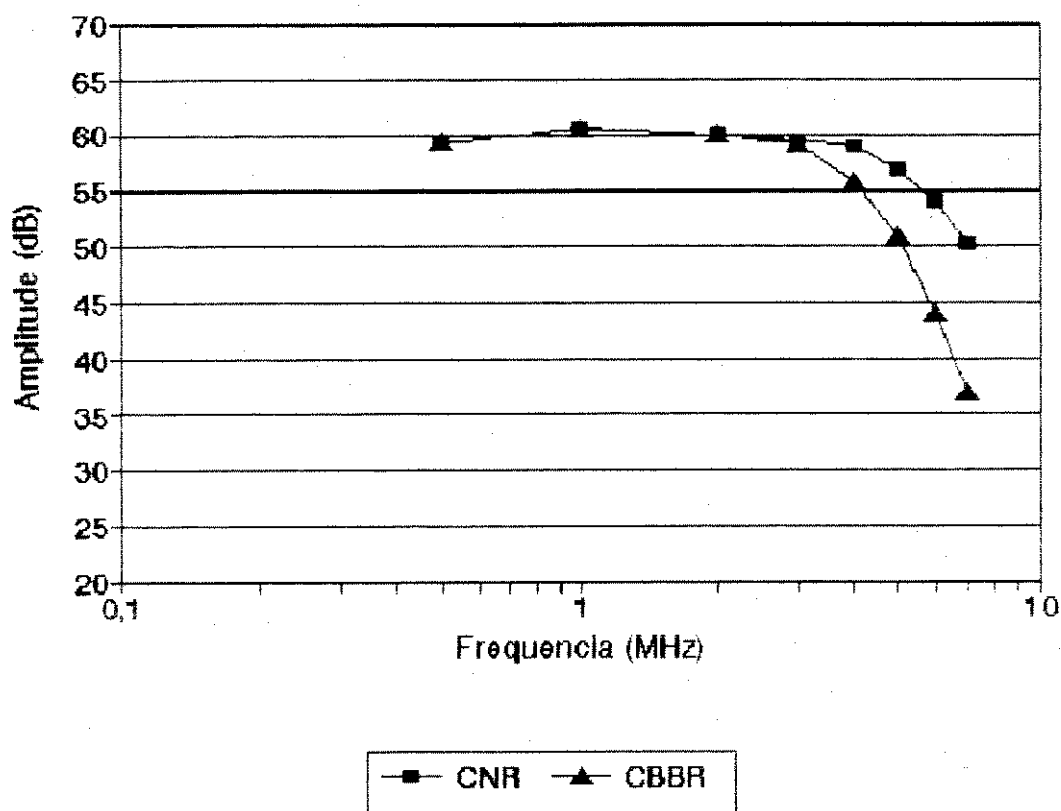


Fig. V.3.3.e Relação de potência entre portadora e ruído e portadora e sinal banda base após o estágio de filtragem e amplificação

Podemos notar pela figura anterior que os efeitos de ruído devidos à presença do sinal banda base são mais acentuados na parte superior da faixa de passagem do sinal modulante. Isto ocorre devido à dificuldade que temos em atenuar por filtragem as frequências mais altas do sinal banda base sem afetar o sinal modulado. Particularmente para o caso desenvolvido, em que o segundo canal de televisão está centrado em 16 MHz, temos que a componente do sinal modulado com menor frequência situa-se próxima a 10 MHz ($\omega_0 - f_1 = 16\text{MHz} - 6\text{MHz} = 10\text{ MHz}$). Como a máxima frequência do sinal modulante está em 6 MHz, torna-se difícil a realização de um filtro passa-altas que atenuie fortemente esta frequência e não comprometa a componente de 10 MHz do sinal modulado.

O procedimento ideal é deslocar a frequência da portadora do segundo canal de televisão para a máxima possível, respeitando a faixa de passagem do sistema ótico e a banda necessária para a inserção dos sinais de faixa estreita a serem multiplexados.

A fim de atender as exigências de relação portadora ruído para o protótipo desenvolvido inserimos mais uma etapa de filtragem após o circuito amplificador. Com isto, conseguimos atenuar as componentes do sinal banda base, de modo que estas apresentassem potência inferior à potência média do ruído, sob a pena de uma pequena redução na relação portadora ruído final. A figura V.3.3.f apresenta a relação portadora ruído final para o circuito transmissor.

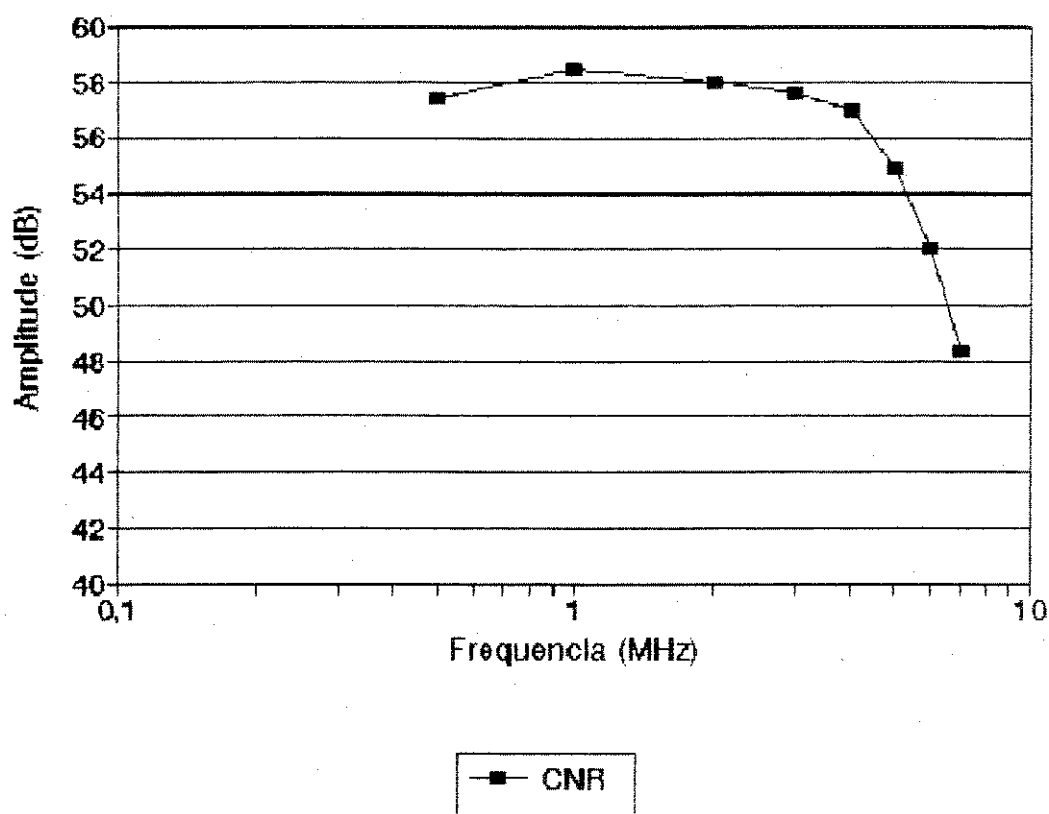


Fig. V.3.3.f Relação portadora ruído do circuito transmissor.

O desempenho final do conjunto modulador-amplificador é muito bom, obtendo-se uma relação portadora ruído média, na faixa de passagem, de aproximadamente 55 dB.

V.3.4 Caracterização do circuito demodulador

A caracterização do circuito demodulador foi feita à partir de uma componente em frequência única com relação sinal ruído muito superior àquela recebida pelo sistema ótico. Desta forma pudemos garantir que as distorções

medidas no sinal demodulado são provenientes apenas do processo de demodulação desenvolvido.

A figura V.3.4.a apresenta as medidas de resposta em frequência, ruído e distorção de segunda harmônica realizadas no demodulador desenvolvido.

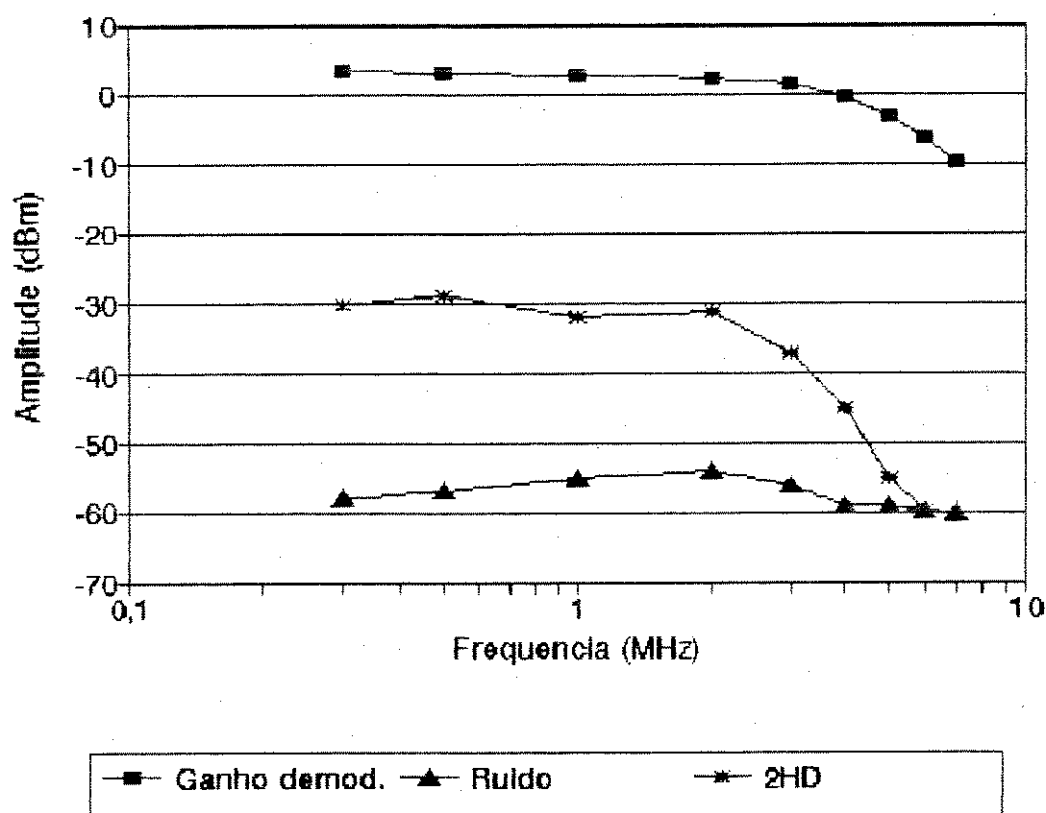


Fig. V.3.4.a Desempenho do demodulador em relação ao ganho de demodulação, ruído e distorção de segunda harmônica.

A figura V.3.4.a nos mostra que o ruído no demodulador, de forma semelhante ao circuito modulador, está em um nível de potência muito abaixo do sinal demodulado e que o real limitante do sistema é a distorção harmônica de segunda ordem.

Uma avaliação mais direta do desempenho do circuito demodulador é possível através da figura V.3.4.b onde apresentamos os cálculos da relação de potência entre a portadora e o ruído (ignorando a presença da distorção harmônica) e entre a portadora e a distorção de segunda harmônica (que nos dá a verdadeira relação portadora ruído do sistema).

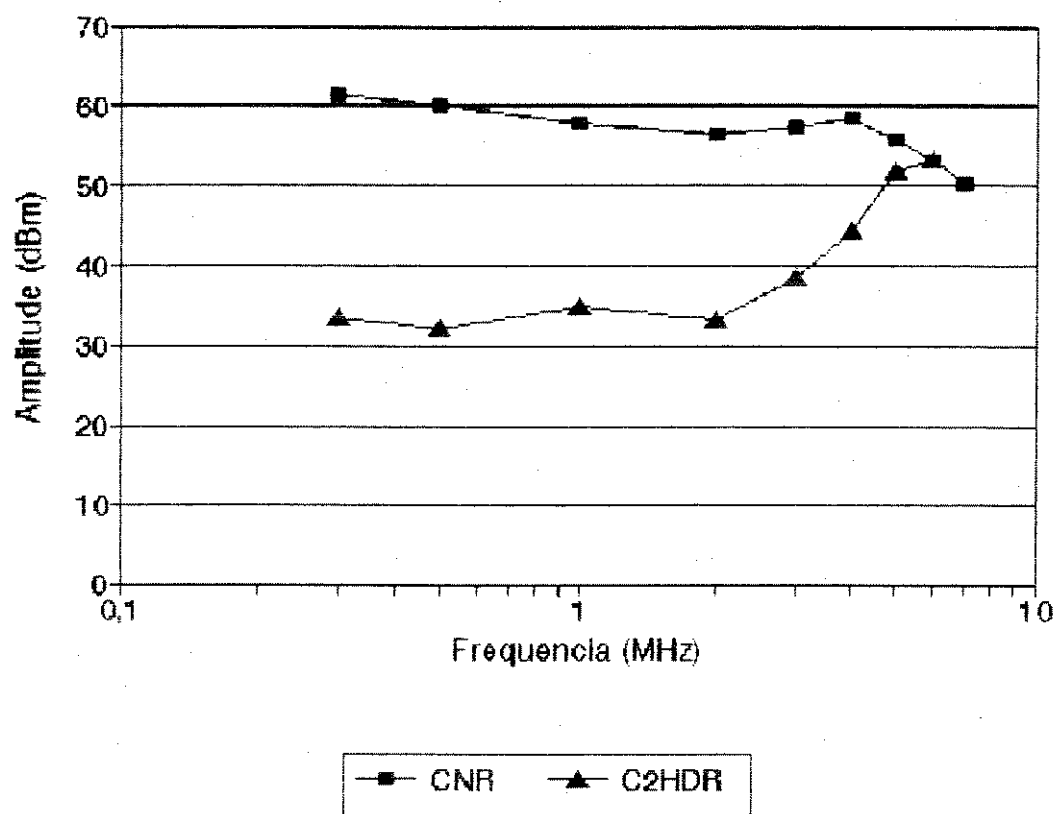


Fig. V.3.4.b Relação de potência entre portadora e ruído e entre portadora e segunda harmônica para o demodulador.

Da figura anterior tiramos o valor médio da relação portadora ruído para o circuito demodulador com sendo de cerca de 35 dB dentro da faixa de passagem. Com isto mostramos que o integrado MC 1374 utilizado no circuito demodulador não é adequado para esta aplicação uma vez que seu desempenho não atingiu o mínimo necessário de 45 dB. Tal característica não diminui o valor deste componente pois o mesmo não foi desenvolvido para o uso proposto nem, provavelmente, para trabalhar com portadoras de frequências tão baixas.

Uma possível complementação deste trabalho seria o desenvolvimento de um circuito demodulador discreto em substituição àquele realizado com o MC 1374 com o objetivo de se alcançar o desempenho desejado.

A transmissão de televisão utilizando o demodulador desenvolvido resultou em uma imagem com qualidade inaceitável devido à presença de "fantasmas", embora com intensidade bem inferior, das figuras maiores da tela. A presença destes "fantasmas" se deve, provavelmente, à deficiência de filtragem das distorções de segunda harmônica para os sinais de frequências mais baixas.

Note-se que no método de varredura que forma o sinal de vídeo, os sinais de frequências mais baixas são aqueles relativos aos grandes objetos na tela, os quais formam grandes sequências (de linhas) parecidas. A presença de harmônicos de segunda ordem em sinais de altas frequências, por outro lado, levaria à uma perda na qualidade da definição das imagens, uma vez que as transições mais rápidas do sinal de vídeo estão nas "bordas" dos grandes elementos.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

IV. Conclusão

Com a caracterização completa do protótipo projetado e desenvolvido podemos avaliar a validade do nosso trabalho.

Nossa intenção original foi buscar um sistema de comunicações que viesse a explorar as vantagens de imunidade dos sistemas óticos à ruídos eletromagnéticos e que oferecesse versatilidade e transparência suficientes para que pudessemos utilizá-lo em redes industriais. O incentivo para o uso de sistemas óticos em ambientes tão agressivos como são as linhas de produção partiu da oferta de novos tipos de fibras e componentes óticos, de fácil manuseio e bom desempenho, que vieram a tornar mais simples o processo de implantação e manutenção. A necessidade de versatilidade e transparência, por outro lado, nos levou a optar por uma técnica de multiplexação que não impusesse restrições quanto à forma e ao agrupamento dos diversos sinais à transmitir. Destas considerações surgiu a opção pela multiplexação em frequência dos sinais.

Entretanto, são poucas as informações existentes à respeito da viabilidade de sistemas óticos analógicos que utilizem estes novos componentes. Seria o desempenho dos leds adequado para aplicações analógicas de multiplexação por subportadora?

Acreditamos que o mérito maior do nosso trabalho está em testar a viabilidade de enlaces óticos com dispositivos convencionais na multiplexação analógica de sinais. Como resultado dos nossos estudos obtivemos a comprovação desta viabilidade, caracterizando completamente o comportamento dos dispositivos óticos e quantificando a capacidade real, em termos de distância e faixa, que um sistema deste tipo pode atingir.

O desenvolvimento do protótipo também nos permitiu verificar o grau de elaboração necessário para a construção do sistema eletrônico de multiplexação. Foi possível, através deste, avaliar o custo e a complexidade do sistema proposto. Nossa avaliação de custo estimou, para um terminal, sem considerar os componentes óticos, um valor fixo de cerca de US\$ 50,00 mais um acréscimo de US\$ 10,00 por canal multiplexado. Isto implica em um custo de cerca de US\$ 200,00 para um terminal que transmitisse 15 informações simultaneamente. Os dispositivos óticos, por sua vez, são relativamente baratos, variando de US\$ 10,00 à US\$ 30,00 o custo do par emissor-receptor. Consideramos, portanto, que o sistema desenvolvido é economicamente competitivo e pode vir a substituir os sistemas de cabos coaxiais existentes⁴⁶. Também se comparado com sistemas óticos semelhantes com multiplexação frequencial, tais como⁴⁷ os com leds de faixa de 100 MHz multiplexando cinco canais de TV em enlaces de 1 km, ou com modulação por frequência de pulsos⁴⁸, com dois canais de TV em enlaces de 2 km, o sistema desenvolvido apresentou um bom desempenho.

Uma outra possibilidade de uso dos resultados obtidos seria a utilização exclusiva do sistema ótico desenvolvido. Neste caso, se pode utilizar sistemas de multiplexação comerciais, com desempenho superior ao obtido, conectando-os ao transmissor ótico. O uso de um sistema de multiplexação comercial permitiria, então, uma produção independente do sistema ótico, da mesma forma que foi feita no protótipo, caracterizando-o como produto e permitindo o seu aperfeiçoamento de maneira independente.

O protótipo desenvolvido não é necessariamente uma versão final de um produto. Ele foi desenvolvido a fim de obtermos uma avaliação inicial das potencialidades do sistema. Comprovamos, por exemplo, que as distâncias máximas para os enlaces são de pelo menos alguns quilômetros e que a

qualidade do sinal multiplexado é adequada. Um dos possíveis aperfeiçoamentos para o protótipo, que viria a aumentar o comprimento do enlace, é a possibilidade de se fazer a compensação na curva de resposta do fotoemissor^{18,49}. Isto é, podemos tentar minimizar o caráter não linear da curva de potência ótica emitida em função da corrente direta do led. Neste caso, o modelamento das distorções de segunda ordem³⁵ para o sistema ótico pode trazer contribuições importantes. Com a compensação da curva do fotoemissor poderíamos aumentar o índice de modulação do led e, conseqüentemente, a relação sinal ruído e a disponibilidade de potência na saída do transmissor.

Para o protótipo avaliado, o índice de modulação foi fixado de forma indireta quando da medição das distorções não lineares. Com a metodologia descrita no item V.2.5 procurávamos sempre o índice de modulação máximo, para cada corrente de polarização do led, que permitisse manter a distorção de segunda harmônica abaixo do nível de ruído. Na prática estávamos buscando a amplitude máxima do sinal modulante que não gerasse distorção superior ao ruído. Com a determinação desta amplitude máxima (cerca de 150 mVpp para o ponto ótimo determinado) podíamos fixar a amplitude de cada sinal modulado simplesmente dividindo a mesma pelo número de canais elevados à potência de 0.5, conforme descrito no item II.2.3.

Algumas das limitações do sistema desenvolvido puderam ser constatadas e avaliadas diretamente. O circuito modulador utilizado, por exemplo, apresentou alguns problemas provavelmente por não estar sendo utilizado em frequências tão elevadas como para as quais foi projetado. As frequências de trabalho para as quais o oscilador do modulador está otimizado estão na faixa de 60 MHz à 80 MHz, os canais mais baixos de televisão, enquanto que o utilizamos em até 16 MHz. Provavelmente devido ao uso descrito encontramos os problemas de distorção de segunda harmônica e também do aparecimento das componentes banda base no sinal modulado. Estes efeitos, entretanto, puderam ser contornados com o uso de vários filtros, de projeto mais minucioso e exigente. Do mesmo modo, é compreensível que o uso do MC 1374 como demodulador não tenha tido o desempenho desejado, embora relativamente próximo ao mínimo necessário. Aqui o problema maior está na etapa de saída do multiplicador, projetada para trabalhar com sinais de alta frequência mas, no caso do demodulador, amplificando os sinais banda base.

Uma limitação que foi notada de forma indireta foi a da possibilidade de extração de um dos sinais transmitidos, a ser feita em um nó ativo, para a

inclusão de um novo sinal. O projeto e o desenvolvimento dos filtros que eliminavam os sinais banda base presentes na saída do modulador mostraram a dificuldade na realização de filtros passa-faixa passivos e com faixa bem definida. A melhor opção parece ser, então, não retirar os sinais multiplexados destinados à um determinado nó, mesmo que estes não sejam mais necessários, anexando apenas os novos sinais à transmitir. Como a faixa disponível no sistema ótico é relativamente grande, pode-se prever o número máximo de canais à transmitir sem que seja necessário o reaproveitamento de uma determinada banda de frequências. Por outro lado, se o sistema está transmitindo apenas sinais de faixa larga, como os canais de televisão, a retirada de um destes é mais fácil, podendo ser realizada.

Existem ainda algumas avaliações necessárias que precisam ser feitas no protótipo e que não puderam ser realizadas por motivos particulares. É o caso, por exemplo, de se avaliar os efeitos de intermodulação no desempenho do sistema ótico. O sinal mais prejudicado por este fenômeno é, sem dúvida, o canal de televisão transmitido em banda base por ser nesta região que aparecem as componentes oriundas das diferenças entre duas portadoras muito próximas ($f_1 - f_2$). Estas avaliações não puderam ser feitas por limitações de equipamento disponível.

Também são necessárias avaliações referentes ao número de nós ativos que se pode colocar em sequência sem que a qualidade do sinal recuperado no outro terminal seja deteriorada. A sucessão de regenerações nos diversos nós ativos, mesmo que os sinais não sejam demodulados, acaba por acumular os efeitos de distorção e ruído dos amplificadores e do sistema ótico até um nível inaceitável. Para a realização destas avaliações seria necessário a construção de vários circuitos regeneradores, compostos de um amplificador e de um bloco ótico. Isto não foi possível devido a limitação de recursos financeiros disponíveis de nossa parte.

Esperamos que a continuidade destes estudos possa se dar com a implementação de um sistema real que utilize alguns dos princípios e resultados obtidos neste trabalho.

Gabriel Schlatter.

APÊNDICES

APÊNDICE 1

CARACTERÍSTICAS DOS FOTOELEMENTOS

A.1.1 Fotoemissores HFBR 1412 e HFBR 1414 ⁸

Os transmissores para fibra ótica da linha HFBR 14XX contêm um emissor de GaAlAs de 820 nm capaz de lançar eficientemente uma potência ótica em quatro diferentes tamanhos de fibras óticas: 50 / 125 μm , 62.5 / 125 μm , 100/140 μm e fibras PCS de 200 μm . Isto permite ao projetista flexibilidade na escolha da fibra. O HFBR 14XX é projetado para operar com o receptor para fibra ótica HFBR 24XX da Hewlett-Packard.

A alta eficiência de acoplamento do transmissor HFBR 14XX permite que o emissor seja polarizado em baixos níveis de corrente, resultando em um baixo consumo de corrente e em um aumento na confiabilidade do transmissor. O transmissor de alta potência HFBR 14X4 é otimizado para fibras de pequeno tamanho e pode lançar tipicamente -15.8 dBm de potência ótica @ 60 mA em uma fibra de 50/125 μm e -12 dBm em uma fibra de 62.5/125 μm . O transmissor padrão HFBR 14X2 pode acoplar tipicamente -11.5 dBm de potência ótica @ 60 mA em um cabo de fibra de 100/140 μm . O alto nível de potência é útil para sistemas onde acopladores em estrela, derivações ou conectores em linha criam grandes perdas fixas.

Parâmetros limites

Corrente direta de pico máxima	200	mA
Corrente direta DC máxima	100	mA
Máxima tensão reversa	1.8	V

Especificações eletro-ópticas

Parâmetro	Min	Tip	Max	Condições
Tensão direta (V)	1.48	1.70	2.09	If = 60 mA
		1.84		If = 100 mA
Coef. de temperatura de tensão direta mV/C		-22		If = 60 mA
		-18		If = 100 mA
Tensão reversa (V)	1.8	3.8		Ir = 100 μ A
Comp. onda do pico de emissão (nm)	792	820	852	
Largura da meia potência ótica(nm)		45	75	
Capacitância do diodo (pF)		55		V=0, f = 1MHz
Coef. de temperatura da pot. ótica (-dB/C)		.006		If = 60 mA
		.010		If = 100 mA
Resist. térmica C/W		260		
Abert. Numérica 14X4		.31		
Abert. Numérica 14X2		.49		

Potência ótica de pico medida na saída de um cabo de 1 m (dBm)

Parâmetro	Min	Tip	Max	Condições
Cabo de fibra 62.5/125 NA	-15	-12	-10	If = 60 mA
=0.275 HFBR 14X4	-14	-10	-7.6	If = 100 mA
Cabo de fibra 62.5/125 NA	-19	-16	-14	If = 60 mA
=0.275 HFBR 14X2	-18	-14	-11	If = 100 mA

Características dinâmicas

Parâmetro	Tip	Max	Condições
Tempo de subida e descida (10% à 90%)	4.0	6.5	If = 60 mA (ns)
Tempo de subida e descida (10% à 90%)	3.0		If = 10 à 100 mA
Distorção de largura de pulso	0.5		(ns)

A.1.2 Fotoreceptor HFBR 2414

O receptor para fibra ótica HFBR 2414 é projetado para operar com os transmissores da linha HFBR 14XX e com cabos de fibras óticas de 50/125 μm , 62.5/125 μm e 100/140 μm . Um acoplamento consistente entre a fibra e o receptor é assegurado por um sistema ótico de lentes. Sua resposta não varia com o tamanho da fibra.

A saída do receptor é um sinal analógico que pode ser otimizado para uma variedade de requisitos de distância ou taxa de dados. Componentes externos de baixo custo podem ser utilizados para converter a saída analógica para níveis lógicos de sinais compatíveis com vários formatos de dados com taxas de até 35 Mbauds. Este compromisso entre distância e taxa resulta em um aumento da disponibilidade de potência ótica em baixas taxas o qual pode ser usado para distâncias ou emendas adicionais.

O receptor HFBR 2414 contém um fotodiodo PIN e um circuito integrado com um pré-amplificador de transimpedância de baixo ruído e com saída invertida (isto é, $V_{\text{out}} = V_{\text{dc}} - (R_p \cdot P_r)$). O HFBR 2414 recebe um sinal ótico e o converte em uma tensão analógica. A saída é através de um estágio amplificador em seguidor de emissor. Devido ao fato da amplitude do sinal do receptor HFBR 2414 ser muito maior do que a de um simple fotodiodo PIN, ele torna-se menos susceptível à interferência eletromagnética, especialmente em sinais de altas taxas. Sua resposta em frequência é tipicamente de 25 MHz.

Características eletro-ólicas

Parâmetro	Min	Tip	Máx	Condições
Responsividade (mV/ μW)	5.1	7	10.9	820 nm
Tensão de ruído RMS (mV)		0.30	0.36	$P_r = 0 \mu\text{W}$
Pico de potência ótica de entrada			-12.6 55	dBm μW
Impedância de saída (Ω)		20		Freq. teste = 20 MHz
Tensão DC de saída (V)		0.7		$P_r = 0 \mu\text{W}$
Abertura numérica equivalente		0.35		

Características dinâmicas

Parâmetro	Tip	Máx	Condições
Tempos de subida e descida 10 % à 90 % (ns)	14	19.5	Pr = 10 μ W pico
Distorção de largura de pulso (ns)		2	Pr = 40 μ W pico
Overshoot (%)	10		
Largura de banda (elétrica) (MHz)	25		-3 dB elétrico
Produto faixa-tempo subida (Hz.s)	0.35		

A.1.3 Conector e cabo de fibra ótica 30

Características do conector modelo ST, tipo P2020A-A-125

Parâmetro	
Perda: μ , σ	0.9 dB, 0.3 dB
Diâmetro externo nominal da fibra	125 μ m
Diâmetro externo nominal do cabo	2.4 mm
Perdas de operação	< 0.2 dB em 200 reconexões
Carga axial para falha de transm. permanente	35 lbs (154 N)
Estabilidade térmica (-20 à 60 °C)	$\pm$ 0.1 dB
Materiais: Ponta Tampa Corpo	plástico moldado reforçado Zamak # 3, niquelado Zamak # 3, niquelado
Tempo de montagem: Um Doze	16 minutos 6 minutos (médio)

Características da fibra

Diâmetro do núcleo	62.5 μ m	Excentricidade núcleo	< 2.5 %
Diâmetro da casca	125 μ m	Ovalidade do núcleo	< 8 %
Tipo	Índice gradual	Atenuação típica	4.5 dB / km
Abertura numérica	.29	Banda modal mínima	160 MHz.km
Delta	2 %	Produto banda ótica de 3 dB-comprimento	40 MHz.km

APÊNDICE 2

CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO INTEGRADO MC 1374

A.2 Modulador de TV MC 1374 (Motorola) 41,42

O MC 1374 foi projetado para uso em aplicações onde sinais separados de áudio e vídeo composto estão disponíveis e que necessitem ser convertidos em um sinal de televisão VHF de alta qualidade. Ele é ideal como dispositivo de saída para decodificadores de TV por assinatura, vídeo disco e para reprodução de gravações de vídeo.

O MC 1374 contém as funções de oscilador e modulador tanto de FM quanto de AM. O sistema de AM é um multiplicador básico combinado com um oscilador balanceado integral capaz de operação acima de 100 MHz. Ambas as entradas de sinal do multiplicador são oferecidas sem polarização interna, permitindo flexibilidade na polaridade e no nível dc de vídeo, além da inserção separada de som. Um valor de resistor externo pode ser escolhido para selecionar o ganho de modulação de vídeo.

O oscilador/modulador FM consta de apenas um circuito. Ele é, mais precisamente, um oscilador controlado por tensão que exibe uma característica de frequência de saída versus tensão de entrada aproximadamente linear para um grande desvio de frequência. Isto oferece uma boa fonte de FM à partir de alguns poucos e baratos componentes externos (sem varactor). Ele tem uma faixa de frequência de 1.4 à 14 MHz e pode produzir um sinal de 4.5 MHz modulado, tipicamente, em ± 25 kHz com uma distorção harmônica total de cerca de 0.6 %.

O MC 1374 pode fornecer uma amplitude de saída aproximadamente constante à partir de uma fonte de tensão de 5.0 V à 12 Vdc. O consumo de corrente típico é cerca de 12 mA. Com uma impedância de saída de 75 Ω , opcionalmente definida, a tensão de saída de RF a circuito aberto é 170 mVpp, o que é mais que suficiente para alimentar um filtro de saída de banda lateral vestigial e ainda fornecer os 3.0 mV RMS permitidos pelo FCC.

Características elétricas do modulador/oscilador de AM

Característica	Min	Tip	Max	Unidade
Tensão de operação da fonte	5.0	12	12	V
Corrente da fonte		12		mA
Faixa dinâmica para o sinal de vídeo (sinc)	0.25	1.0	1.0	V pico
Saída de RF (circuito aberto; Rsaída=75 Ω)		170		mVpp
Supressão de portadora	36	40		dB
Linearidade (75% à 12.5% da portadora, 15 kHz à 3.58 MHz)		2.0		%
Distorção de ganho diferencial (IRE)	5.0	7.0	10	%
Distorção de fase diferencial (IRE)		1.5	2.0	graus
Batimento de 920 kHz (3.58 @ 30% e 4.5MHz @ 25%)		-57		dB
Resistência interna no circuito tanque		1.8		k Ω
Capacitância interna no circuito tanque		4.0		pF
Largura de faixa de vídeo (Zin = 75 Ω)	30			MHz
Faixa de frequências do oscilador		105		MHz

APÊNDICE 3

CIRCUITO MODULADOR



A.3 Descrição do circuito modulador

O circuito modulador de RF, descrito na figura A.3, é estruturado em torno do circuito integrado MC 1374 41,42.

Os pinos 1 e 11 são as entradas diferenciais do modulador de RF. Para o caso implementado, fixamos a tensão no pino 11 enquanto que o sinal modulante é acoplado ao pino 1, também pré-polarizado. A possibilidade de polarização externa da etapa moduladora do MC 1374 dá margem à escolha do formato do sinal de saída em relação à presença ou não da portadora. Isto é, se a tensão diferencial DC entre os pinos 1 e 11 for igual à zero, então somente a presença do sinal modulante é que irá gerar um sinal de RF no pino 9, saída do circuito. Temos, então, o caso de uma modulação AM com portadora suprimida. Caso a tensão diferencial entre os pinos 1 e 11 fosse diferente de zero, então teríamos um sinal de RF com amplitude constante, mesmo sem um sinal modulante. A presença de um sinal externo acoplado ao pino 1 faria com que a amplitude do sinal de RF variasse em torno de um certo valor, definido pela diferença de tensão entre as entradas diferenciais. Este seria então o caso de uma modulação AM com a presença da portadora.

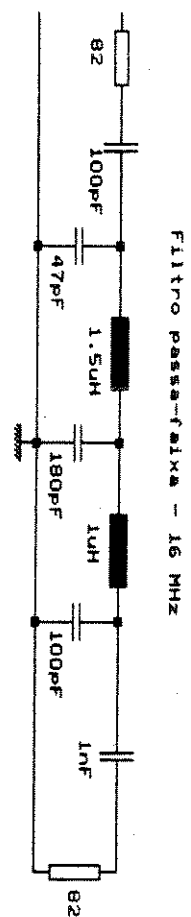
A etapa moduladora fica completamente caracterizada quando, além de definirmos a polarização dos pinos 1 e 11, ajustamos o valor do resistor variável que está entre os pinos 12 e 13. Trata-se do ajuste do ganho de modulação. Com este se define a sensibilidade da etapa de modulação ao sinal modulante. O ajuste do valor deste resistor evita que haja uma distorção no sinal modulado quando da presença da máxima amplitude do sinal modulante.

A etapa osciladora, por outro lado, necessita da presença de um circuito ressonante externo entre os pinos 6 e 7 do circuito integrado MC 1374. Nossa opção foi pelo uso de um cristal de 16 MHz, para o segundo canal de TV, que está inserido em um circuito ressonante LC paralelo. O capacitor variável serve para dar o ajuste fino no circuito ressonante de modo a sintonizá-lo dentro da faixa de ação do cristal. Os resistores de $1.5\text{ k}\Omega$ e $220\ \Omega$ permitem a polarização dos transistores do circuito oscilador.

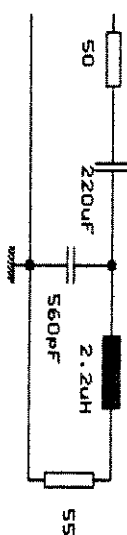
Finalmente, o resistor de $82\ \Omega$ presente na saída do circuito integrado define a amplitude de sinal de RF. Na verdade, a amplitude do sinal de saída é dada pelo produto da corrente de saída do modulador (máxima de 2,3 mA) pela impedância resultante do paralelo entre o resistor de $82\ \Omega$ e a impedância de entrada do estágio seguinte. Esta amplitude da saída não é rígida uma vez que, após serem somados, os sinais multiplexados passam pelo amplificador de faixa larga o qual tem um ganho ajustado para adequá-los à próxima etapa.

APÊNDICE 4

SIMULAÇÕES PARA OS FILTROS PASSA-FAIXA



Filtro banda-base



TESE DE MESTRADO - UNICAMP	
Title	Filtros para simulacao
Size Document Number	REV
A	Gabriel Schlatter
Date: December 1, 1993	Sheet 1 of 1

Fig. A.4.1 Circuitos utilizados para a simulação⁵⁰ dos filtros

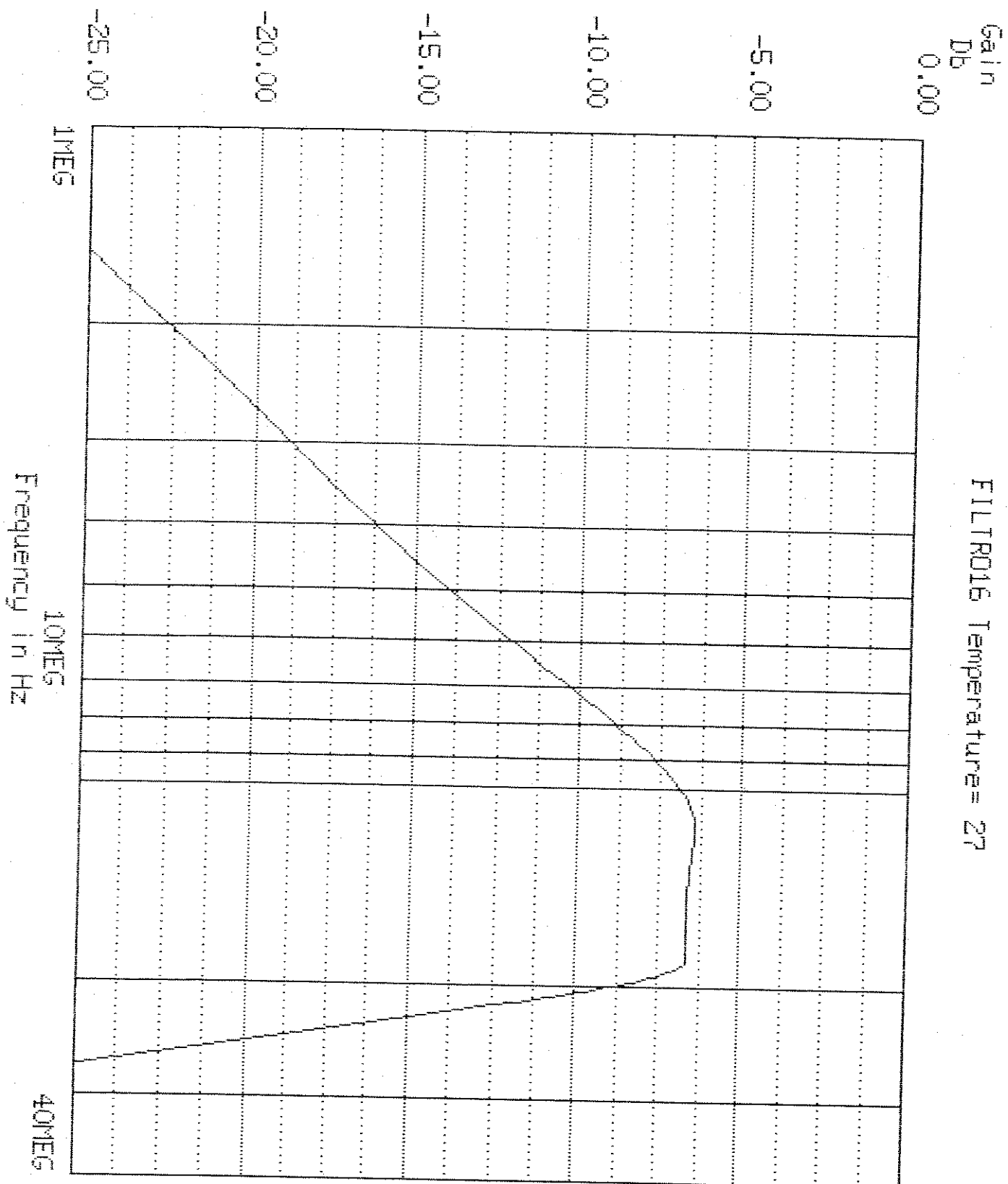


Fig. A.4.2 Simulação para o filtro passa-faixa de 10 MHz à 22 MHz

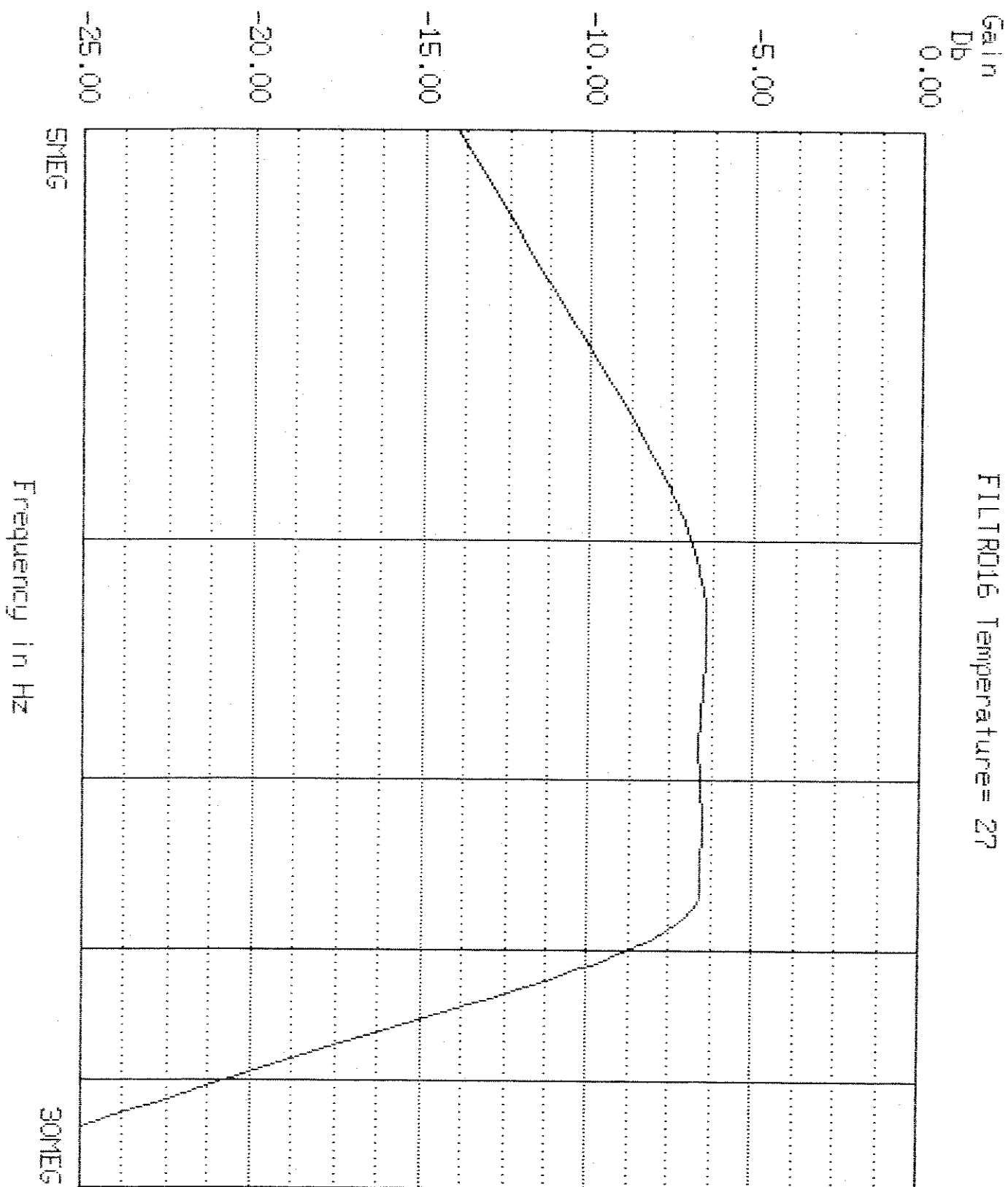


Fig. A.4.3 Detalhe da simulação para o filtro passa-faixa de 10 MHz à 22 MHz

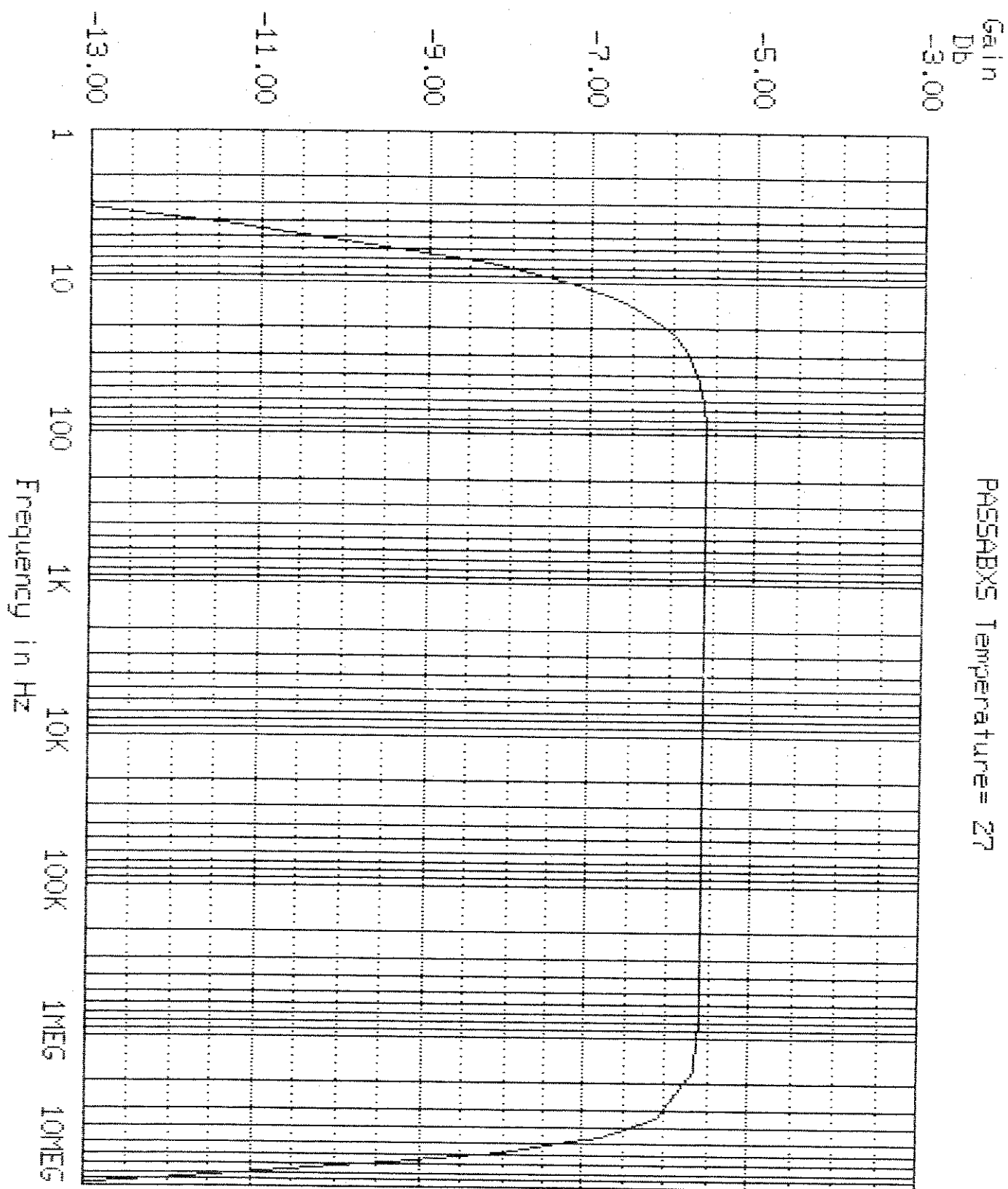


Fig. A.4.4 Simulação para o filtro passa-faixa de 10 Hz à 6 MHz

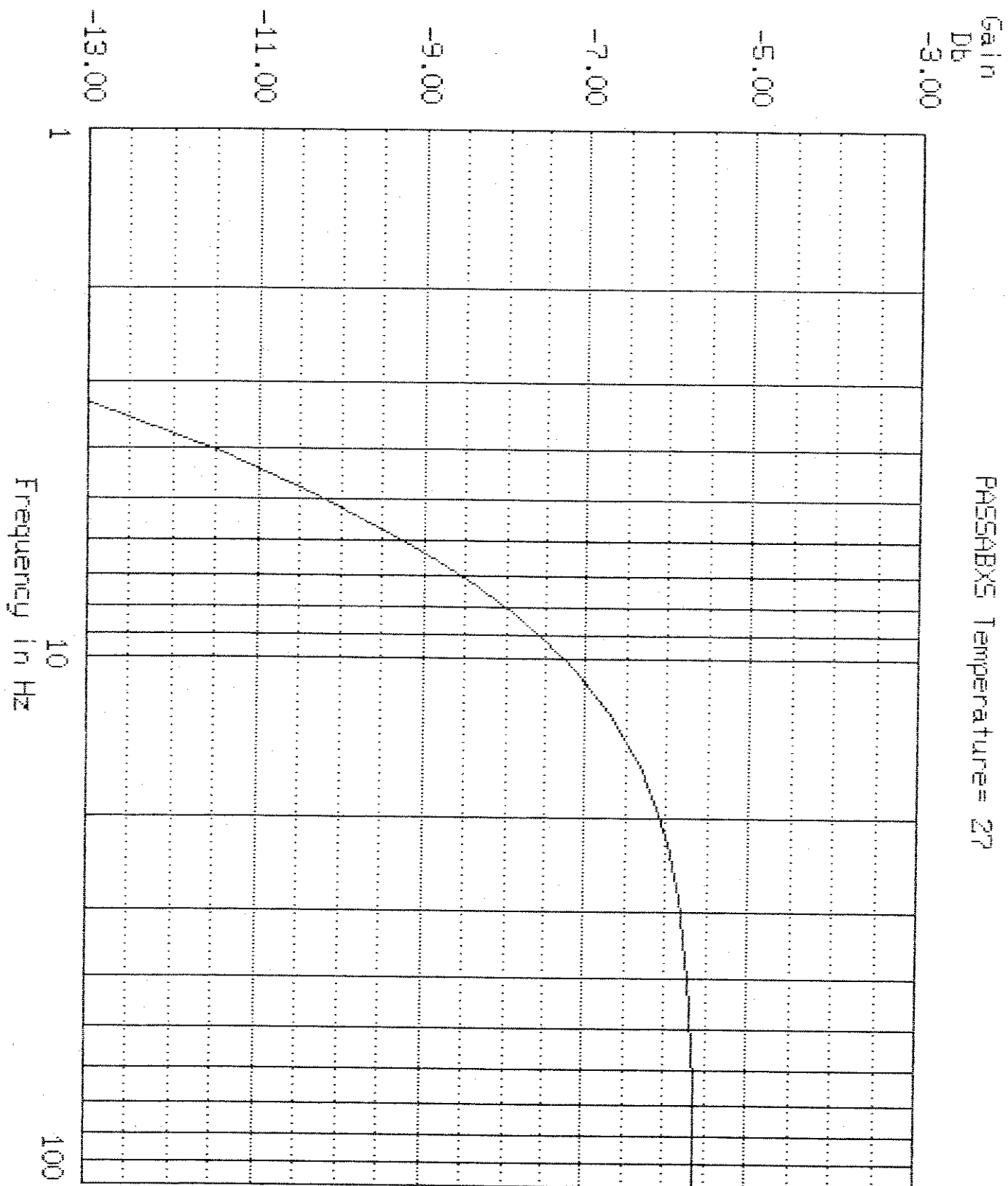


Fig. A.4.5 Detalhe da simulação para as frequências inferiores

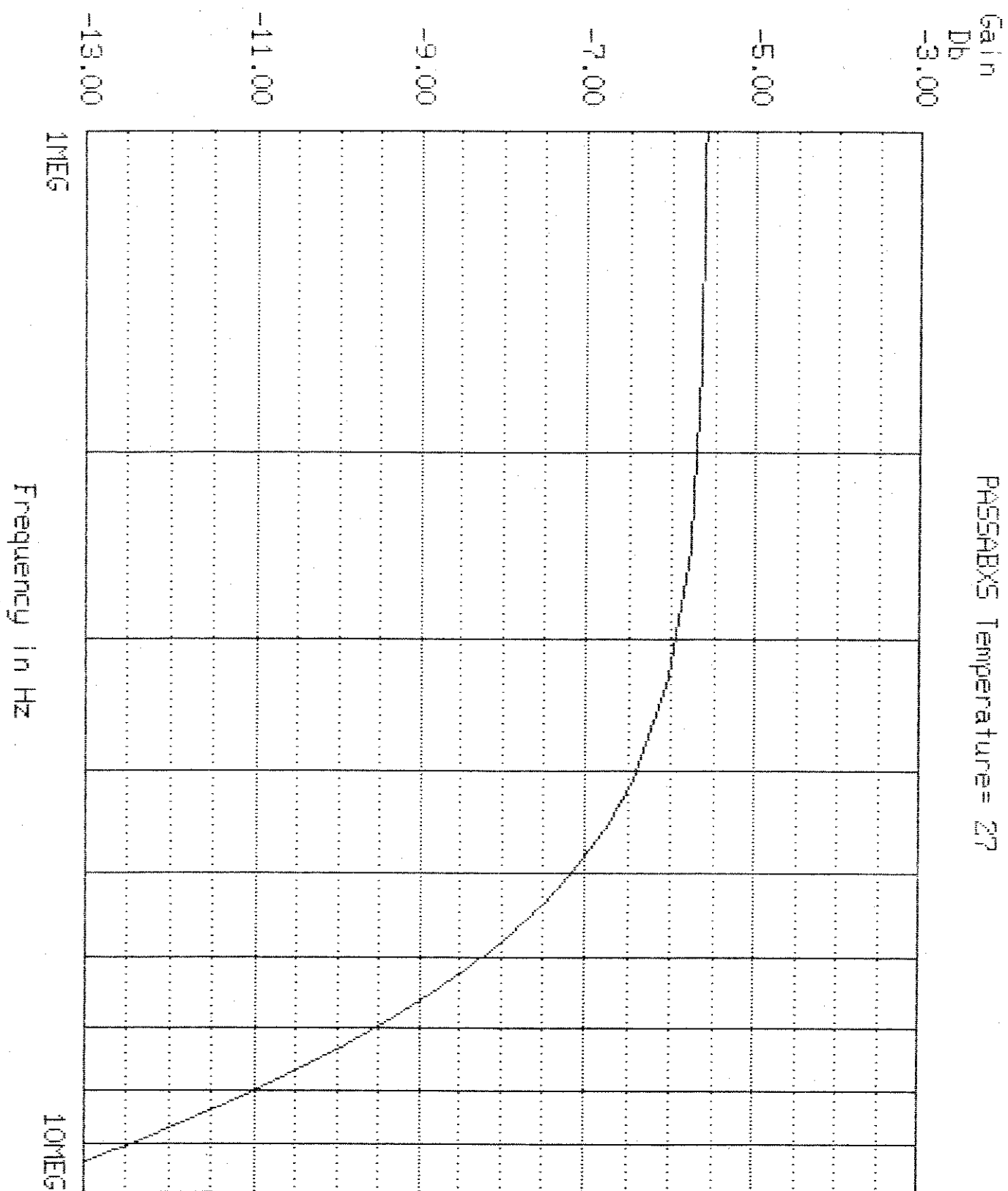
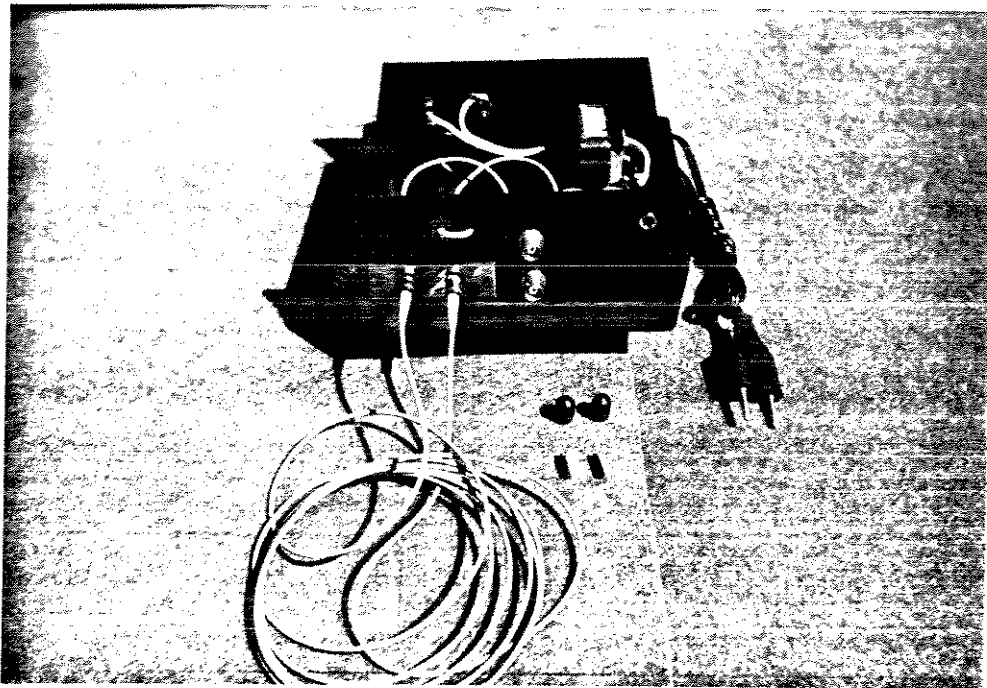


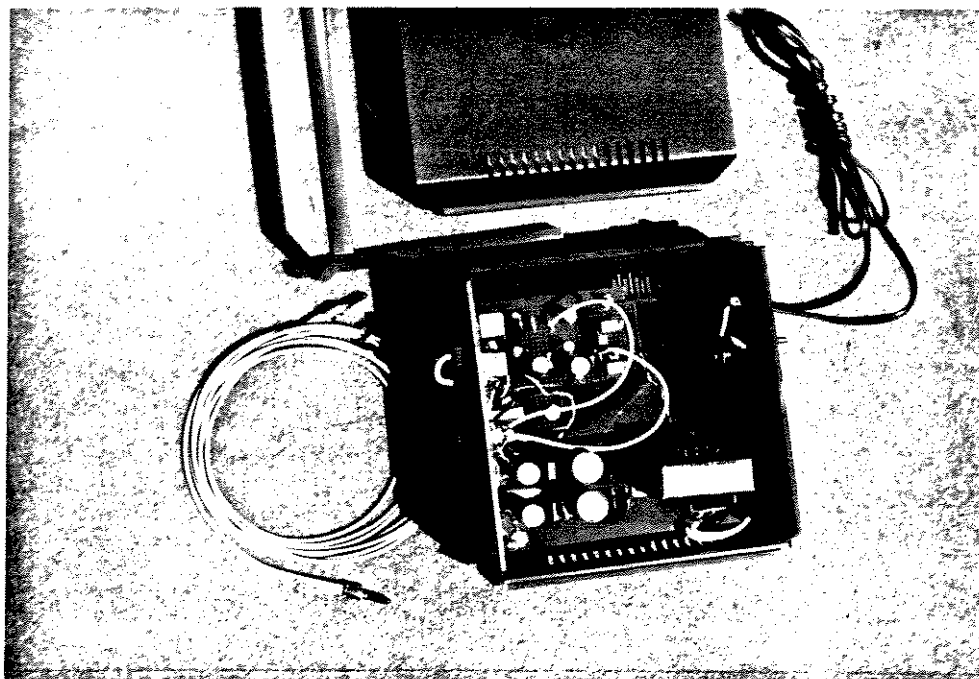
Fig. A.4.6 Detalhe da simulação para as frequências superiores

APÊNDICE 5

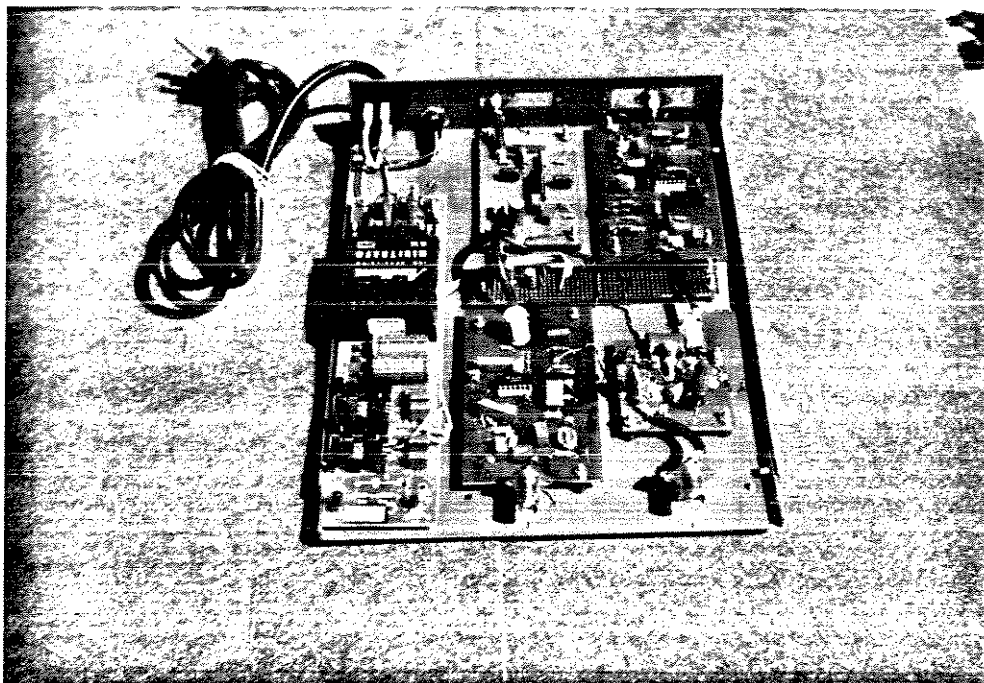
FOTOS DO PROTÓTIPO



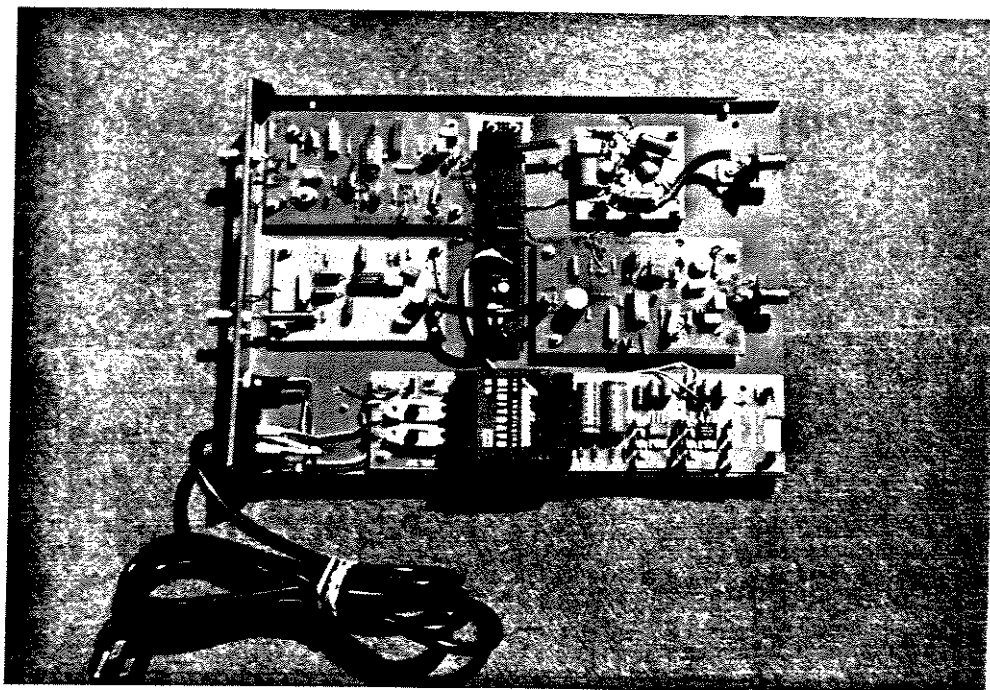
A.6.1 Foto do circuito ótico



A.6.2 Foto do circuito ótico



A.6.3 Foto do circuito transmissor e receptor para um canal



A.6.4 Foto do circuito transmissor e receptor para um canal

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Referências bibliográficas

- [1] C. K. KAO "Optical fiber systems: technology, designs and applications" McGraw-Hill 1986;
- [2] GIOZZA, CONFORTI e WALDMAN, "Fibras óticas: tecnologia e projeto de sistemas", capítulo 4. Makron Books, 1990;
- [3] E. MOSCHIM "Redes de comunicação por fibra ótica", disciplina do curso de pós-graduação da FEE / UNICAMP, 1991;
- [4] E. MOSCHIM et all. "Influence of led optical characteristic variations on performance of a plastic fiber transmission link", 1987;
- [5] E. MOSCHIM et all. "Conception of a plastic optical fiber token ring local area network", 1987;
- [6] C. A. CAMPBELL "An introduction to components for plastic fiber links", III EFOC, June 85;
- [7] S. D. PERSONICK et all. "Contrasting fiber optic component design requirements in telecommunications, analog and local data communications applications" Proceedings of the IEEE, vol. 68, n. 10, OCT. 80;

- [8] HEWLETT-PACKARD , Optoelectronic designer's guide, section 5: fiber optics, 1992;
- [9] MOTOROLA "MFOL01 - Fiber optics kit (Low cost system)" Optoelectronic devices manual, 1985;
- [10] H. GEMPE / MOTOROLA "Applications of ferruled components to fiber optic systems" , AN 793, 1986;
- [11] M. A. ZARO et all. "A study of fiber optics behavior in substitution to conventional cables for temperature and strain (with strain gages) measurements" Anais do 8º Seminário de Instrumentação, pg 491, 1989;
- [12] MOTOROLA "Revised data-interface standards", AN 781 A ;
- [13] G. SCHLATTER et all. "Sistemas de multiplexação por subportadora (SCM) utilizando a tecnologia de fibras óticas", TELEMÓ'92, sessão 4, pg 103;
- [14] W. I. WAY "Subcarrier multiplexed lightwave system design considerations for subscriber loop applications", Journal of Lightwave Technology (JLT), vol 7, n. 11, NOV. 89, pg 1806;
- [15] C.N. LO et all. "A hybrid architecture for analog video broadcasting and B-ISDN services in customer premises networks", Journal on Selected Areas in Communications (JSAC), vol 8, n. 7, SEP. 90, pg 1327;
- [16] L. J. BASKERVILLE "Two fibers or one? (A comparison of two-fiber and one-fiber star architecture for fiber to the home applications), JLT, vol 7, n. 11, NOV. 89, pg 1733;
- [17] A. U. TENNE-SENS et all. "Optical fiber video transmission using analog baseband modulation", IEEE Trans. on CATV, vol 3, n. 4, OCT. 78, pg 145;
- [18] E. P. TWEEDY "Put analog transmissions on a fiber optic loop", Electronic Design, AUG. 80, pg 171;

- [19] J. A. CHIDDIX et al. "AM video on fiber in CATV systems: need and implementation", JSAC, vol 8, n. 7, SEP. 90, pg 1229;
- [20] R. E. WAGNER / BELCORE "Multichannel lightwave networks", ICC'91;
- [21] H. OHTSUKA et al. "256-QAM subcarrier transmission using coding and optical intensity modulation in distribution networks", IEEE Photonics Tech. Lett., vol 3, n. 4, APR. 91, pg 381;
- [22] R. OLSHANSKY "Multigigabit per second subcarrier multiplexed optical fibre ring network", Electronic Lett., vol 27, n. 23, NOV. 91, pg 2098;
- [23] P. M. HILL "A 20-channel optical communication system using subcarrier multiplexing for the transmission of digital video signals", JLT, vol 8, n. 4, APR. 90, pg 554;
- [24] W. I. WAY "A 1.3 μ m 35 km fiber optic microwave multicarrier transmission system for satellite earth stations", JLT, vol 5, n. 9, SEP. 87, pg 1325;
- [25] D. M. POLOFKO et al. "Performance analysis of fiber optic links for millimeter-wave communications satellites", OFC'91, pg 133;
- [26] M. SHIBUTANI et al. "Feasibility studies on an optical fiber feeder system for microcellular mobile communications system", ICC'91, section 37, pg 1176;
- [27] S. C. LIEW et al. "A broad-band optical network based on hierarchical multiplexing of wavelengths and RF subcarriers", JLT, vol 7, n. 11, NOV. 89, pg 1825;
- [28] K. I. SATO et al. "Fiber optic analog-digital hybrid signal transmission employing frequency modulation", IEEE Trans. on Communications, vol 33, n. 5, MAY 85, pg 433;
- [29] LASERTRON Application Note "Microwave fiber optic link design and performance considerations", 1993;

- [30] AT&T Lightguide apparatus Data Sheet: ST series multimode fiber optic cables and connectors, 1991;
- [31] K. ALAMEH et all. "Ultimate limits of subcarrier multiplexed lightwave transmission", Electronic Letters, vol 27, n. 17, JUL. 91, pg 1260;
- [32] C. Y. KUO "Fundamental second-order nonlinear distortion in analog AM CATV transport system based on single frequency semiconductor lasers", JLT, vol 10, n. 2, FEB. 92, pg 235;
- [33] C. J. CHUNG et all. "Simulation of the effects of laser clipping on the performance of AM-SCM lightwave systems", IEEE Trans. Photonics Tech. Lett. , vol 3, n. 11, NOV 91, pg 1034;
- [34] J. M. SENIOR "Optical fiber communications - principles and practice", chapter 9: receiver noise considerations, Prentice-Hall 1985;
- [35] R. L. FREEMAN "Reference manual for telecommunications engineering", chapter 9: noise and modulation, pg 323, Artech House 1989;
- [36] M. F. MESIYA "Optical fiber communications", chapter 15, pg 487, edited by E. BASCH, JW&S 1989;
- [37] K. ALAMEH et all. "Optimum optical modulation index for laser transmitters in SCM systems", Electronic Letters, vol 26, n. 16, AUG. 90, pg 1273;
- [38] F. C. MENDIS "Overmodulation in subcarrier multiplexed video FM broad band optical networks", JSAC, vol 8, n. 7, SEP. 90, pg 1285;
- [39] idem [35], chapter 20: television transmission, pg 1235;
- [40] R. J. TRAISTER "Linear integrated circuit applications manual", chapter 7: RF circuits, 1989;
- [41] MOTOROLA AN-829 "Application of the MC 1374 TV modulator", 1989;

- [42] MOTOROLA Linear devices manual - MC 1374 TV modulator, 1989;
- [43] MOTOROLA Linear devices manual - NE 592 differential two stage video amplifier; 1989;
- [44] J. A. MATTSON "Specifying AM fiber system performance", Communications Eng. and Design (CED), SEP. 90, pg 54;
- [45] C. BAACK et all. "Noise properties of opto-electronic receivers in 50 Ω technique", Journal of Optical Communications, vol 2, n. 1, JAN. 81, pg 26;
- [46] M. ODARA "Performance trade-off of coaxial and fiber optic cables", Fiber and Integrated Optics, vol 5, n. 2, JUL 85, pg 203;
- [47] N. A. RIABON et all. "Optical fiber transmission of multi-channel FM audio and video signals", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol 39, n. 3, AUG. 93, pg 593;
- [48] J. LI et all. "Optical audio and video signal transmission system for home appliances", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol 38, n. 3, AUG 92, pg 525;
- [49] T. E. DARCIE et all. "Lightwave subcarrier CATV transmission systems", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol 38, n. 5, MAY 90, pg 524;
- [50] Simulações realizadas com o programa MICROCAP III .