

Implementação e Testes de uma Malha de Fase Travada (PLL) de Costas modificado para receptores Ópticos Coerentes

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Aos meus pais, Ivan e Adeilda
Aos meus irmãos Neinha e Ivan
A Celina e Mariana ♡.

Agradecimentos

- Ao meu orientador Prof. Dr. Evandro Conforti, pela orientação, atenção dedicada, apoio e amizade.
- Ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento-CPqD da Telebrás, nas pessoas dos Eng. José Malavasi, Eng. Roberto Nakamura e Eng. Argemiro, pelo fornecimento dos componentes eletrônicos utilizados nas montagens, pelas sugestões.
- Ao Prof. Afonso (FEE/Decom), ao futuro engenheiro Marcos Ponce, pelas discussões, atenção dedicada e amizade.
- Ao técnico Gustavo Cafeu, pela grande colaboração e orientação no uso do programa TANGO.
- Aos MsC. Luis Eugênio Jr., pelas discussões, programas utilizados no trabalho e amizade.
- À Lúcia e Airton, pelos excelentes desenhos.
- À Regina, pela confecção das placas de circuitos impressos.
- À Ademilde, Janete e Elza, pela digitação de boa parte deste trabalho.
- À Celi, Marcinha, Gisleine, Insley, Ricardo e Abrão, pelo suporte no contrato Unicamp/Telebrás.
- Ao Motoyama, pela ajuda no almoxarifado e aos demais funcionários que de um modo outro me ajudaram na realização deste trabalho.
- Aos amigos do DMO, Tete, Cida, João, Ening, Marcelo Crespo, Aldário, Antônio, Luíza, Rubens, Ricardo, Karin e Marcia Gibim pela amizade convívio nesse período.
- Ao MsC. Claudio Ribeiro de Lima, pela amizade e encaminhamento nas Comunicações Ópticas.
- Ao CNPq, pelo apoio financeiro durante a realização do mestrado.
- À Telebrás, pelo financiamento parcial deste trabalho.
- A todos os meus amigos da pós-graduação da FEE/Unicamp, pela amizade partilhada durante estes anos.

Sumário

A detecção óptica feita por OPLL's (*Optical Phase-Locked Loop*), de sinais modulados em fase digitalmente, é estudada por intermédio de simulação experimental eletrônica.

São mostradas, também, as equações fundamentais para o projeto e construção de um OPLL de Costas com Filtro de Malha (*Loop Filter*) de 1ª ordem modificado. Este OPLL tem a vantagem de demodular com mais eficiência, sinais modulados digitalmente em fase (DPSK) e fortemente contaminados pelo Ruído de Fase exigindo menor potência na transmissão, do que as Malhas Ópticas com Filtro de Malha de 2ª ordem. Foi montado um sistema consistindo de um circuito eletrônico para simulação do Ruído de Fase, um circuito Modulador de Fase (transmissor) e um Demodulador (receptor). O circuito simulador do Ruído de Fase compõem-se de um gerador de ruído branco, VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) e um atenuador de RF. O circuito Modulador de Fase compõem-se de circuitos eletrônicos digitais (Codificador diferencial) e analógicos (VCO, Filtro Passa-Baixas, Atenuadores, Equalizadores, Deslocador de nível, Misturador de Microondas). O circuito Demodulador compõem-se somente de circuitos analógicos (VCO, Filtros Passa-Baixas ativos e passivos, Misturador de Microondas).

A técnica de se simular o Ruído de Fase dos lasers, por intermédio da injeção de um ruído branco num VCO, para se analisar o desempenho de um OPLL, é utilizada neste trabalho. Os resultados das medidas e observações práticas confirmam o funcionamento adequado do sistema, onde se conseguiu detectar sinais fortemente contaminados pelo Ruído de Fase.

Summary

The optical detection made by OPLL's (Optical Phase-Locked Loop), of phase modulated digital signals, is studied by electronics experimental simulation.

The fundamental equations have been presented for the project and construction of a first order modified Costas' OPLL with Loop Filter. This OPLL has the advantage of demodulating with more efficiency phase modulated signal transmission (DPSK), strongly affected by Phase Noise demanding less power transmission than Optical Loop with 2nd Order Loop Filter. A system, composed of an electronic circuit for Phase Noise simulation, a Phase Modulator circuit (transmitter), and a Demodulator (receiver), has been built up. The Phase Noise simulator circuit is composed of a White Noise Generator, VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) and RF attenuator. The Phase Modulator circuit is composed of digital electronic circuits (differential coding) and analogic (VCO, Low Pass Filter, Attenuators, Equalizers, Shift Level, Microwave Mixer). The Demodulator circuit is composed only of analogical circuits (VCO, Active and Passive Low Pass Filters, Microwave Mixer).

The laser Phase Noise simulation, through a white noise injection in a VCO, for analysing the OPLL performance, is used in this work. The results of the measurement and practical observations demonstrated the correct operating system by detecting signals strongly affected by Phase Noise.

Conteúdo

1	Prefácio	1
2	Comunicações Coerentes e Receptores Ópticos com OPLL	3
2.1	Introdução	3
2.2	Homodinagem × Heterodinagem: <i>Uma Comparação</i>	7
2.2.1	Desenvolvimento	8
2.2.2	Detecção Heteródina	8
2.2.3	Detecção Homódina	11
2.2.4	Desempenho dos Sistemas Ópticos Homódinos e Heteródinos .	11
2.3	Malhas Ópticas de Fase-Travada (OPLL's)	15
2.3.1	Malhas Ópticas-Heteródinas de Fase-Travada	16
2.3.2	Malhas Ópticas Homódinas de Fase-Travada	25
3	Análise e Projeto de OPLL utilizados para Detecção de Sinais Heteródinos DPSK	29
3.1	Introdução	29
3.2	Diagrama de Blocos e Equações Fundamentais	30
3.3	Ruídos Presentes no Receptor	36
3.3.1	Ruído de Fase	36
3.3.2	Ruído Balístico	36
3.4	Análise da Malha de Costas	38
3.4.1	Modelo Linearizado	38
3.4.2	Variança do Erro de Fase	39
3.5	Impacto do Ruído Balístico no Desempenho do PLL	40
3.5.1	Desenvolvimento	40
3.5.2	Largura de Faixa de Ruído B_n do PLL	41
3.6	Impacto do Ruído de Fase no Desempenho do PLL	44
3.6.1	Desenvolvimento	44
3.6.2	Ruído Branco de Fase	45

3.6.3	Ruído Flicker	46
3.6.4	Influência do Ruído de Fase Total no desempenho do OPLL	47
3.7	Projeto do OPLL	49
3.7.1	Largura de Linha Exigida	50
4	Sistema de Transmissão Óptica com recepção feita por um OPLL de Costas: <i>Simulação Eletrônica</i>	53
4.1	Proposta do Sistema de Transmissão Óptica	53
4.2	Simulação Eletrônica do Sistema Óptico Heteródino	54
4.2.1	Montagem Experimental Proposta	54
4.3	Simulação do Ruído de Fase do Laser	55
4.3.1	Gerador de Ruído	55
4.3.2	Circuito do VCO	55
4.3.3	Espectros obtidos do Conjunto de Simulação do Ruído de Fase	58
4.4	Modulador DPSK	60
4.4.1	Geração do Sinal Binário	60
4.4.2	Circuito Codificador Diferencial	60
4.4.3	Circuito Deslocador de Nível	65
4.4.4	Atenuação, Filtragem e Equalização do Sinal Codificado Diferencialmente	66
4.4.5	Circuito Modulador	71
4.4.6	Resultados Experimentais do Modulador de DPSK	72
4.5	Demodulador DPSK	75
4.5.1	Filtro Passa-Baixas	75
4.5.2	Comparador de Fase	78
4.5.3	Filtro de Malha	78
4.5.4	Divisores de Potência	81
4.5.5	Resultados Experimentais do Demodulador - PLL de Costas	82
4.6	Desenvolvimento dos Circuitos Impressos	82
5	Propostas de Implementação de PLL's Ópticos Heteródinos para Altas-Taxas	86
5.1	Arranjo Experimental do PLL Óptico proposto inicialmente	86
5.2	Propostas de PLL's Ópticos Heteródinos Coerentes	88
5.2.1	Proposta 1	88
5.2.2	Proposta 2	89
5.3	Comentários	89
A	Configurações de OPLL's e seus principais parâmetros	96

B Densidade Espectral de Potência dos Ruídos Balísticos $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$	97
C Cálculo da Densidade Espectral de Potência de $N(t)$	99
D Especificação do Varicap - MV 1401	101

Lista de Figuras

2.1	<i>Sistema de comunicação digital por fibras ópticas</i>	6
2.2	<i>Processamento do sinal heteródino</i>	8
2.3	<i>Comparação entre os Picos de Potência Óptica [7]</i>	12
2.4	<i>Diagrama de blocos: (a) PLL de Microondas, (b) PLL Óptico</i>	15
2.5	<i>PLL's heteródinos:(a) PLL de Microondas, (b) Modelo equivalente ao (a), (c) PLL Óptico heteródino</i>	17
2.6	<i>Configuração de um OPLL Heteródino [36]</i>	18
2.7	<i>Raiz quadrada da variância do sinal heteródino medido pelo método de Allan (ARPS 6):o Malha travada • Malha fora de sincronismo [36]</i>	20
2.8	<i>Configuração de um OPLL heteródino com lasers CFP (Confocal Fabry-Perot)[28]</i>	21
2.9	<i>Diagrama de Blocos do PFC e do Filtro de Malha (Loop Filter)[36]</i>	21
2.10	<i>Espectro do sinal heteródino travado em fase:(a) 500 kHz/div, (b) 100 Hz/div []</i>	22
2.11	<i>Espectros de frequências :(a) Sinal de referência, (b) Sinal heteródino travado em fase [28]</i>	23
2.12	<i>Medidas das flutuações de frequências do sinal heteródino [36]</i>	24
2.13	<i>PLL Óptico com lasers CFP [36]</i>	26
2.14	<i>Sinal de saída do detector de fase óptica:(a) Fase fora de sincronismo,(b) Fase sincronizada ($w_n=1,5$ MHz) [36]</i>	27
2.15	<i>Densidade Espectral de Potência do erro-de-fase com a malha travado:(a) Medido,(b) Calculado, onde $[S_{PH,T}(f) + S_{PH,R}(f)]$ (curva A) e $S_{PN}(f)$ (curva B) [36]</i>	28
3.1	<i>Diagrama de blocos do PLL de Costas [50]</i>	30
3.2	<i>Densidade Espectral de Potência do Ruído de Fase</i>	37
3.3	<i>Modelo Linearizado do PLL</i>	39
3.4	<i>Filtro de Malha de 1ª ordem modificado</i>	42
3.5	<i>Erro de fase $\times$ Largura de Linha normalizada obtida de (3.83)</i>	49
3.6	<i>Potência normalizada ($\sigma_{Tot} = 10^\circ$) $\times$ Largura de Linha ($\Delta\nu$)</i>	52

4.1	<i>Experimento do OPLL proposto inicialmente</i>	54
4.2	<i>Experimento de simulação eletrônica do OPLL de Costas</i>	55
4.3	<i>Circuito do VCO</i>	56
4.4	<i>Diagrama de Blocos da Simulação do Ruído de Fase</i>	58
4.5	<i>Espectros de frequência do sinal da Portadora com Ruído de Fase simulado. Tensão de ruído na entrada do VCO a) 0 V, b) 0,5 V, c) 1V</i>	59
4.6	<i>Diagrama de blocos do demodulador de DPSK</i>	61
4.7	<i>Circuito Codificador Diferencial</i>	62
4.8	<i>Circuito Codificador Diferencial</i>	62
4.9	<i>Sinal Codificado Diferencialmente</i>	64
4.10	<i>Circuito Deslocador de Nível</i>	66
4.11	<i>Atenuador</i>	67
4.12	<i>Configuração do Filtro Passa-Baixas</i>	68
4.13	<i>Filtro Passa-Baixas projetado</i>	69
4.14	<i>Configuração do Equalizador</i>	70
4.15	<i>Equalizador projetado</i>	71
4.16	<i>Configuração do Modulador em Anel (Mixer)</i>	72
4.17	<i>Sinal da Portadora modulada em fase a) Sinal DPSK, b) DPSK + Sinal de Dados, c) Espectro do sinal DPSK</i>	73
4.18	<i>Configuração do Filtro Passa-Baixas de Bessel</i>	76
4.19	<i>Filtros de Bessel projetados</i>	77
4.20	<i>Curvas de Frequência e Fase dos filtros projetados</i>	77
4.21	<i>Curva característica do Comparador de Fase</i>	78
4.22	<i>Curvas de Frequência do Filtro de Malha</i>	80
4.23	<i>Modelo esquemático dos Divisores de Potência</i>	82
4.24	<i>Espectro de Frequências do Sinal DPSK demodulado a) Sinal DPSK sem ruído de fase, b) Sinal DPSK contaminado pelo ruído de fase</i>	83
4.25	<i>Circuito esquemático do PLL de Costas projetado</i>	85
5.1	<i>PLL Óptico proposto Nº 1</i>	88
5.2	<i>PLL Óptico proposto Nº 2</i>	89

Lista de Tabelas

2.1	<i>Sensitividade dos Receptores Ópticos para uma Taxa de Erro (BER) de 10^{-9} [2]</i>	4
2.2	<i>Classificação dos Sistemas de Comunicações Ópticas [3]</i>	5
2.3	<i>Larguras de Linha exigidas para pequenas penalidades de Sensitividade ($\Delta\nu_{FI}$ = Largura de Linha do sinal de FI, R_b = Taxa de bit/s) [2]</i> . .	7
2.4	<i>Comparação entre os Sistemas Homódinos e Heteródinos [7]</i>	13
4.1	<i>Frequência $\times$ Tensão DC do VCO da Fig. 4.3</i>	57

Capítulo 1

Prefácio

Em comunicações ópticas coerentes heteródinas (Frequência Intermediária $\neq 0$), o receptor trabalha com frequências mais altas do que os sistemas homódinos (Frequência Intermediária = 0). Contudo, a detecção heteródina é mais imune aos ruídos balísticos e de fase, possibilitando o uso de lasers com maior largura espectral em sistemas de comunicações com taxas de transmissão, relativamente, altas. O emprego do OPLL (*Optical Phase-Locked Loop*) tem possibilitado este desenvolvimento.

Para suprir a enorme demanda por canais de comunicação num futuro próximo, busca-se a melhoria da sensibilidade destes receptores coerentes, bem como o desenvolvimento de lasers semicondutores, a fim de aumentar a capacidade de chaveamento dos canais de transmissão, ou seja, utilização de sistemas de comunicação FDM (*Frequency Division Multiplexing*) ópticos.

Os objetivos principais deste trabalho são a análise teórica de um sistema de detecção óptica coerente heteródino usando OPLL's, com filtro de malha de 1ª ordem modificado e a simulação eletrônica da transmissão e recepção de um sinal óptico com modulação digital de fase DPSK (*Differential Phase Shift Keying*), contaminado pelo ruído de fase.

O trabalho constitui-se dos seguintes capítulos :

Capítulo 2

Introduzem-se conceitos básicos de comunicações ópticas coerentes homódinas e heteródinas. Neste capítulo, discutem-se, também, os conceitos e os princípios de funcionamento dos PLL's ópticos homódinos e heteródinos para diversos tipos de lasers.

Capítulo 3

Faz-se a análise teórica de um PLL óptico com filtro de malha de 1ª ordem modificado, utilizado para detecção de sinais heteródinos de DPSK. A partir dos resultados da análise teórica realizada, apresentam-se as expressões necessárias para a escolha dos parâmetros de projeto dos PLL's ópticos heteródinos.

Capítulo 4

Discute-se a implementação do experimento de simulação eletrônica do sistema heteródino com detecção realizada por PLL óptico, cujo sinal de portadora tem alargamento espectral provocado pelo ruído de fase. Descreve-se todo o *hardware* eletrônico utilizado, detalhes práticos, o processo de confecção dos circuitos, além de algumas observações experimentais. Mostram-se os principais resultados experimentais da simulação realizada.

Capítulo 5

Discutem-se as principais conclusões obtidas durante o trabalho teórico e de simulação. Descreve-se a configuração básica de dois PLL ópticos sugeridos para implementação futura, que se pretende realizar, nos laboratórios de comunicações ópticas do DMO/FEE.

Capítulo 2

Comunicações Coerentes e Receptores Ópticos com OPLL

2.1 Introdução

Desde a invenção dos lasers, descobrir e utilizar as propriedades de coerência da luz nas comunicações ópticas tem sido um grande desafio aos pesquisadores que atuam nesta área. Os sistemas de transmissão usando modulação da frequência ou da fase óptica, ao invés da modulação de intensidade, foram pontos iniciais no desenvolvimento das pesquisas. Em 1962 foi mostrado que tanto a detecção homódina como a heteródina possuem uma relação Sinal/Ruído (S/R) mais próxima da ideal do que a detecção-direta [1], com uma melhoria de ≈ 10 dB na sensibilidade do receptor. Isto pode proporcionar uma distância maior entre repetidores ópticos num sistema, bem como, a diminuição do espaço entre canais e a seletividade em frequência, tornando-se viável a utilização dos sistemas FDM (*Frequency Division Multiplexing*) e OTDM (*Optical Time Division Multiplexing*). A Tabela 2.1 relaciona a sensibilidade dos receptores ópticos para diversos tipos de Modulação/Demodulação [2].

A configuração básica de um sistema de transmissão coerente por fibras ópticas é mostrado na Figura 2.1. O sinal de saída do fotodetector (fotocorrente), é uma réplica do sinal original, só que transladado da frequência óptica ($\simeq 10^5$ GHz) para a frequência de rádio (≈ 100 's kHz), onde as técnicas convencionais de processamento eletrônico, podem ser utilizadas.

As vantagens apresentadas pelas comunicações ópticas coerentes, devido à coerência espacial da portadora luminosa, quando esta incide sobre o fotodiodo misturador de frequências, tem sido exploradas em diversas aplicações. Recentemente, com o uso de técnicas coerentes em sistemas ópticos, tem-se obtido resultados animadores para taxas acima de $2 \text{ G}\frac{\text{bits}}{\text{s}}$, onde o desempenho dos fotodiodos APD

Modulação /Detecção	BER	Fótons/bit	Estado-da-Arte
ASK Heteródino	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{nP_s}{2h\nu B}})$	36	-
ASK Homódino	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{nP_s}{h\nu B}})$	18	-
FSK Heteródino	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{nP_s}{2h\nu B}})$	36	-
PSK Heteródino	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{nP_s}{h\nu B}})$	18	$18 \frac{\text{fotons}}{\text{bit}}$
PSK Homódino	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{2nP_s}{h\nu B}})$	9	$34 \frac{\text{fotons}}{\text{bit}}$
Detecção Direta	$0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{nP_s}{h\nu B}})$	10	$1000 \frac{\text{fotons}}{\text{bit}}$

Tabela 2.1: *Sensitividade dos Receptores Ópticos para uma Taxa de Erro (BER) de 10^{-9} [2]*

(*Avalanche Photodiode*) começam a deteriorar. A alta sensibilidade, aliada à largura de faixa dos receptores ópticos, tem sido boas, especialmente quando se empregam lasers de He-Ne ($1,53 \mu\text{m}$) ou YAG como fontes ópticas.

Na *Figura 2.1*, pode-se observar que a luz do laser é usada como portadora. Devido à sua estabilidade em frequência e fase, o transmissor pode lançar na fibra um sinal óptico modulado em amplitude (ASK), frequência (FSK) ou fase (PSK). A recepção é feita utilizando-se técnicas convencionais de detecção coerente. Há a necessidade, como mostra a *Figura 2.1*, de utilizar-se um outro laser como oscilador local do receptor coerente.

O batimento do sinal recebido com o oscilador local produzirá um sinal de FI (*Frequência Intermediária*), quando for utilizado a detecção heteródina. A demodulação destes sinais podem ser feita por: demodulação de envelope, demodulação diferencial, ou demodulação síncrona (OPLL - Optical Phase-Locked Loop).

A *Tabela 2.2* mostra a classificação de vários esquemas de comunicações ópticas coerentes.

O desempenho destes sistemas é afetado pelo *Ruído de Fase* dos lasers que, em algumas situações, leva a uma taxa de erro (*BER-Bit Error Rate*) $> 10^{-9}$. O ruído de fase é caracterizado em termos da largura de linha do espectro de emissão dos

Recepção Óptica	Modulação	Demodulação
Homódina	ASK	- OPLL (PLL Óptico) - Diversidade de Fase
	PSK	- OPLL (PLL Óptico) - Diversidade de Fase
Heteródina	ASK	- Coerente - De Envelope
	FSK	- Coerente - De Envelope
	PSK	- Coerente - De Envelope

Tabela 2.2: *Classificação dos Sistemas de Comunicações Ópticas [3]*

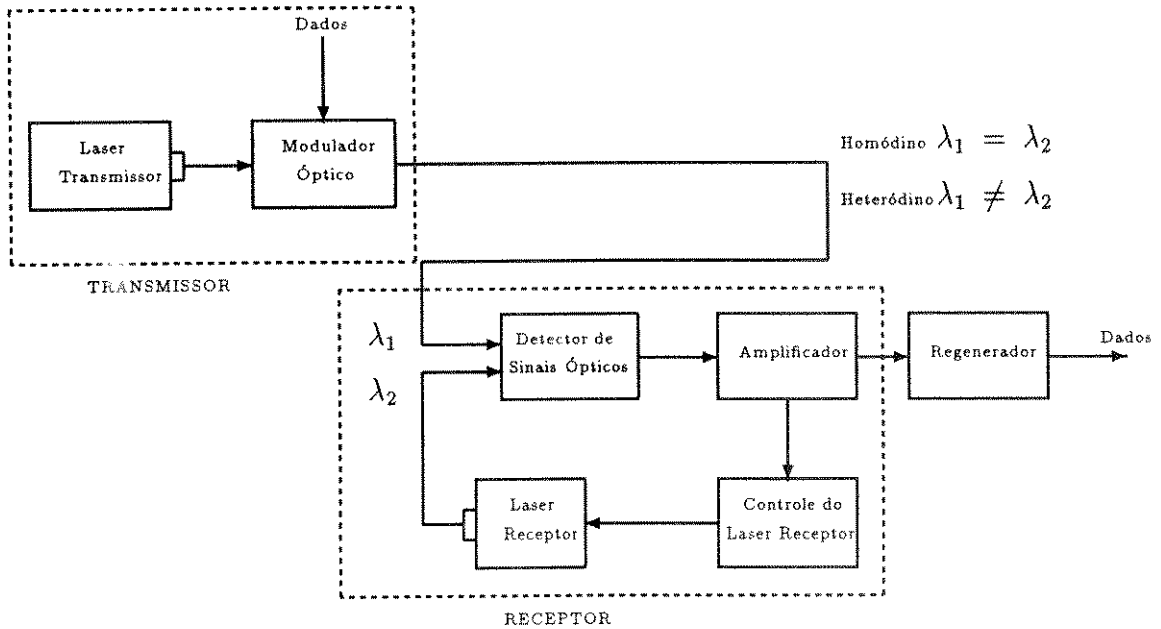


Figura 2.1: Sistema de comunicação digital por fibras ópticas

lasers. Este efeito é causado pela ocorrência de emissões espontâneas, as quais são inevitáveis durante a operação do laser. Tais eventos causam uma súbita mudança (magnitude e polaridade) na fase do campo elétrico gerado pelo dispositivo. A solução encontrada para minimizar estes efeitos é a utilização de cavidades externas ou lasers DFB (*Distributed Feedback*) [4].

A Tabela 2.3 sumariza as larguras de linha exigidas com relação à taxa de bits do sistema, para vários tipos ou técnicas de modulação digital comumente utilizadas.

Nos sistemas heteródinos, o sinal resultante do batimento entre o sinal óptico da portadora e o oscilador local será o sinal de informação modulado numa frequência FI. Esta frequência será a diferença entre a frequência do sinal da portadora e a frequência do oscilador local. O sinal de informação é obtido utilizando-se as técnicas padrões do processamento de sinais de RF (*Rádio Frequência*).

Na detecção homódina, o sinal resultante do batimento entre a portadora e o oscilador local será o sinal de banda base. Neste tipo de detecção coerente, os sinais da portadora e do oscilador local possuem a mesma frequência, tendo por consequência o não aparecimento de um sinal de FI diferente de zero.

Modulação	Tipo do Receptor	$\frac{\Delta\nu_{FI}}{R_b}$
ASK e FSK (Grande desvio de frequência)	Heteródino com detecção envelope com filtragem após a detecção	10~20%
PSK e FSK (Pequeno desvio de frequência)	Heteródino com detecção diferencial	0,7~1%
PSK	Heteródino com detecção síncrona (OPLL)	< 0,2%

Tabela 2.3: *Larguras de Linha exigidas para pequenas penalidades de Sensitividade ($\Delta\nu_{FI}$ = Largura de Linha do sinal de FI, R_b = Taxa de bit/s) [2]*

2.2 Homodinagem $\times$ Heterodinagem: Uma Comparação

Devido ao progresso no desenvolvimento dos lasers semicondutores e das fibras monomodos, aliado à melhora de desempenho dos receptores, aumentando assim o espaçamento entre repetidores, o interesse pelo desenvolvimento dos sistemas homódinos e heteródinos tem crescido muito a partir do início dos anos 80 [1].

A obtenção de um projeto ótimo para os sistemas ópticos homódinos ou heteródinos tem sido a grande preocupação dos pesquisadores, ou seja, procura-se definir qual o sistema que apresenta melhor desempenho. Porém, foi demonstrado por Kazovski [36] e por Okoshi [37] que os sistemas homódinos apresentam 3 dB de melhoria na sensibilidade do receptor. Por Kazovski tem-se que:

"O desempenho dos sistemas de comunicações digitais é normalmente caracterizado pela Taxa de Erros (BER-Bit Error Rate) a qual depende da Relação Sinal/Ruído (SNR) na entrada do Comparador de Limiar (Figura 2.2), e da Função Densidade de Probabilidade (PDF) do ruído no mesmo ponto. Para Osciladores Locais (OL) de alta potência, a Função de Densidade é Gaussiana para ambos os sistemas homódinos e heteródinos, fazendo com que o BER dependa exclusivamente da Relação Sinal/Ruído (SNR)".

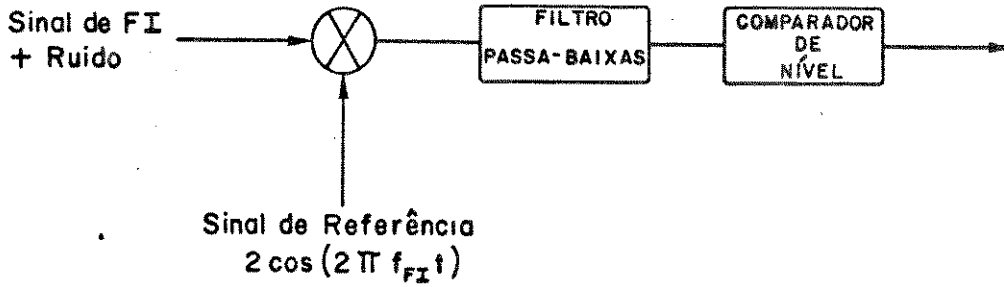


Figura 2.2: Processamento do sinal heteródino

2.2.1 Desenvolvimento

Neste ítem, serão desenvolvidas as expressões matemáticas para a potência do sinal detectado e para a Densidade Espectral de Potência (DEP) do ruído detectado. Estas expressões são válidas para ambos os sistemas homódinos e heteródinos.

Usando-se um fotodiodo PIN como detector do sinal óptico, a corrente média do sinal de saída será [5],[6]:

$$i = \mathcal{R} P_{OL} \quad (2.1)$$

onde:

$\mathcal{R}$ = Responsividade do fotodetector

P = Potência Óptica Instantânea na superfície do fotodetector

A corrente detectada incluirá também o ruído, enquanto a Densidade Espectral de Potência unilateral for [5],[6]:

$$N_o = 2 q \mathcal{R} P_{OL} \quad (2.2)$$

onde:

N_o = Densidade Espectral de Potência unilateral detectada

q = Carga do Elétron

P_{OL} = Potência do Oscilador Local

2.2.2 Detecção Heteródina

As expressões para as relações de Sinal/Ruído em vários pontos do receptor heteródino serão obtidas com relação à Figura 2.2. Para os receptores heteródinos ($f_{FI} \neq 0$) da expressão (2.1) obtém-se:

$$i = \mathcal{R} [P_S + P_{OL} + A \cos(2\pi f_{FI}t)] \quad (2.3)$$

$$A = 2 \sqrt{P_S \cdot P_{OL}} \quad (2.4)$$

onde:

P_S = Potência do Sinal na Superfície do detector

A = Amplitude do sinal detectado

A componente AC e a potência do fotodetector serão dadas por [5]:

$$i_{AC_{Het}} = \mathcal{R} A \cos(2\pi f_{FI}t) \quad (2.5)$$

$$P_{1_{Het}} = 0,5 (\mathcal{R} A)^2 = 2 P_S P_{OL} \mathcal{R}^2 \quad (2.6)$$

onde:

$P_{1_{Het}}$ = Potência do Sinal Heteródino na entrada do receptor

A potência de ruído no mesmo ponto é dada pela seguinte expressão:

$$N_{o_{1_{Het}}} = N_o B_{FI} \quad (2.7)$$

onde:

$N_{o_{1_{Het}}}$ = Potência de ruído no sistema heteródino

B_{FI} = Largura de Faixa do filtro eletrônico de FI

A análise irá ser feita com base nas modulações ASK e PSK, pois estas exigem:

$$B_{FI} = 2 B_B = 2 R_b \quad (2.8)$$

onde:

B_B = Largura de Faixa do Sinal de Banda Base

R_b = Taxa de bits

Utilizando as expressões (2.6) e (2.7), a relação Sinal/Ruído (SNR) na entrada do receptor será:

$$SNR_{Het} = \frac{P_{1Het}}{N_{oHet}} \quad (2.9)$$

Combinando (2.6) - (2.9) com (2.2), obtém-se:

$$SNR_{1Het} = \frac{\mathcal{R} P_S}{2 q B_B} = \frac{\mathcal{R} P_S}{2 q R_b} \quad (2.10)$$

Observando a *Figura 2.2*, o sinal de potência na saída do Filtro Passa-Baixas (*FPB*), com largura de faixa igual B_B , será [9],[10]:

$$P_{2Het} = 2 P_{1Het} = 4 P_S P_{OL} \mathcal{R}^2 \quad (2.11)$$

onde:

P_{2Het} = Potência do Sinal Heteródino na saída do Filtro Passa- Baixas

Analogamente, a Densidade Espectral de Potência do ruído na saída do Filtro Passa-Baixas, será:

$$N_{oout} = 2 N_o \quad (2.12)$$

$$N_{2Het} = N_{1Het} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.2) em (2.12), (2.2) e (2.7) em (2.13), obtém-se:

$$N_{oout} = 4 q \mathcal{R} P_{OL} \quad (2.14)$$

$$N_{2Het} = 2 e B_B = 4 B_B q \mathcal{R} P_{OL} \quad (2.15)$$

Dividindo (2.11) por (2.15), obtém-se:

$$SNR_{2Het} = \frac{P_S \mathcal{R}}{q B_B} = \frac{P_S \mathcal{R}}{q R_b} \quad (2.16)$$

Logo, a expressão (2.16), obtida para a saída do FPB, determinará a taxa de erro para o receptor heteródino.

2.2.3 Detecção Homódina

Neste item serão determinadas as relações Sinal/Ruído para o receptor homódino. Pela expressão (2.5), obtém-se a corrente AC e a potência na saída do fotodetector, para o receptor homódino ($f_{FI} = 0$).

$$i_{AC_{Hom}} = \mathcal{R} A \quad (2.17)$$

$$P_{1Hom} = (\mathcal{R} A)^2 = 2 P_{1Het} = P_{2Het} = 4 P_S P_{OL} \mathcal{R}^2 \quad (2.18)$$

onde:

P_{1Hom} = Potência da componente AC do sinal homódino

Na expressão (2.17), observa-se que a detecção homódina produz o mesmo sinal de potência da detecção heteródina. A potência de Ruído Homódino é dada pela seguinte expressão:

$$N_{o_{Hom}} = N_o B_B = 2 q \mathcal{R} P_{OL} B_B = \frac{N_{o_{1Het}}}{2} = \frac{N_{o_{2Het}}}{2} \quad (2.19)$$

A expressão acima mostra que a homodinagem produz somente 50% do ruído produzido pela heterodinagem. Dividindo (2.17) por (2.18), obtém-se a seguinte relação Sinal/Ruído para detecção homódina:

$$SNR_{Hom} = \frac{2 \mathcal{R} P_S}{q B_B} = \frac{2 \mathcal{R} P_S}{q R_b} \quad (2.20)$$

Comprova-se, assim, comparando as equações (2.20) e (2.16), a eficiência de 3 dB dos sistemas homódinos com relação aos heteródinos.

2.2.4 Desempenho dos Sistemas Ópticos Homódinos e Heteródinos

O desempenho dos sistemas homódinos e heteródinos analisados em termos de *Pico de Potência* do sinal óptico recebido é apresentado na *Figura 2.3* [7]. Este critério é utilizado pelos pesquisadores japoneses, enquanto que os pesquisadores europeus fazem uso do critério de *Potência Média* do sinal óptico recebido.

Na comparação entre os sistemas heteródinos e homódinos para taxas de dados mais altas, deve-se levar em conta também, um pico de frequência da ordem de

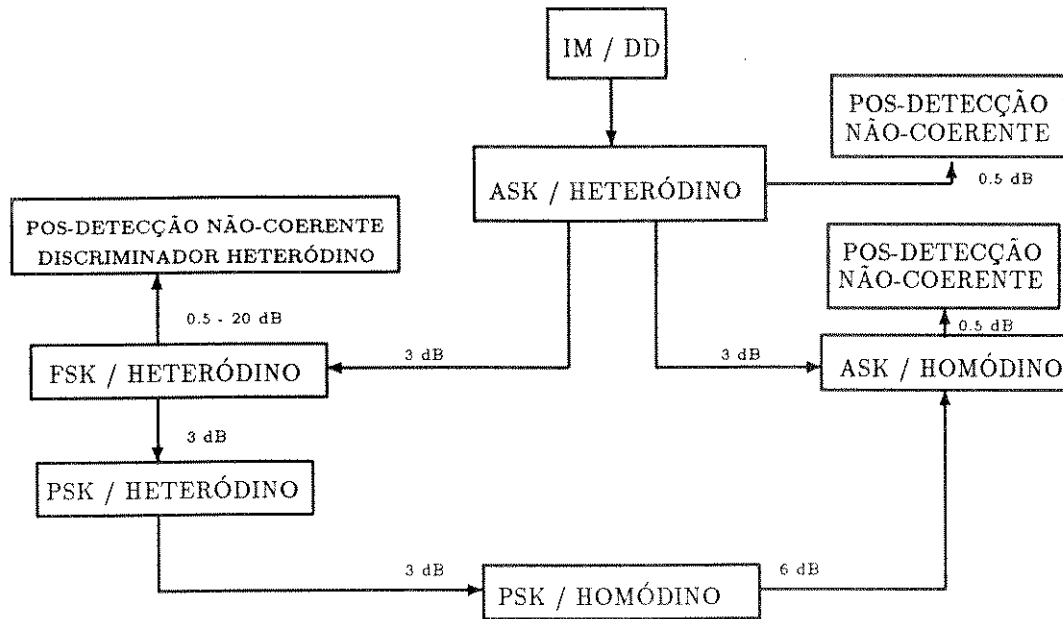


Figura 2.3: Comparação entre os Picos de Potência Óptica [7]

GHz, no espectro de ruído de fase do laser [8]. Este pico é maior do que o nível de ruído normal em baixas frequências. Consequentemente um sistema coerente provavelmente irá entrar em colapso caso seu espectro do sinal se sobreponha a este pico de ruído. Utilizando-se a mesma taxa de dados para ambos os sistemas, o pico do ruído de fase pode limitar o desempenho dos sistemas heteródinos, devido à frequência com a qual estes normalmente trabalham.

A detecção homódina apresenta-se como uma boa solução para os problemas de alta frequência, além de melhorar a sensibilidade do receptor. Porém a realização prática é difícil de ser obtida devido aos seguintes fatores [5]:

- Sensibilidade ao ruído de fase, exigindo lasers com larguras de linhas estreitas e estáveis.
- Sensibilidade às flutuações de frequência e fase, fazendo com que os experimentos atuais utilizem principalmente lasers de HeNe ($1,52 \mu m$) ou lasers YAG de cavidade externa, uma vez que estes lasers possuem boa pureza espectral.

A Tabela 2.4, sumariza as vantagens e desvantagens relativas de sistemas homódinos e heteródinos [5].

Atualmente, busca-se o aperfeiçoamento dos sistemas homódinos e heteródinos pela melhoria da largura de linha dos lasers semicondutores e do desenvolvimento

Parâmetro	Sistemas Homódinos	Sistemas Heteródinos
Sensitividade do Receptor (teórica)	3 dB melhor do que os Sist. Heteródinos	3 dB pior do que os Sist. Homódinos
Estabilidade da fase óptica	Exigida	Exigida para sistemas com pós-deteccção coerente
Estabilidade da frequência óptica	Forte exigência	Pouco exigida, exceto com pós-deteccção coerente
Estabilidade de polarização	Exigida	Exigida
Fotodetector: Faixa de Passagem	Igual a Banda-base Detector Passa-baixas	≈ 6 vezes maior do que Sist. Homódinos Detector Passa-faixa
Limite da Taxa de bits	≈ 6 vezes maior do que os Sist. Heteródinos	≈ 6 vezes menor do que os Sist. Homódinos

Tabela 2.4: Comparação entre os Sistemas Homódinos e Heteródinos [7]

das técnicas de circuitos integrados opto-eletônicos (OEIC), a fim de se obter boa estabilidade, aliada à alta velocidade nos circuitos de realimentação dos OPLL's (Optical Phase-Locked Loops).

2.3 Malhas Ópticas de Fase-Travada (OPLL's)

O primeiro trabalho em travamento da fase óptica foi desenvolvido nos idos de 1960, usando-se lasers de He-Ne [11]. A partir do início dos anos 80, vários trabalhos experimentais estão sendo realizados, tanto em comunicações ópticas como em espectroscopia de alta-resolução.

Neste item, serão revistos os princípios básicos de operação e o atual estágio das pesquisas das *Malhas Ópticas de Fase-Travada* (OPLL).

Como mostra a *Figura 2.4*, numa *Malha de Fase-Travada* (PLL), a fase do sinal do oscilador controlado por tensão (VCO) deverá estar travada em fase com o sinal de entrada. Estes dois sinais terão suas fases comparadas por um *Detector de Fase*, cujo sinal presente em sua saída será proporcional à diferença de erro de fase entre o sinal de entrada e o sinal do VCO.

Este sinal de *erro de fase* será processado por um *Filtro de Malha* (Passa-Baixas) e depois aplicado à entrada do VCO, modulando-o em frequência. Então, o sinal de saída do VCO acompanhará a fase do sinal de entrada do PLL.

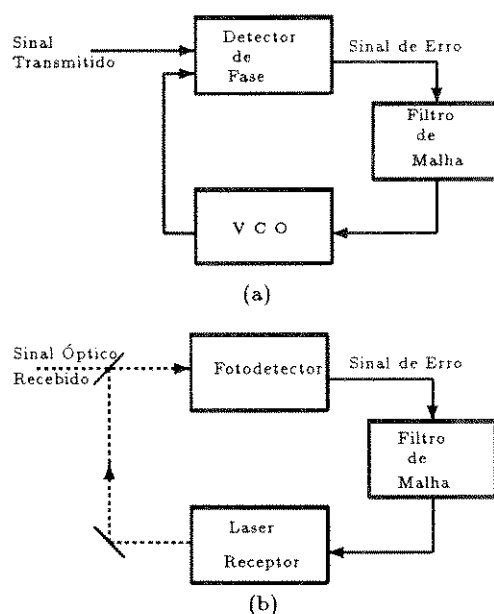


Figura 2.4: Diagrama de blocos: (a) PLL de Microondas, (b) PLL Óptica

O OPLL mostrado na *Figura 2.4(b)* tem seu funcionamento semelhante ao do PLL, descrito no parágrafo anterior, exceto no que concerne à detecção de fase e ao VCO. O detector de fase é substituído por um fotodetector e o VCO por um laser cuja frequência emissão é controlada pelo sinal de saída do Filtro de Malha. O tipo

do OPLL mostrado é homódino, pois a frequência dos dois sinais (de entrada e do VCO para o PLL, assim como a dos lasers Transmissor e Receptor para o OPLL) são iguais.

A técnica alternativa de *Injection-Locking* pode ser usada para o tratamento de fase. Contudo há a necessidade de uso de um laser de alta-potência para prover a portadora (laser transmissor) [12]-[15].

Os OPLL's podem ser considerados uma das melhores soluções para sincronizar o laser transmissor com o laser receptor. Apesar da potência razoável do laser transmissor, uma pequena porção desta potência atinge o receptor, pois uma parcela considerável é usada na estabilização de frequência e o resto se perde tanto na fibra óptica, após a transmissão, como por reflexão na cavidade do laser.

Trabalhos com OPLL's homódinos têm sido realizados com: lasers de He-Ne [11], lasers de CO_2 [16], lasers semicondutores [17] [18], lasers de Nd-YAG bombeados por lasers semicondutores [19] [20], lasers semicondutores com estabilização óptica de frequência [21], lasers de He-Ne em conjunto com lasers semicondutores [22] e lasers semicondutores com realimentação negativa e elétrica [18].

Excetuando os experimentos [17] e [18], todos atingiram o travamento da fase óptica, utilizando-se *Frequência Natural* (ω_n) da malha menor do que 100 kHz. O motivo advém do fato de todos os lasers utilizados possuírem um ruído FM baixo.

O trabalho que apresentou o valor do ω_n mais alto, maior do que 10 MHz, foi o OPLL realizado com lasers semicondutores [17] [18]. Estes trabalhos também apresentaram a Largura de Faixa de Ruído (B_n) da malha em ≈ 134 MHz. Entretanto, observou-se, nestes casos, que a variação do erro de fase foi consideravelmente grande em função da magnitude elevada do ruído FM, presente nestes lasers.

Em PLL's heteródinos, mostrados na *Figura 2.5*, a diferença de fase entre o sinal de entrada (laser transmissor) e o sinal de saída do VCO (laser receptor) é travado com um sinal de referência (gerador de RF) com grande estabilidade de fase, como por exemplo um oscilador de microondas. O VCO irá gerar um sinal com a frequência de $|\omega_T \pm \omega_{Ref}|$, onde ω_T (Frequência do Sinal Transmitido) e ω_{Ref} (Frequência do Oscilador de Referência).

A diferença entre os OPLL's heteródinos e PLL heteródinos de microondas vem da utilização dos fotodetectores em lugar dos misturadores (mixers) e da substituição de osciladores de microondas por lasers, como pode ser visto na *Figura 2.5(c)*.

2.3.1 Malhas Ópticas-Heteródinas de Fase-Travada

Os OPLL's heteródinos são também conhecidos como: travamento por ajuste de frequência [23] [24], loop de translação [25], loop indireto [26], etc. Suas principais

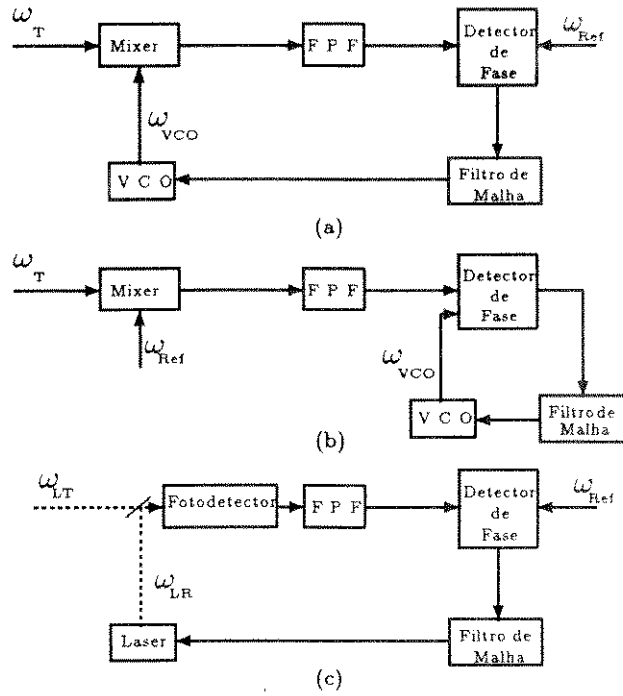


Figura 2.5: PLL's heteródinos: (a) PLL de Microondas, (b) Modelo equivalente ao (a), (c) PLL Óptico heteródino

vantagens são [27]:

- O travamento de frequência é superior ao travamento de frequência realizado por malhas com realimentação FM [28].
- Utiliza-se um comparador de fase de microondas para detectar a diferença de fase entre os lasers (transmissor e receptor) e o sinal de referência (Oscilador de Microondas), o qual determinará a frequência heteródina da malha.
- Acoplamento a uma fonte AC, por meio de um filtro passa-faixa no estágio de entrada da malha, antes do comparador de fase. Este filtro rejeitará os sinais DC do fotodetector aumentando a relação Sinal/Ruído da malha.
- Facilidade de varredura na frequência do lasers receptores (ω_{LR}) por intermédio da varredura na frequência do sinal de referência (ω_{Ref}), tornando-se assim, uma técnica importante no desenvolvimento dos geradores de varredura na frequência óptica num futuro próximo.

O uso de PLL's heteródinos tem sido uma ferramenta indispensável na síntese de frequência, além das aplicações em receptores coerentes nos sistemas de comu-

nicação.

Os trabalhos realizados com OPPL's heteródinos tem sido feitos com: lasers semicondutores com estabilização óptica de frequência [30]-[32], lasers semicondutores [24] [25] [33], lasers de Nd-YAG [21], lasers de He-Ne [35].

(a) Travamento Heteródino da Frequência Óptica

Este tipo de travamento é mostrado na *Figura 2.6*, onde foram usados dois lasers de AlGaAs ($\lambda = 0,83 \mu\text{m}$) [28]. O laser transmissor é um laser semiconductor confocal de Fabry-Perot com cavidade acoplada (CFP laser).

Pela *Figura 2.6*, o sinal heteródino é detectado por um fotodiodo avalanche (APD), e amplificado por Amplificador Faixa Larga. O sinal amplificado será dividido por 10, sendo usado, para isto, um circuito divisor lógico de frequências. Após esta divisão, o sinal resultante será comparado em frequência e fase com um sinal de microondas estável (sintetizador) por um Comparador Digital de Frequência-Fase (PFC). Devido à limitação de frequência destes comparadores (30 MHz), foi realizado uma segunda heterodinação, no caso, usando-se um segundo oscilador (Oscilador nº 2). A frequência máxima de operação passa então a depender da velocidade do fotodetector utilizado, pois a limitação de frequência dos comparadores (PFC) é controlada pela segunda heterodinagem.

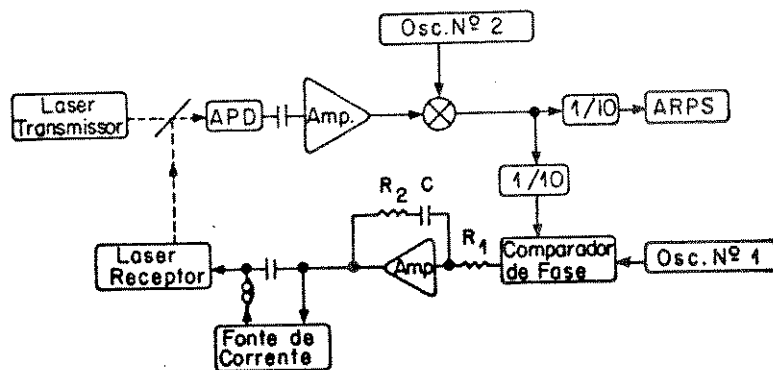


Figura 2.6: Configuração de um OPLL Heteródino [36]

A faixa ativa dos comparadores de fase digitais (PFC) é de $\pm 2\pi$, apresentando-se ser linear por toda faixa, além da capacidade de varredura e aquisição durante o não travamento do loop [37].

O sinal erro de fase passa pelo filtro de malha (ativo) de 1ª ordem, cuja função de transferência é dada por:

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (2.21)$$

O sinal de saída deste filtro de malha controlará a injeção de corrente no laser receptor, como pode ser visto pela *Figura 2.6*.

O desempenho desta malha, foi avaliado medindo-se a sua estabilidade de frequência por um sistema de processamento da variação em tempo-real proposto por Allan em sua versão 6 (ARPS 6) [37]. A largura de linha do sinal heteródino ($\Delta\nu_T + \Delta\nu_R$) é de ≈ 15 MHz, cujo valor está próximo da largura de linha do laser receptor ($\Delta\nu_R$), ou seja, $\Delta\nu_R \gg \Delta\nu_T$. A potência do laser transmissor foi de 10 μ W, com frequência natural (ω_n) da malha >1 GHz. O valor de ω_n neste patamar provoca um tempo de atraso na obtenção do sincronismo pela malha, além dos problemas de largura de faixa dos amplificadores analógicos.

Observou-se, neste experimento, que os sinais heteródinos travados em fase apresentam um espectro limpo, centrado na frequência do oscilador de referência (Oscilador $n^\circ 2$), porém, sua largura de linha não sofreu nenhuma redução.

Para avaliar a capacidade de travamento heteródino em frequência realizada pela malha, foi usado o ARPS 6. As medidas realizadas estão mostradas na *Figura 2.7*.

O valor de $\sigma_y(\tau)$, quando há o travamento em frequência, é aproximado para:

$$\sigma_y(\tau) = 3,2 \times 10^{-4} \tau^{-1} \quad (2.22)$$

onde:

τ = Tempo de Integração

$\sigma_y(\tau)$ = Raiz quadrada da variação de Allan

Na *Figura 2.7*, tem-se que o menor valor de $\sigma_y(\tau)$ é de $6,0 \times 10^{-16}$, para $\tau = 50$ s. Isto significa dizer que o mínimo erro no travamento de frequência foi de 0,22 Hz.

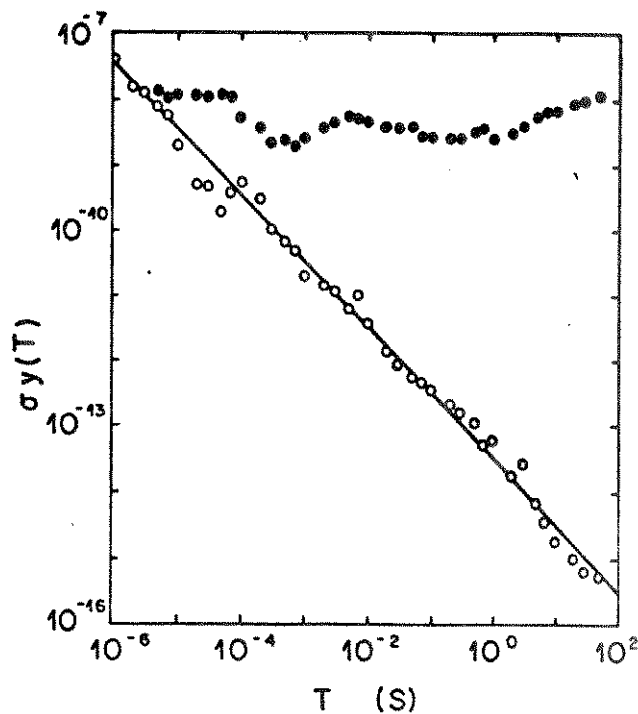


Figura 2.7: Raiz quadrada da variação do sinal heteródino medido pelo método de Allan (ARPS 6): ○ Loop travado • Loop fora de sincronismo [36]

(b) Travamento Heteródino da Fase-Óptica

Na *Figura 2.8*, apresenta-se um OPLL heteródino, onde são usados lasers CFP ($\lambda = 0.83\mu\text{m}$) tanto como lasers transmissor e receptor. Utilizou-se um PZT, com coeficientes de 79 MHz/V e 31 MHz/mA. A largura de linha do sinal heteródino medido, foi menor do que 13 KHz, para um deslocamento de frequência abaixo dos 100 KHz/s. A potência dos lasers utilizados $\approx 3,7 \mu\text{W}$ [28].

O ruído balístico gerado na detecção (2 fotodiodos de Si-APD'S), vem a ser a principal fonte do erro de fase. Estes fotodiodos são usados tanto no funcionamento do OPLL, como para medição do erro de fase.

O sinal heteródino é comparado, em fase e frequência, com o sinal de referência obtido por meio de um oscilador de RF. Esta comparação é feita por um PFC (*Phase-Frequency Comparator*) digital, o qual consiste de um comparador de voltagem de alta-velocidade, em conjunto com um Circuito Integrado ECL, com frequência máxima de operação em 70 MHz. Um filtro de malha de 1ª ordem completaria o

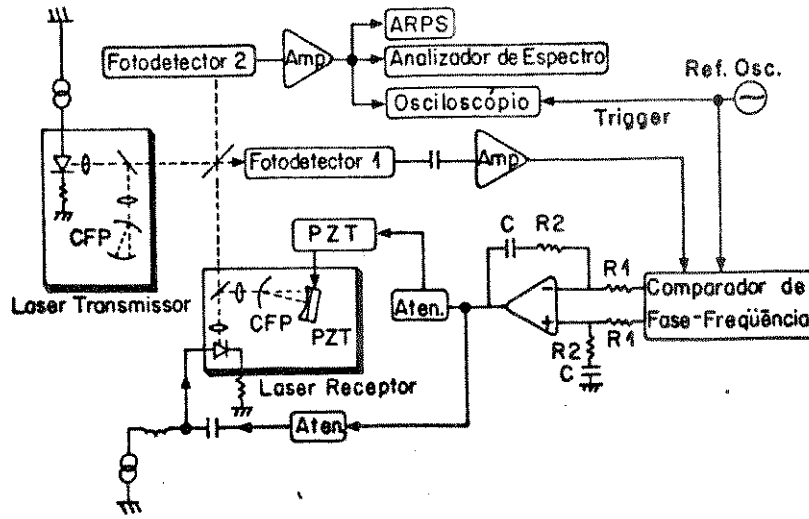


Figura 2.8: Configuração de um OPLL heteródino com lasers CFP (Confocal Fabry-Perot)[28]

conjunto, é mostrado na Figura 2.9.

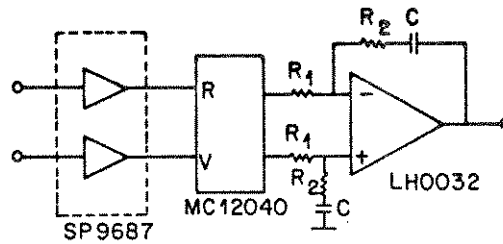


Figura 2.9: Diagrama de Blocos do PFC e do Filtro de Malha (Loop Filter)[36]

A Figura 2.10 mostra o espectro do sinal heteródino travado em fase, medido por um Analisador de Espectro de RF. Observa-se na Figura 2.10(a) a presença de componentes do ruído de fase, as quais são reduzidas fortemente, dentro de uma faixa de aproximadamente 1 MHz da frequência central. Na Figura 2.10(b), nota-se que a largura de linha é mantida em um valor próximo à largura de faixa da resolução.

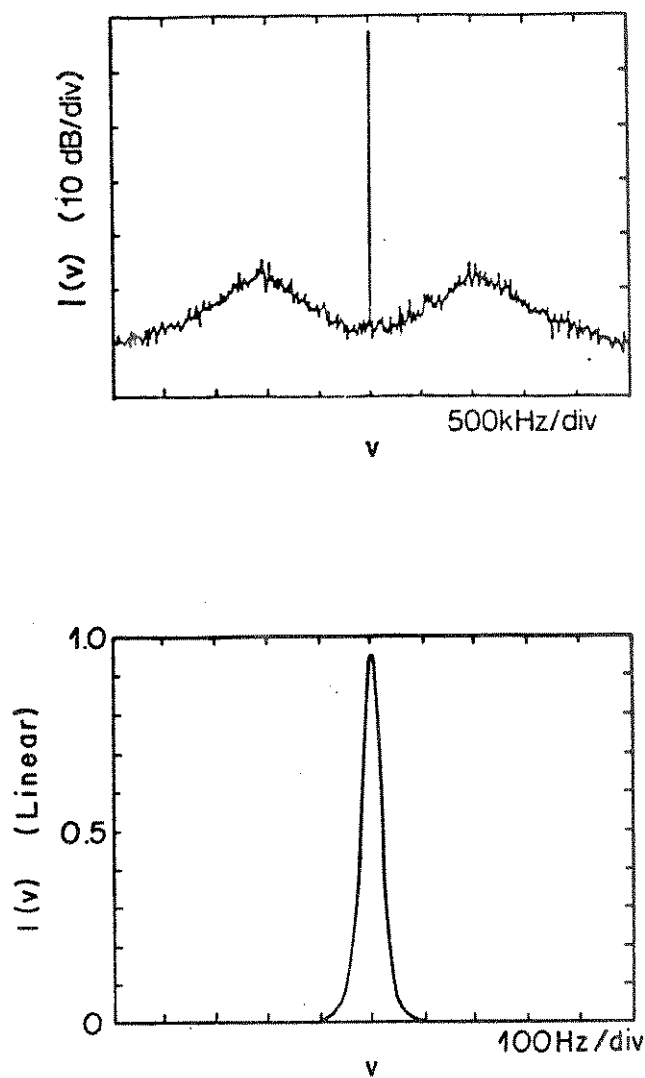


Figura 2.10: Espectro do sinal heteródino travado em fase: (a) 500 kHz/div, (b) 100 Hz/div []

Quando a relação Sinal/Ruído entre o sinal heteródino e o sinal de referência são iguais, significará que o desempenho do OPLL atinge o limite determinado pela qualidade espectral do sinal de referência (RF). Este fato é mostrado na *Figura 2.11*.

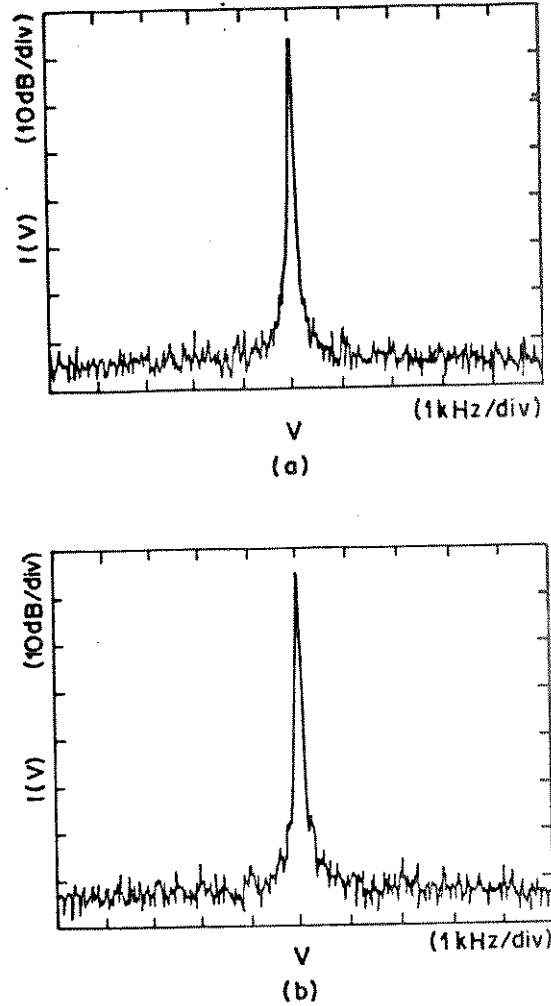


Figura 2.11: Espectros de freqüências : (a) Sinal de referência, (b) Sinal heteródino travado em fase [28]

A medida da magnitude das flutuações de fase residuais é obtida por meio de um osciloscópio gatilhado com o sinal de referência citeSiegman. Este método foi primeiro empregado para avaliar o desempenho do OPLL, realizados com lasers de gás [40].

O valor RMS (Root Media-Square) da flutuações de fase residuais são avaliadas em menos de 0,1 rad [28]. A variância do erro de fase medido σ_ϕ^2 é menor do que $1,0 \times 10^{-2}$ rad, onde não foi levado em conta o ruído de fase do sinal de referência, devido a este sinal servir como sinal de referência para o gatilhamento do osciloscópio.

O desempenho do travamento de fase e o travamento do erro de frequência entre os dois lasers no domínio de tempo, é medido pelo método de Allan [38]. Os resultados são mostrados na *Figura 2.12*, onde por aproximação chegou-se a seguinte expressão:

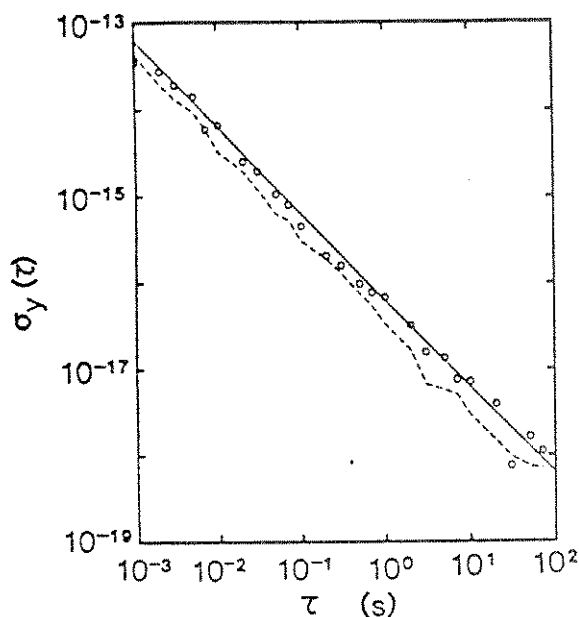


Figura 2.12: Medidas das flutuações de frequências do sinal heteródino [36]

$$\sigma_y(\tau) = 6,3 \times 10^{-17} \tau^{-1} \quad (2.23)$$

Pela *Figura 2.12*, o valor mínimo de $\sigma_y(\tau)$ foi de $1,1 \times 10^{-8}$ para $\tau = 70$ s. Isto corresponderá erro de travamento de frequência de $\approx 0,4$ MHz.

Estes resultados mostram a alta-capacidade do travamento de fase, entre os dois lasers utilizando-se este tipo de OPLL. A variância do erro de fase dos OPLL'S, é estimada como sendo a soma dos seguintes fatores:

- A variação do erro de fase medido por um osciloscópio ($f < 150$ MHz): $1,0 \times 10^{-2} \text{ rad}^2$
- A variação do erro de fase devido ao ruído de fase do sinal de referência: $7 \times 10^{-3} \text{ rad}^2$
- A variação do erro de fase devido ao ruído de fase residual dos dois lasers ($f \geq 150$ MHz) : $2,1 \times 10^{-2} \text{ rad}^2$ [40].

2.3.2 Malhas Ópticas Homódinas de Fase-Travada

Na *Figura 2.13*, é mostrado um sistema que utiliza a técnica de homodinagem para a obtenção de travamento de fase do sinal de laser transmissor com o laser receptor. Nesta montagem, são utilizados dois lasers semicondutores com cavidade Fabry-Perot CFP ($\lambda = 0,83 \mu\text{m}$). O erro de fase entre os dois lasers, é obtido por detector óptico-balanceado de fase, pois estes detectores rejeitam as componentes de ruído modulados em intensidade (IM) presentes no laser receptor. Os dois feixes (laser transmissor e receptor) são balanceados em potência por uso de atenuadores óticos. O sinal erro de fase detectado irá realimentar eletricamente o laser receptor, após sofrerem uma filtragem no filtro de malha ativo de 1ª ordem [35].

A frequência natural da malha (ω_n) é fixada entre dezenas de quilohertz até ≈ 2 MHz, pelo ajuste da potência do laser transmissor, por meio de um atenuador óptico. Por este ajuste, o ganho da malha, a frequência natural e o fator de amortecimento (η) terão seus valores modificados OPLL. O valor RMS do erro de fase, como também a Densidade Espectral de Potência (DEP) são medidos por um Osciloscópio e um Analisador de Espectro.

Os sinais de saída do detector-óptico de fase são medidos quando a malha atinge o travamento e quando não está travado. Estas duas condições, são mostrados na *Figura 2.14*.

Na *Figura 2.14(a)*, o sinal medido é o da malha fora de sincronismo ou travamento. Isto se deve à diferença de frequência entre os lasers transmissor e receptor. Quando estes lasers estão travados em fase, ou seja, a diferença de frequência for zero, o sinal medido será o do erro de fase, como mostra a *Figura 2.14(b)*. Estimou-se, que nestas figuras, o valor de $\sigma_\phi^2 = 2,1 \times 10^{-3} \text{ rad}^2$.

A *Figura 2.15*, mostra a Densidade Espectral de Potência do erro da fase do OPLL homódino. Pela figura, a frequência f_b (breakpoint) é de $\approx 1,5$ MHz, que é o valor da frequência natural do OPLL.

As Densidades Espectrais de Potência do erro de fase na condição da malha estar travada será $S_{PN}(f)$, e as densidades dos ruídos de fase do laser transmissor ($S_{PH,T}(f)$) e receptor ($S_{PH,R}(f)$) são dadas por [40]:

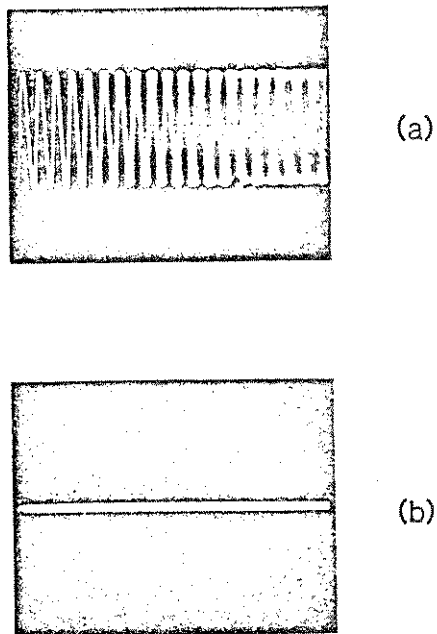


Figura 2.14: Sinal de saída do detector de fase óptica: (a) Fase fora de sincronismo, (b) Fase sincronizada ($\omega_n = 1,5 \text{ MHz}$) [36]

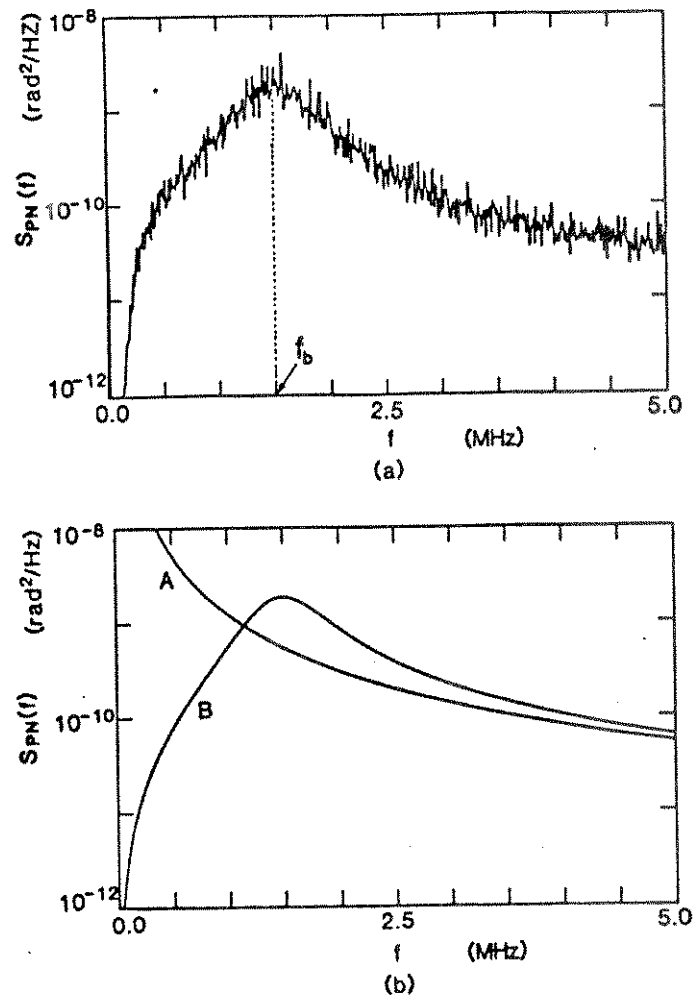


Figura 2.15: Densidade Espectral de Potência do erro-de-fase com o loop travado: (a) Medido, (b) Calculado [36]

Capítulo 3

Análise e Projeto de OPLL utilizados para Detecção de Sinais Heteródinos DPSK

Neste capítulo, será feita uma análise sobre o desempenho do OPLL e da largura de linha exigida para um bom desempenho do detector heteródino síncrono DPSK (Differential Phase Shift Keeing). Serão levados em conta neste estudo, os ruídos balísticos e de fase dos lasers, pois este tipo de demodulação tem a melhor sensibilidade dos modelos heteródinos, sendo assim um forte candidato para os sistemas de transmissão FDM (Frequency Division Multiplexing).

3.1 Introdução

Durante os últimos anos, os sistemas de Comunicação Coerente por fibra óptica, têm sido objeto de intensa pesquisa, tanto nos meios acadêmicos como industriais [1]-[8].

As comunicações coerentes possuem duas possíveis vantagens sobre as técnicas convencionais de modulação de intensidade e detecção direta (IM/DD). A 1ª delas diz respeito à melhoria de sensibilidade do receptor [43], aumentando assim a seletividade de frequência. A segunda vantagem se refere à sintonia que se pode obter através dos lasers semicondutores, proporcionando uma sintonia eletro-óptica em frequência, que poderá aumentar a capacidade e chaveamento dos canais de transmissão de dados por fibras-monomodos. Como exemplo temos: TV de alta-definição, bibliotecas móveis, comunicação bancária, etc...

Antes de qualquer aplicação da detecção coerente ser implementada, vários problemas devem ser resolvidos. Destes, o mais sério é o *Ruído de fase* presente nos

lasers semicondutores, cujo principal efeito é o alargamento da largura de linha da portadora, deteriorando assim o desempenho dos receptores coerentes.

Atualmente os receptores em detecção -direta (não coerente) operam a ≈ 18 dB acima do limite quântico [44], enquanto que o desempenho teórico dos sistemas heteródinos é algo ≈ 8 dB do limite quântico [7], [45]-[48]. Observa-se assim a necessidade de melhoria da sensibilidade em ≈ 10 dB, nos sistemas heteródinos.

As causas da degradação do desempenho dos sistemas heteródinos são: ruído térmico, polarização imperfeita, ruído de fase, ruído balístico, interferência entre canais adjacentes. Estes fenômenos irão causar uma pequena perda (penalidade) de potência (0,5 - 1 dB) nos sistemas heteródinos [49].

3.2 Diagrama de Blocos e Equações Fundamentais

Em um receptor de DPSK, o Oscilador Local (*OL*) terá a fase travada com o sinal recebido, de forma a se obter um melhor desempenho para este receptor. A forma de se atingir o travamento de fase, como foi visto no *Capítulo 2*, poderá ser feito por meio de PLL's (*Phase-Locked Loops*). Os vários tipos de PLL's conhecidos, podem ser usados na recuperação da portadora suprimida durante modulação de fase (DPSK) [50]-[51].

A análise feita a seguir diz respeito ao PLL de decisão-direta, usado num receptor heteródino de DPSK. Observa-se que para $BER \leq 10^{-9}$, o desempenho destes PLL's de decisão-direta é idêntico ao PLL por Malha de Costas [50]-[51], motivo este que justifica a análise supracitada.

A *Figura 3.1* mostra o diagrama de blocos de um receptor óptico heteródino DPSK, baseado no PLL de Costas.

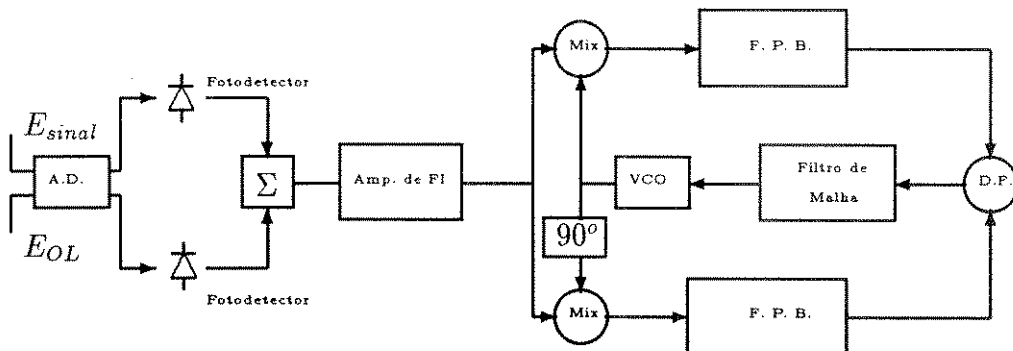


Figura 3.1: Diagrama de blocos do PLL de Costas [50]

O sinal óptico recebido e o sinal óptico do Oscilador Local, serão representados pelas expressões [49]:

$$E_S = \sqrt{2P_S} \cos[\omega_S t + \phi_S(t)] \quad (3.1)$$

$$E_{OL} = \sqrt{2P_{OL}} \cos[\omega_{OL} t + \phi_{NOL}(t)] \quad (3.2)$$

onde:

P_S = Potência do Sinal DPSK recebido

ω_S = Frequência do Sinal DPSK recebido

ϕ_S = Fase do Sinal DPSK recebido

P_{OL} = Potência do Oscilador Local

ω_{OL} = Frequência do Oscilador Local

ϕ_{OL} = Fase do Sinal do Oscilador Local

Estes sinais, E_S e E_{OL} , serão combinados e enviados ao fotodetector, então :

$$E_f = E_S + E_{OL} \quad (3.3)$$

onde:

E_f = Sinal óptico enviado ao fotodetector

A corrente de saída do fotodetector terá quatro componentes:

- Correntes DC oriundas dos sinais E_S e E_{OL} .
- Corrente de ruído.
- Corrente oriunda do sinal de FI (*Frequência Intermediária*).

$$\omega_{FI} = |\omega_S - \omega_{OL}| \quad (3.4)$$

onde:

ω_{FI} = Frequência Angular do Sinal de FI

Pela *Figura 3.1*, observa-se que as componentes DC serão eliminadas pelo circuito de acoplamento AC, e o sinal de entrada do PLL, $V_{FI}(t)$, será representado pela expressão :

$$V_{FI}(t) = A_{FI} \cos[\omega_{FI}t + \phi_{NFI}(t)] + n_{FI}(t) \quad (3.5)$$

$$\phi_{NFI}(t) = \phi_S(t) - \phi_{NOL}(t) \quad (3.6)$$

$$A_{FI} = 2 r \mathcal{R} G_{FI} \sqrt{P_S P_{OL}} \quad (3.7)$$

onde:

$\phi_{NFI}(t)$ = Ruído de Fase do sinal de FI

G_{FI} = Ganho do Amplificador do sinal de FI

$n_{FI}(t)$ = Ruído Balístico (*Shot*) do sistema

$\mathcal{R}$ = Responsividade do fotodetector

r = Impedância de entrada do OPLL

O sinal gerado no VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), terá as seguintes expressões¹ [25], [49]:

$$V_{VCO}(t) = A_{VCO} \cos[\omega_{FI}(t) + \phi_{VCO}(t) + \phi] \quad (3.8)$$

$$V_{VCO}(t') = -A_{VCO} \sin[\omega_{FI}(t) + \phi_{VCO}(t) + \phi] \quad (3.9)$$

$$\phi_{VCO}(t) = G_{VCO} \int_{-\infty}^t v_c(t') \quad (3.10)$$

onde:

ϕ_{VCO} = Fase do sinal do VCO

ϕ = Constante de fase arbitrária

G_{VCO} = Ganho do VCO

A_{VCO} = Amplitude do sinal do VCO

$v_c(t')$ = Sinal de controle na entrada do VCO

¹ $V_{VCO}(t')$ - Sinal do VCO após o defasador de 90°

Como o VCO não apresenta características ideais, aproxima-se sua fase para:

$$\phi_{NVCO}(t) = \phi_{VCO}(t) + \phi(t) \quad (3.11)$$

onde:

ϕ_{NVCO} = Ruído de fase do VCO

Então, as equações (3.8) e (3.9) serão :

$$V_{VCO}(t) = A_{VCO} \cos[\omega_{FI}(t) + \phi_{NVCO}(t) - \phi] \quad (3.12)$$

$$V_{VCO}(t') = -A_{VCO} \sin[\omega_{FI}(t) + \phi_{NVCO}(t) - \phi] \quad (3.13)$$

O sinal de *FI* será dividido pelos dois ramos do PLL, passando pelo misturador (*mixer*) de microondas, onde será feita a multiplicação com os sinais gerados no VCO, obtendo-se as seguintes expressões (referir-se a *Figura 3.1*):

$$V_1(t) = V_{FI}(t) \times V_{VCO}(t) \quad (3.14)$$

$$V_2(t) = V_{FI}(t) \times V_{VCO}(t') \quad (3.15)$$

Para o caso ideal, o ruído de fase do VCO (ϕ_{NVCO}), deve ser igual ao ruído de fase do sinal de FI (ϕ_{NFI}). Desta forma, a portadora recuperada pode travar mesmo em presença do ruído de fase do sinal da portadora.

Os sinais de saída dos filtros Filtros Passa-Baixa (*FPB*), podem ser calculados a partir das equações acima, resultando:

$$V_{1F}(t) = \frac{A_{FI} A_{VCO} G_M}{2} \cos[\phi_{NFI} - \phi_{NVCO}(t) + \phi] + n_{1F}(t) \quad (3.16)$$

$$V_{2F}(t) = \frac{A_{FI} A_{VCO} G_M}{2} \sin[\phi_{NFI} - \phi_{NVCO}(t) + \phi] + n_{2F}(t) \quad (3.17)$$

$$n_{1F}(t) = n_{FI}(t) G_M A_{VCO} \cos[\omega_{FI}t + \phi_{NVCO}(t) - \phi] \quad (3.18)$$

$$n_{2F}(t) = -n_{FI}(t) G_M A_{VCO} \sin[\omega_{FI}t + \phi_{NVCO}(t) - \phi] \quad (3.19)$$

onde:

A_{FI} = Amplitude do sinal de FI

G_M = Constante de ganho do misturador

$n_{1F}(t), n_{2F}(t)$ = Ruído Balístico do sistema após passar pelos *FPB*

Foi assumido que os filtros Passa-Baixas, H_I e H_Q , tem uma resposta de frequência retangular em relação à largura de faixa, $2B = 2R_b$, onde R_b é a taxa de bits [52], [53].

Como o sistema abordado é de modulação DPSK, então a fase do sinal recebido pode ser dada pela expressão [10]:

$$\phi_S(t) = \phi_d(t) + \phi_{NT}(t) \quad (3.20)$$

onde:

$\phi_d(t)$ = Fase dependente do bit transmitido

$$\phi_d(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } d(t) = +1 \\ \pi & \text{se } d(t) = -1 \end{cases} \quad (3.21)$$

ϕ_{NT} = Ruído de fase do laser transmissor

Substituindo (3.20), (3.21) em (3.6), (3.16), (3.17), obtém-se as seguintes expressões:

$$V_{1F}(t) = \frac{A_{FI} A_{VCO} G_M}{2} \cos[\phi_{NT}(t) - \phi_{NOL}(t) + \phi - \phi_{NVCO}(t)] + n_{1F}(t) \quad (3.22)$$

$$V_{2F}(t) = \frac{A_{FI} A_{VCO} G_M}{2} \sin[\phi_{NT}(t) - \phi_{NOL}(t) + \phi - \phi_{NVCO}(t)] + n_{2F}(t) \quad (3.23)$$

Por estas expressões acima, tem-se que o ruído de fase total, presente no sistema, será dado por:

$$\phi_{NTS}(t) = \phi_{NT}(t) - \phi_{NOL}(t) + \phi \quad (3.24)$$

onde:

$\phi_{NTS}(t)$ = Ruído de fase total do sistema

O sinal de saída do detetor de fase, será obtido pelo produto, no domínio do tempo, dos sinais $V_{1F}(t)$ e $V_{2F}(t)$:

$$m(t) = V_{1F}(t) \times V_{2F}(t) \quad (3.25)$$

$$m(t) = \frac{G_T^2}{2} \sin[2 \phi_e(t)] + G_T d(t) \{n_{1F}(t) \sin \phi_e(t) + n_{2F} \cos \xi(t)\} + \Omega(t) \quad (3.26)$$

$$\Omega(t) = n_{1F}(t) \times n_{2F}(t) \quad (3.27)$$

$$\phi_e(t) = \phi_{NTS}(t) - \phi_{NVCO}(t) \quad (3.28)$$

$$G_T = \frac{A_{VCO} A_{FI} G_M}{2} \quad (3.29)$$

Na expressão (3.26), o primeiro termo representa o sinal do ramo com a fase travada e os outros termos seriam relativos ao ruído. É assumido que a malha permanece travada para um pequeno sinal de erro, isto é, $\phi_e(t) \ll 1$ [54], [55]. Utilizando a aproximação: $\sin[\theta] \simeq \theta$ quando $\theta \ll 1$, na equação (3.26) tem-se:

$$m(t) = \frac{G_T^2}{2} [\phi_{NTS}(t) - \phi_{NVCO}(t)] + N(t) \quad (3.30)$$

$$N(t) = G_T d(t) n_{1F}(t) \sin[\phi_e(t)] + G_T d(t) n_{2F}(t) \cos[\phi_e(t)] + \Omega(t) \quad (3.31)$$

Este sinal $m(t)$ será processado pelo filtro de malha (*Loop Filter*), onde as componentes de alta frequência serão processadas, e somente as componentes de baixa frequência serão utilizadas para o controle do VCO.

Pela equação (3.30), observa-se que o desempenho da malha é afetada tanto pelos ruídos balísticos, $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$, como pelo ruído de fase $\phi_{NTS}(t)$. O sinal de erro $\phi_e(t)$ irá determinar o funcionamento da malha, juntamente com $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$, pois estarão intimamente ligados à capacidade do PLL na recuperação dos dados.

3.3 Ruídos Presentes no Receptor

3.3.1 Ruído de Fase

O ruído de fase total do sistema, ϕ_{NTS} , causa um erro de fase entre o sinal de FI e o sinal eletrônico do VCO, forçando o PLL a ter uma grande largura de faixa. Isto significa dizer que o receptor ficará mais vulnerável aos ruídos que irão se somar a estes (a menos que sejam cancelados pelo travamento de fase realizado pela malha) sem que os erros provocados venham se somar, prejudicando a recuperação dos bits durante a demodulação [49], [56]:

A DEP (*Densidade Espectral de Potência*) do ruído de fase é dada por [56]:

$$S_{NF}(f) = \frac{2\Delta\nu_{FI}}{\pi f^2} \quad (3.32)$$

$$\Delta\nu_{FI} = \Delta\nu_S + \Delta\nu_{OL} \quad (3.33)$$

onde:

$\Delta\nu_S$ = Largura de linha do sinal de DPSK

$\Delta\nu_{FI}$ = Largura de linha do sinal de FI

$\Delta\nu_{OL}$ = Largura de linha do sinal de Oscilador Local

A DEP do ruído de fase (3.32), tem uma forma Lorentziana [8], [57], embora ela possa ser um pouco diferente, quando afetada pelo ruído flicker na baixas frequências e pelo ruído de ressonância do sistema acoplado (meio + cavidade óptica) [58]. Observando a *Figura 3.2*, tem-se o pico de ressonância em uma faixa situada de 1 - 10 GHz. Isto forçará uma escolha criteriosa dos parâmetros do PLL, ou seja, a largura de faixa da malha deverá estar em uma frequência bem inferior a frequência do pico de ressonância do sistema acoplado [59].

3.3.2 Ruído Balístico

O ruído balístico $n_{FI}(t)$ contamina o sistema receptor de duas formas:

- Ao aparecer nos sinais dos circuitos de decisão, provoca erros de recuperação dos bits.
- Ao surgir na entrada do PLL (sinal de FI), juntamente com o ruído de fase do laser, contribui para o ruído total do PLL.

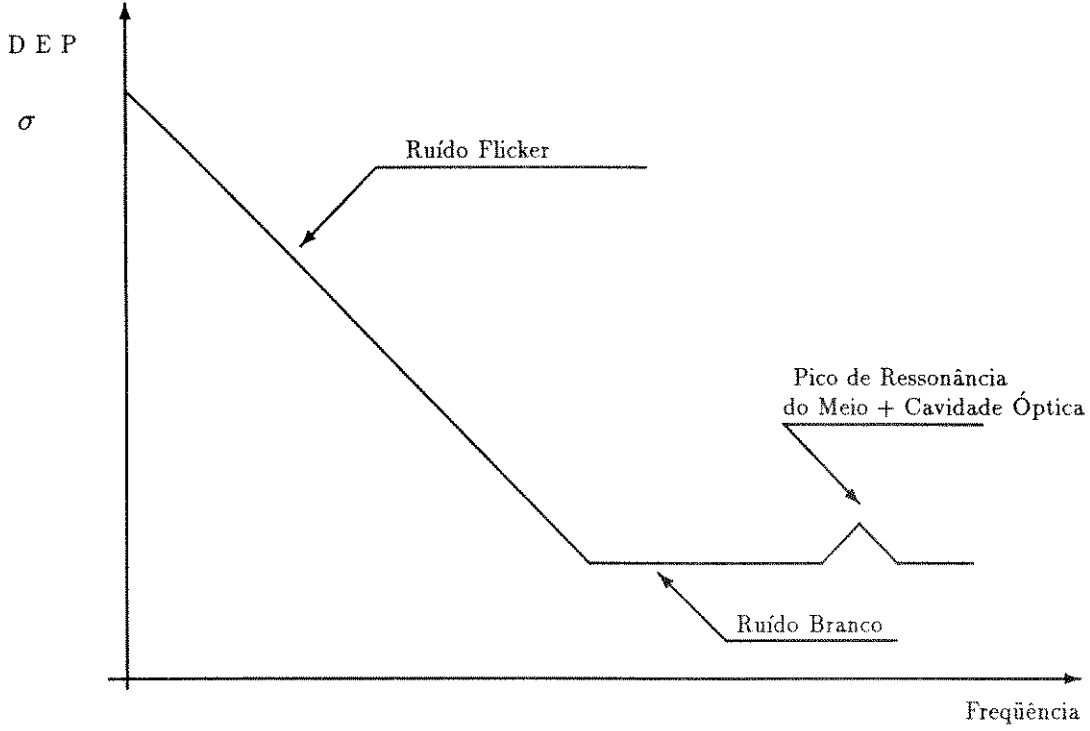


Figura 3.2: *Densidade Espectral de Potência do Ruído de Fase*

A Densidade Espectral de Potência *DEP* do ruído balístico é dada por [1], [41]-[43], [49]:

$$S_{SN}(f)(f) = 2 r^2 e \mathcal{R} P_{OL} G_{FI}^2 G_M^2 \quad (3.34)$$

onde:

e = Carga do elétron

O ruído balístico gera dois processos ruidosos, $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$ com a mesma Densidade Espectral de Potência, cujas expressões resultantes são (*Apêndice B*):

$$S_{n_{1F}}(f) = S_{n_{2F}}(f) = \frac{A_{VCO}^2 e \mathcal{R} P_{OL} G_{FI}^2 G_M^2 r^2}{2} \quad (3.35)$$

$$S_{n_{1F}}(f) = S_{n_{2F}}(f) = \frac{e G_T^2}{P_s} \quad (3.36)$$

Observando a equação (3.16), $n_{1F}(t)$ está somado ao sinal de dados causando, desta forma, erros no fluxo dos dados, durante a recuperação dos bits. O impacto de $n_{1F}(t)$ no desempenho do receptor, sob forma de taxa de erro, é dado por [1], [3],[8],[41], [60]:

$$BER = Q \left[\sqrt{\frac{2 \mathcal{R} P_s}{e R_b}} \right] \quad (3.37)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{-\infty} \exp\left(\frac{-\alpha^2}{2}\right) d\alpha \quad (3.38)$$

onde:

R_b = Taxa de bits

$Q(x)$ = Função de Probabilidade Gaussiana

A equação (3.37) não leva em conta uma possível degradação ocasionada pelo erro de fase residual, o qual ocorre devido a um travamento de fase incompleto, ou seja, imperfeito [49].

3.4 Análise da Malha de Costas

3.4.1 Modelo Linearizado

Com base na *Figura 3.1*, pode-se chegar à seguinte expressão:

$$v(f) = M(f) \times F(f) \quad (3.39)$$

onde:

$v(f)$ = Transformada de Fourier do sinal de controle do VCO

$M(f)$ = Transformada de Fourier do sinal de saída do detetor de fase $m(t)$

$F(f)$ = Transformada de Fourier da função de transferência do Filtro de Malha

Pelas equações (3.30)-(3.32), (3.39), pode-se obter o modelo linearizado do PLL, que é mostrado na *Figura 3.3*.

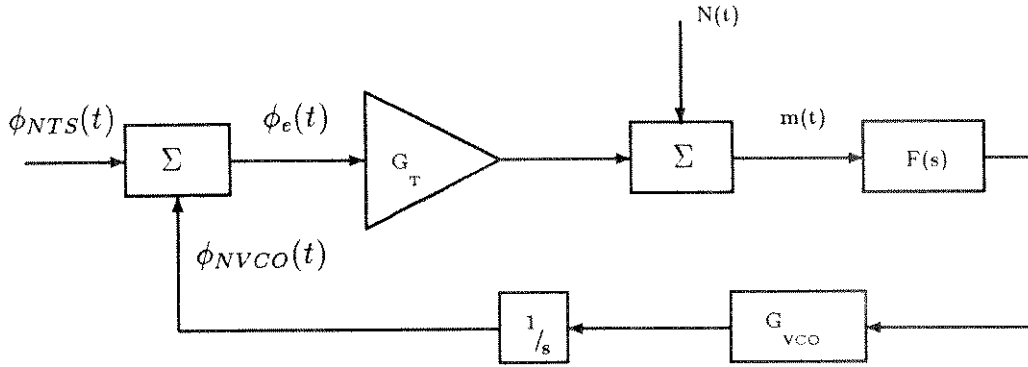


Figura 3.3: Modelo Linearizado do PLL

3.4.2 Variança do Erro de Fase

O desempenho do PLL, depende da sua capacidade em travar, ou seja, entrar em sincronismo com o sinal de entrada (FI) da malha. Haverá uma degradação no seu desempenho do sistema, conforme haja evolução do erro de fase $\phi_e(t)$, durante o processo de travamento de frequência e fase dos sinais. Caracteriza-se este desempenho, através da variança do erro de fase [59].

Assumindo que todos as fontes de ruído são processos ergódicos, de média zero, e estatisticamente independentes, tem-se [54] :

$$\sigma_e^2 = E[\phi_e(t)^2] \quad (3.40)$$

$$\sigma_e^2 = E[\phi_{NTS}(t) - \phi_{NVCO}(t)]^2 \quad (3.41)$$

$$\sigma_N^2 = E[N^2(t)] \quad (3.42)$$

$$\sigma_\xi^2 = \sigma_e^2 + \sigma_N^2 \quad (3.43)$$

onde:

σ_ξ^2 = Variança do erro total

σ_N^2 = Variança do erro de fase devido a $N(t)$

σ_e^2 = Variança do erro de fase devido a $\phi_{NTS}(t)$

As equações (3.40) e (3.42) são definidas pelas seguintes expressões [25]:

$$\sigma_e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_e(f) |1 - H(f)|^2 df \quad (3.44)$$

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_N(f)}{G_T^4} |H(f)|^2 df \quad (3.45)$$

$$H(f) = \frac{\phi_{NVCO}(f)}{\phi_{NTS}(f)} \quad (3.46)$$

onde:

$\phi_{NVCO}(f)$ = Transformada de Fourier de $\phi_{NVCO}(t)$

$H(f)$ = Função de Transferência de Malha fechada

$S_N(f)$ = Densidade Espectral de Potência de $N(t)$

$S_{NTS}(f)$ = Densidade Espectral de Potência de $\phi_{NTS}(t)$

3.5 Impacto do Ruído Balístico no Desempenho do PLL

3.5.1 Desenvolvimento

Neste item será feita a análise do erro de fase, provocado pelos ruídos $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$ presentes no PLL. Tomar-se-á por base o modelo linearizado, definido no item 3.4.1 e mostrado na *Figura 3.3*.

Como interessa-se apenas pelo efeito causado no receptor devido ao ruído balístico, far-se-á o ruído de fase tornar-se igual a zero seja:

$$\phi_{NTS}(t) - \phi_{NVCO}(t) = 0 \quad (3.47)$$

Então, da expressão (3.43), tem-se:

$$\sigma_{\xi}^2 = \sigma_N^2 = E[N^2(t)] \quad (3.48)$$

A expressão da variação de erro de fase provocada pelos ruídos balísticos, foi determinada no *Apêndice C*, como sendo:

$$\sigma_N^2 = \left[\frac{B}{\mathcal{R}^2 P_s^2} + \frac{e}{\mathcal{R} P_s} \right] B_n \quad (3.49)$$

$$P_n = \frac{\mathcal{R} P_s}{e} \quad (3.50)$$

$$\sigma_N^2 = \left[\frac{B}{P_n^2} + \frac{1}{P_n} \right] B_n \quad (3.51)$$

onde:

P_n = Potência relativa a carga do elétron e a responsividade do fotodetector

Pela expressão (3.50), P_n é proporcional à potência do sinal, além de representar o número de elétrons/s que atingem o fotodetector.

Observa-se, na expressão (3.51), que a variação do erro de fase, σ_N^2 , é diretamente proporcional à largura de faixa de ruído B_n . Para que se tenha o menor valor de σ_N^2 , seria necessário B_n ser levado a zero. Porém, devido ao ruído de fase, isto não será possível. Conseqüentemente, conclui-se que haverá um valor ótimo de B_n , o qual satisfaz as condições impostas pelo ruído balístico e pelo ruído de fase.

3.5.2 Largura de Faixa de Ruído B_n do PLL

Neste item, será calculada a expressão para a largura de faixa de ruído B_n , de um filtro de malha de 1ª ordem modificado, mostrado na *Figura 3.4*.

A estrutura de filtro de malha, determina não só a largura de faixa B_n , como também o grau do PLL [62].

$$\text{Ordem do PLL} = \text{Ordem do Filtro de Malha} + 1$$

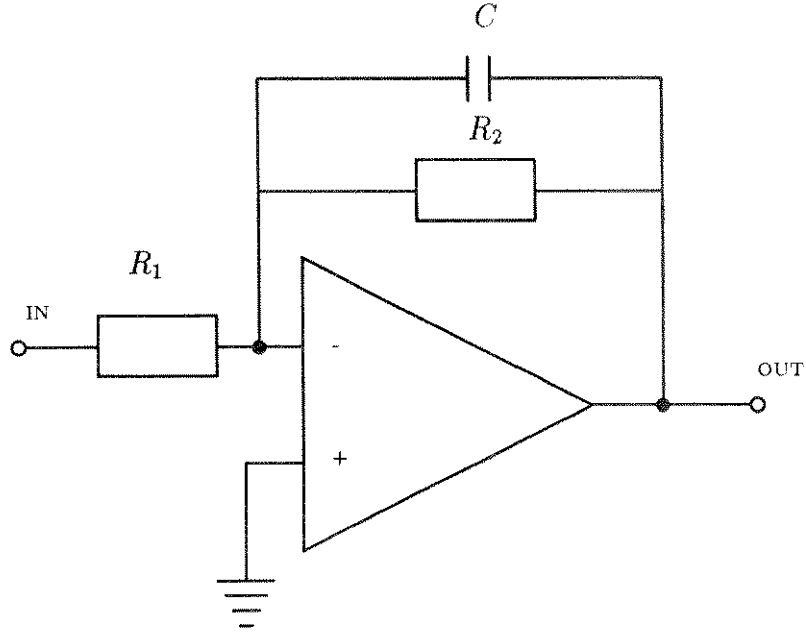


Figura 3.4: *Filtro de Malha de 1ª ordem modificado*

A função de transferência do filtro de malha de 1ª ordem modificado $F(s)$ é dada por:

$$F(s) = \frac{A}{1 + s\tau_1} \quad ; \quad s = j 2 \pi f \quad (3.52)$$

$$A = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.53)$$

$$\tau_1 = R_2 C \quad (3.54)$$

Com estes parâmetros, a função de transferência de malha fechada de um PLL é definida por [25]:

$$G(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s} \quad (3.55)$$

$$K_v = K_o K_d F(0) \quad (3.56)$$

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (3.57)$$

onde:

K_o = Ganho do VCO

K_d = Ganho do Detector de Fase

K_v = Ganho DC da malha

$G(s)$ = Ganho de malha-aberta do PLL

A equação da Largura de Faixa de Ruído B_n , é definida por [25], [62]:

$$B_n = \int_0^\infty |H(s)|^2 ds \quad (3.58)$$

Substituindo (3.52) em (3.57), obtém-se a expressão de malha-fechada do PLL, como mostram as equações que se seguem:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\eta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.59)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_o K_d A}{\tau_1} \quad (3.60)$$

$$2\eta\omega_n = \frac{1}{\tau_1} \quad (3.61)$$

onde:

ω_n = Frequência natural da malha

η = Coeficiente de amortecimento da malha

Baseando-se nestas equações, pode-se determinar a expressão que define a largura de faixa de ruído de um PLL de 1ª ordem modificado:

$$B_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{\omega_n^2}{(\omega_n^2 - \omega^2) + j2\eta\omega_n\omega} \right|^2 d\omega \quad (3.62)$$

Utilizando a Tabela de Integrais, chega-se ao seguinte resultado :

$$B_n = \frac{\omega_n}{8 \eta} \quad (3.63)$$

3.6 Impacto do Ruído de Fase no Desempenho do PLL

3.6.1 Desenvolvimento

Será analisada neste item, a variança do erro de fase provocado pelo ruído de fase $\phi_e(t)$, mostrado no modelo linearizado do PLL (*Figura 3.3*). Como interessa apenas o impacto causado pelo ruído de fase, faz-se:

$$\sigma_N^2 = 0 \quad (3.64)$$

Então , a variança do erro de fase devido ao ruído de fase será:

$$\sigma_\xi^2 = \sigma_e^2 \quad (3.65)$$

$$\sigma_\xi^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_e | 1 - H(f) |^2 df \quad (3.66)$$

A equação (3.44) é válida para qualquer Densidade Espectral de Potência (*DEP*) do ruído de fase [49]. A DEP do ruído de fase, possui dois casos particulares [50]:

- A frequência ruído Branco de Fase
- A frequência ruído Flicker

3.6.2 Ruído Branco de Fase

A DEP do ruído de fase $\phi_e(t)$, que corresponde à DEP da frequência de ruído Branco de Fase, é dada pela expressão (3.32). Substituindo (3.32) em (3.66), obtém-se a seguinte expressão :

$$\sigma_{NRB}^2 = \frac{4\Delta\nu_{FI}}{\pi f^2} \int_0^\infty |1 - H(f)|^2 df \quad (3.67)$$

onde:

σ_{NRB}^2 = Variança do ruído Branco de Fase

Esta equação é válida para qualquer tipo de filtro de malha [49]. Então , para o PLL com um filtro de malha de 1ª ordem modificado, a variança do ruído branco de fase, será:

$$\sigma_{NRB}^2 = \frac{2\Delta\nu_{FI}}{(\pi f)^2} \int_0^\infty \left| \frac{\frac{1}{\tau_1^2} [(j\omega\tau_1)^2 + j\omega\tau_1]}{(\omega_n^2 - \omega^2) + j2\eta\omega_n\omega} \right|^2 d\omega \quad (3.68)$$

$$\sigma_{NRB}^2 = \frac{2\pi\Delta\nu_{FI}}{\eta\omega_n} \left(1 + \frac{1}{\tau_1\omega_n^2} \right) \quad (3.69)$$

Substituindo (3.63) em (3.69) tem-se:

$$\sigma_{NRB}^2 = \frac{2\pi\Delta\nu_{FI}}{8\eta^2 B_n} \left(1 + \frac{1}{64\eta^2 B_n^2} \right) \quad (3.70)$$

Sabendo-se que, B_n é determinado para um valor de centenas de quilohertz e $\eta \geq 0,5$ num PLL, a expressão (3.69) obtida acima, será simplificada para:

$$\sigma_{NRB}^2 \cong \frac{2\pi\Delta\nu_{FI}}{8\eta^2 B_n} \quad (3.71)$$

A equação (3.72), mostra que a variação do erro de fase devido ao ruído branco de fase, é diretamente proporcional a largura de faixa de ruído B_n da malha. Quando B_n aumenta, σ_{NRB}^2 diminui e σ_N^2 (3.51) cresce, portanto existirá um valor ótimo para B_n , onde a variação do erro de fase total será mínima.

A equação (3.72), permite avaliar a largura de faixa de ruído B_n necessária á malha. Podem-se, assim, definir os parâmetros necessários ao projeto de um demodulador óptico-síncrono DPSK.

Fazendo-se: $\eta = 0,7071$, $\sigma_{NRB}^2 = 0,01 \text{ rad}^2$ [55], tem-se:

$$B_n \cong 157 \Delta\nu_{FI} \quad (3.72)$$

Desta forma, a largura de faixa de ruído B_n da malha, pode ser substancialmente maior do que a largura de linha do sinal de FI ($\Delta\nu_{FI}$), para um adequado travamento de fase. Por outro lado, a largura de faixa de ruído B_n para um Filtro de Malha de 2ª ordem, para os mesmo valores de η e σ_{NRB}^2 , deve ser $B_n \approx 237 \Delta\nu_{FI}$ [49]. Conclui-se, desta forma, que devido à largura de faixa dos amplificadores e dos outros componentes a serem utilizados, haveria, para o caso do PLL com filtro de 2ª ordem, um atraso maior de fase e atenuação, reduzindo a margem de fase do sistema. Então, se um PLL de alta velocidade é exigido, a utilização do filtro de 2ª ordem não seria uma melhor escolha devido á sua menor variação da margem de fase.

3.6.3 Ruído Flicker

A DEP do ruído de fase $\phi_e(t)$ devido ao *Ruído Flicker* é dada por [50]:

$$S_{NF}(f) = \frac{k_a}{f^3} \quad 0 < f < \infty \quad (3.73)$$

onde:

k_a = Intensidade de Ruído Flicker

$S_{NF}(f)$ = Densidade Espectral de Potência do Ruído Flicker

Substituindo (3.73) em (3.66), determina-se a variância do erro de fase devido ao Ruído Flicker σ_{NF}^2 :

$$\sigma_{NF}^2 = \frac{2k_a}{f^3} \int_0^\infty |1 - H(f)|^2 df \quad (3.74)$$

Como o filtro de malha utilizado é de 1ª ordem modificado, a expressão 3.74 será:

$$\sigma_{NF}^2 = \frac{k_a}{\pi f^3} \int_0^\infty \left| \frac{\frac{1}{\tau_1^2} [(j\omega\tau_1)^2 + j\omega\tau_1]}{(\omega_n^2 - \omega^2) + j2\eta\omega_n\omega} \right|^2 d\omega \quad (3.75)$$

Substituindo $\eta = 0,707$ na expressão (3.75) e fazendo-se uso de algumas aproximações, tem-se:

$$\sigma_{NF}^2 \cong \frac{k_a \pi^3}{3,56 B_n^2} \quad (3.76)$$

Então, k_a poderá atingir seu valor máximo, quando $\sigma_N^2 = 0,01 \text{ rad}^2$. Pela expressão (3.70), obtém-se:

$$k_a = 1,1 \times 10^{-3} B_n^2 \quad (3.77)$$

3.6.4 Influência do Ruído de Fase Total no desempenho do OPLL

A variância do erro de fase total do PLL é definida como sendo o somatório de todas as variâncias dos ruídos presentes no PLL, como é dado pela expressão (3.43) [49]:

$$\sigma_{Tot}^2 = \sigma_{NRB}^2 + \sigma_{NF}^2 + \sigma_N^2 \quad (3.78)$$

Pela expressão (3.76), nota-se que a contribuição do Ruído Flicker é desprezível. Conseqüentemente a equação (3.78) será simplificada para:

$$\sigma_{Tot}^2 = \sigma_{NRB}^2 + \sigma_N^2 \quad (3.79)$$

Substituindo (3.51) e (3.72) em (3.79), obtém-se:

$$\sigma_{Tot}^2 = \frac{\pi \Delta\nu_{FI}}{4\eta^2 B_n} + \frac{B_n \Delta\nu_{FI}}{\Delta\nu_{FI}} \left(\frac{B}{P_n^2} + \frac{1}{P_n} \right) \quad (3.80)$$

$$PLR = \frac{P_n}{\Delta\nu_{FI}} \quad (3.81)$$

$$nf = \frac{\mathcal{R} P_s}{e B} = \frac{\mathcal{R} P_s}{e R_b} = \frac{P_n}{R_b} \quad (3.82)$$

$$\sigma_{Tot}^2 = \frac{\pi \Delta\nu_{FI}}{4\eta^2 B_n} + \frac{B_n}{\Delta\nu_{FI} PLR} \left(\frac{B}{P_n} + 1 \right) \quad (3.83)$$

onde:

nf = Número de Fótons

PLR = Relação entre “Potência / Largura de linha”

Pela expressão (3.83), determina-se o gráfico $(\sigma_{Tot} \times \frac{B_n}{\Delta\nu_{FI}})$, onde σ é o desvio da fase de erro, para diversos valores de PLR , $nf = 18$ e $\eta = 0,707$. Estes gráficos são mostrados na *Figura 3.5*.

Pela *Figura 3.5* observa-se que para $\sigma_{Tot} = 10$ graus, a condição é satisfeita pelas curvas onde $PLR = 10^4$ e 10^5 . Comparando com Kazovsky [49] para as mesmas condições, $\sigma_{Tot} = 10^\circ$ só é atingida para a curva onde $PLR = 10^5$. Conclui-se que os sistemas com o Filtro de Malha de 1ª ordem modificado, tem uma maior flexibilidade do que os de 2ª ordem.

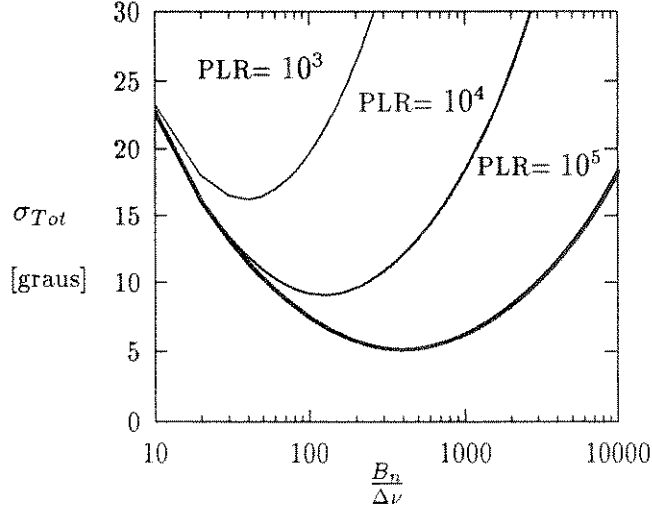


Figura 3.5: Erro de fase $\times$ Largura de Linha normalizada obtida de (3.83)

3.7 Projeto do OPLL

Como foi dito anteriormente, se a Largura de Faixa de Ruído B_n for aumentada, a variância do erro de fase devida ao ruído balístico σ_N^2 aumenta e σ_{NRB}^2 diminui. Porém, haverá um valor ótimo de B_n , o qual proporcionará uma variância do erro de fase total mínima. Este valor mínimo será obtido fazendo:

$$\frac{d[\sigma_{Tot}^2]}{dB_n} = 0 \quad (3.84)$$

Substituindo (3.80) em (3.84), obtém-se:

$$B_{nopt} = \sqrt{\frac{\pi \Delta\nu_{FI}}{4\eta \left[\frac{B}{\mathcal{R}^2} \frac{e^2}{P_s^2} + \frac{e}{\mathcal{R} P_s} \right]}} \quad (3.85)$$

Substituindo (3.85) em (3.80), obtém-se a variância do erro de fase mínima σ_{Totmin}^2 , causando pelo ruído de fase e balístico.

$$\sigma_{T_{otmin}}^2 = \sqrt{\frac{\pi \Delta\nu_{FI}}{4 \eta^2 P_n} \left[\frac{1}{nf} + 1 \right]} \quad (3.86)$$

O projeto do OPLL envolve diversas variáveis, além da variação do erro de fase, tais como o comportamento da aquisição e do travamento realizado pela malha. No caso do travamento, pode-se caracterizar a resposta da malha para dois tipos de excitação : função degrau e rampa [50], [25], [62]. Gardner apresenta a seguinte observação: *Não existe uma malha ótima, nem um único procedimento de otimização* [25].

Pela expressão (3.86), pode-se avaliar a potência necessária ao OPLL durante o processo de demodulação . Os receptores de DPSK apresentam uma penalidade (perda de potência), para o valor RMS do erro de fase $\sigma_\xi = 10^\circ = 0,175 \text{ rad}$ [55]. Substituindo $\sigma_\xi = 10^\circ$ em (3.86), obtém-se:

$$P_n > 3,386 \frac{\Delta\nu_{FI}}{\eta^2} \left(\frac{1}{nf} + 1 \right) \quad (3.87)$$

Então , para um travamento de fase confiável ($\sigma_\xi = 10^\circ$), um OPLL com filtro de malha de 1ª modificado, usado na demodulação heteródina, exige uma potência normalizada de $\approx 6,771$ elétrons/s por Hertz da Largura de linha do sinal de FI.

Substituindo (3.86) em (3.85) para $\eta = 0,707$, obtém-se:

$$B_n > 146 \Delta\nu_{FI} \quad (3.88)$$

Pela expressão (3.88), observa-se que a largura de faixa B_n exigida será bem maior do que a largura de linha do sinal de FI.

3.7.1 Largura de Linha Exigida

Para determinar-se, ou melhor, ter-se uma idéia da largura de linha exigida por um receptor heteródino, deve-se traçar um gráfico (3.6), cujas curvas são obtidas a partir das expressões (3.37), (3.50) e (3.86). Neste gráfico, a intersecção das curvas do nível de potência (visando-se atingir o limite quântico do receptor, relativo a um $\text{BER} = 10^{-10}$) com as curvas de desempenho do PLL, irão fornecer alguma idéia da largura de linha a ser usada.

Pelas expressões (3.37) e (3.50), obtém-se:

$$P_n = 0,5 R_b [Q^{-1}(BER)]^2 \quad (3.89)$$

Se o receptor operar com $\sigma_\xi = 10^\circ$, isto equivale a uma perda de potência de 0,5 dB [55]. Conseqüentemente, haverá a necessidade de se fazer um ajuste na expressão (3.89), tornando-se:

$$P_n = (1,122) (0,5) R_b [Q^{-1}(BER)]^2 \quad (3.90)$$

Onde o coeficiente 1,122 refletirá 0,5 dB de perda, devido ao imperfeito travamento de fase. Combinando a expressão (3.86) com (3.90), obtém-se:

$$\Delta\nu_{FI} \leq (166 \times 10^{-6}) \eta^2 R_b [Q^{-1}(BER)]^2 \left[\frac{1}{nf} + 1 \right]^{-1} \quad (3.91)$$

Para um $BER = 10^{-10}$, $\eta = 0,707$ e $nf = 18 \text{ fotons/bit}$, obtém-se:

$$\Delta\nu_{FI} \leq 3,53 \times 10^{-3} R_b \quad (3.92)$$

Se utilizar-se uma taxa de bits de $R_b = 100 M_{\frac{bit}{s}}$, a largura de linha $\Delta\nu_{FI} < 353 \text{ kHz}$.

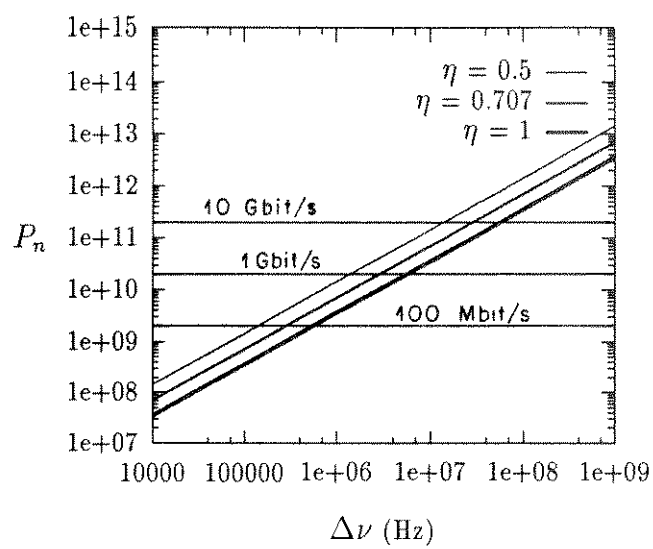


Figura 3.6: Potência normalizada ($\sigma_{Tot} = 10^\circ$) $\times$ Largura de Linha ($\Delta\nu$)

Capítulo 4

Sistema de Transmissão Óptica com recepção feita por um OPLL de Costas: Simulação Eletrônica

Serão apresentados, neste capítulo as considerações a respeito das implementações e resultados práticos dos circuitos projetados para a simulação de um sistema óptico para transmissão/recepção de sinais com modulação DPSK, afetados pelo ruído de fase, por meio de um PLL de Costas.

4.1 Proposta do Sistema de Transmissão Óptica

O projeto inicial almejado, versava sobre a construção de um sistema óptico para transmissão de sinais com modulação DPSK. A recepção e posterior demodulação, seriam realizadas utilizando-se um PLL Óptico, com sua configuração baseada numa malha de Costas [5]. O modelo proposto, baseou-se em diversos OPLL's conhecidos na literatura [27], [29]. Porém este apresentaria uma modificação no seu filtro de malha, por razões apresentadas no Capítulo 3. Este modelo seria dividido em duas partes: transmissão/modulação e recepção/demodulação.

A transmissão/modulação a ser feita, consistiria da utilização de um laser transmissor ($\lambda = 1,3\mu m$ ou $1,52\mu m$), um modulador óptico integrado de $LiNbO_3$, gerador de palavras pseudo-aleatórias, e polarizadores. A recepção/demodulação seria obtida por meio de um OPLL de Costas, utilizando-se um segundo laser para a recepção, acopladores direcionais de fibras ópticas, fotodiodos rápidos, além da eletrônica necessária à parte de RF do circuito.

É mostrado na *Figura 4.1*, o arranjo experimental completo proposto inicialmente, para implementação de um sistema heteródino com recepção coerente por um OPLL de Costas. Nesta figura, está incorporado o transmissor e o receptor.

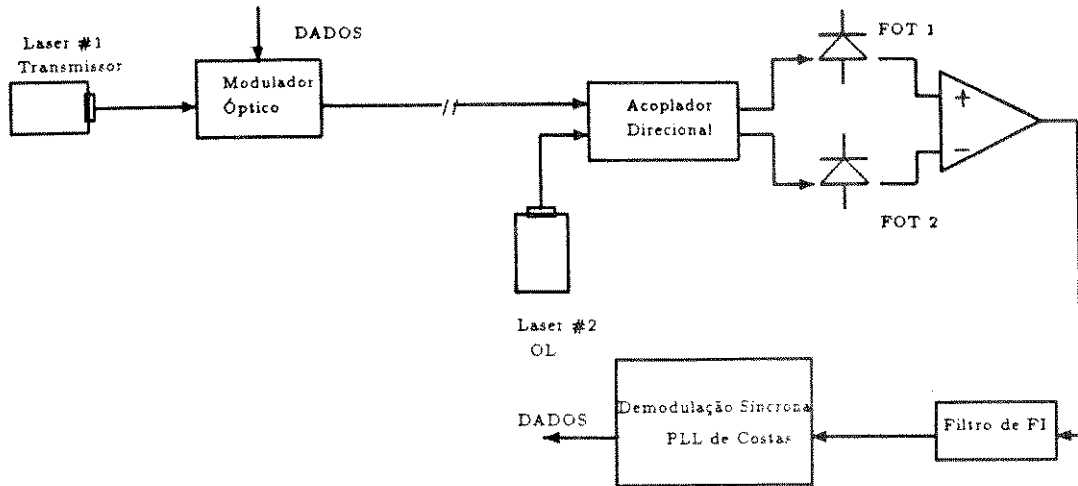


Figura 4.1: Experimento do OPLL proposto inicialmente

A implementação deste modelo proposto foi abandonada, apesar do apoio dado pelo CPqD-Telebrás, em função de um sério problema: a falta do repasse dos recursos, já obtidos para o projeto, por parte da FINEP. Este contratempo, obrigou-nos a uma nova redefinição do plano proposto inicialmente, optando-se pela realização do trabalho, por intermédio da simulação eletrônica de todo o sistema. Resguardou-se assim, a idéia original e inicial do projeto, que seria de estudar o fenômeno do Ruído de Fase, que tanto afeta os sistemas ópticos, tentando-se obter um Loop Óptico imune a este efeito.

4.2 Simulação Eletrônica do Sistema Óptico Heteródino

4.2.1 Montagem Experimental Proposta

Na *Figura 4.2* apresenta-se o diagrama de blocos completo da montagem realizada, na simulação do PLL Óptico de Costas, utilizado para demodular sinais com modulação DPSK, afetadas pelo ruído de fase dos lasers. No experimento de simulação, optou-se pela utilização de códigos NRZ.

Serão descritos nos itens que se seguem, todas as partes que compuseram o experimento.

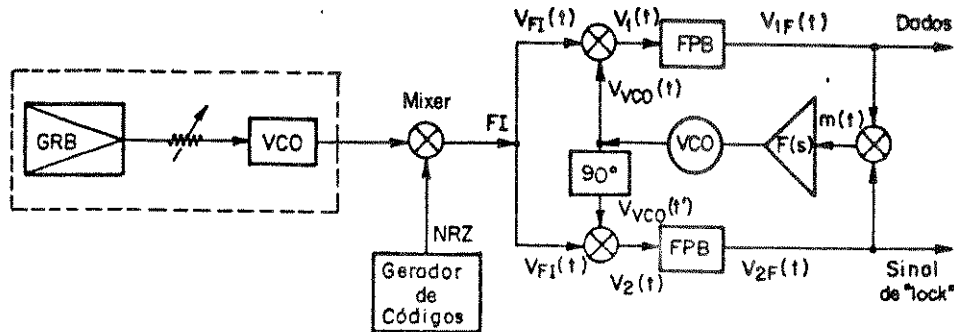


Figura 4.2: Experimento de simulação eletrônica do OPLL de Costas

4.3 Simulação do Ruído de Fase do Laser

4.3.1 Gerador de Ruído

Para se fazer a simulação do ruído de fase dos lasers, havia a necessidade de utilizar-se um *Gerador de Ruído-Branco* de faixa-larga. O ruído produzido por este gerador, deverá ser injetado num VCO, produzindo assim, uma portadora ruidosa em fase.

Foi utilizado no experimento o *Random-Noise Generator - Type 1982* produzido pela General Radio Company. Este gerador não seria o especificado, ou seja, o adequado para satisfazer a definição de Ruído-Branco, pois seu espectro de frequências é limitado em 50 KHz. Porém, quando aplicou-se o sinal fornecido por este gerador ao VCO, o sinal de portadora contaminada pelo ruído de fase, aproximou-se muito do sinal desejado quando utiliza-se um gerador de faixa-larga. Contudo, decidiu-se por sua utilização, devido aos espectros de frequências obtidos da portadora ruidosa, que serão mostrados no item 4.3.3.

4.3.2 Circuito do VCO - Voltage Controlled Oscillator

A recuperação da portadora feita pelo PLL é conseguida com ajuda de um circuito oscilador sintonizado com o sinal de FI recebido pelo PLL. Para tanto, utiliza-se um VCO, cuja frequência do sinal de saída é amarrado tanto em frequência como fase com o sinal de FI. O sinal de erro do PLL, presente na saída do filtro de malha, irá determinar a frequência e fase do sinal gerado por este oscilador, como mostra a expressão (3.8).

O modelo do VCO implementado, foi baseado no oscilador utilizado pela Telebrás no projeto ELO-34, sendo mostrado na Figura 4.3.

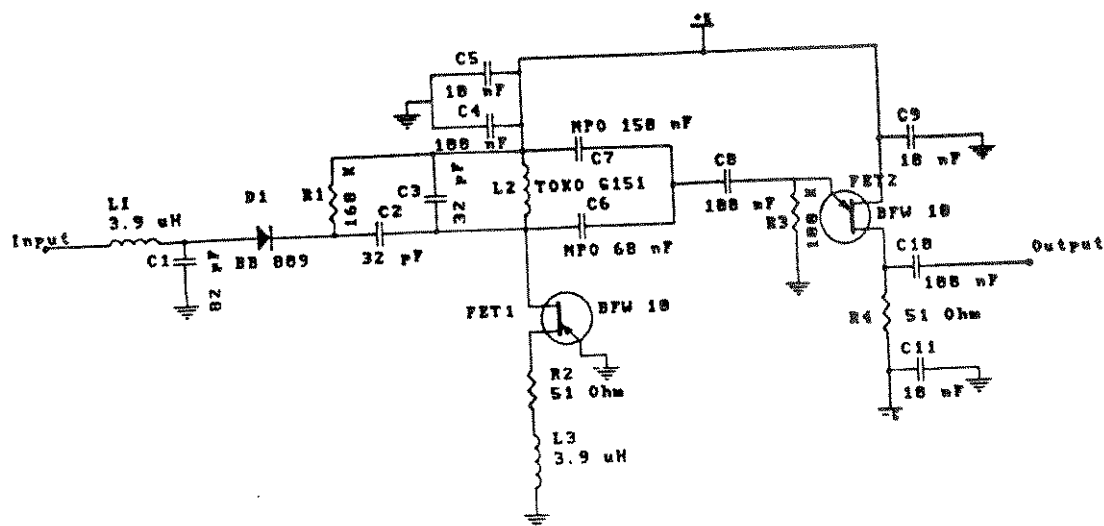


Figura 4.3: Circuito do VCO

Utilizou-se um VCO a circuito tanque, pelo fato deste não ter a mesma estabilidade de um VCO à cristal (VCXO), simulando, desta forma, os efeitos de flutuações ocorridas com os lasers, usados no receptor.

Pela Figura 4.3 observa-se que na entrada do VCO, tem-se a presença de um diodo de capacitância varável D_1 (Varicap), capacitores C_6 e C_7 , que juntamente com o indutor variável (L_2), formam o circuito ressonante, sintonizado em 30 MHz, que é a frequência do sinal de FI.

As variações na tensão DC que polarizam o Varicap (D_1), causam desvios de frequência no oscilador. O ajuste da frequência central do oscilador, é feita por meio da variação do valor da indutância, ou seja, a sintonia é feita pelo ajuste da penetração do ferrita no núcleo do indutor. Pode-se dizer que isto seria a sintonia-fina, e a mudança nos valores dos capacitores C_1 e C_2 fariam o papel da sintonia-grossa.

O estágio de oscilação é acoplado ao estágio de saída do VCO por meio do filtro passa-altas (pré-ênfase) formado pelo capacitor C_8 e o resistor R_3 . O estágio de saída mencionado, é um circuito seguidor-fonte que tem por base um FET (*Field Effect-Transistor*), com impedância de saída de $\approx 50 \Omega$.

Foi feita a medição do ganho do VCO, variando-se a tensão DC no terminal de entrada do circuito oscilador. Esta tensão fará com que haja uma mudança no

valor da capacitância intrínseca do Varicap. Os valores das variações de frequência do VCO em função das variações dos níveis DC na sua entrada, estão listados na *Tabela 4.1*. Com base nestes resultados, calculou-se o ganho do VCO, pela razão entre $\Delta f/\Delta V$ na região linear de operação do oscilador.

ΔV (V)	Δf (Hz)
-4,0	31,0085
-3,5	30,8831
-3,0	30,7361
-2,5	30,5802
-2,0	30,4290
-1,5	30,2889
-1,0	30,1750
-0,5	30,1050
0,0	30,00408
0,5	29,93620
1,0	29,8828
1,5	29,8456
2,0	29,81545
2,5	29,79037
3,0	29,76915
3,5	29,74794
4,0	29,72779

Tabela 4.1: *Frequência $\times$ Tensão DC do VCO da Fig. 4.3*

$$\tan \alpha = \frac{\Delta f}{\Delta V} = 171 \frac{\text{kHz}}{\text{V}}$$

4.3.3 Espectros obtidos do Conjunto de Simulação do Ruído de Fase

Na montagem do experimento de simulação mostrado na *Figura 4.2*, a portadora foi obtida pela injeção do ruído-branco¹ no VCO de alta-sensitividade de modulação e grande largura de faixa [1]. O conjunto de simulação *Gerador de Ruído + VCO*, é apresentado na *Figura 4.4*.



Figura 4.4: Diagrama de Blocos da Simulação do Ruído de Fase

O sinal obtido por este conjunto produz um eficiente espectro Lorentziano, com $\Delta\nu$ variável, controlando-se apenas o nível de potência do ruído [2], [3].

A portadora gerada com ruído de fase é mostrada na *Figura 4.5 (a)-(c)*. Notar que o espectro é aproximadamente Lorentziano (*Figura 4.5 a*), à semelhança do espectro da portadora de FI que seria produzida por um laser semiconductor, após a detecção óptica coerente.

Observa-se pelas figuras *(b)* e *(c)*, que a portadora é contaminada pelo ruído de fase, quando injeta-se ruído na entrada de modulação de VCO. Isto simulará o sinal óptico do laser, cuja largura de linha irá caracterizar a presença do ruído fase.

¹Largura de faixa do Gerador de Ruído é limitado em 50 kHz

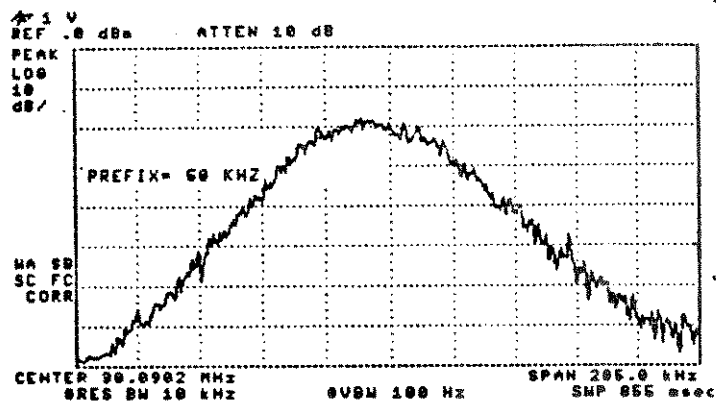
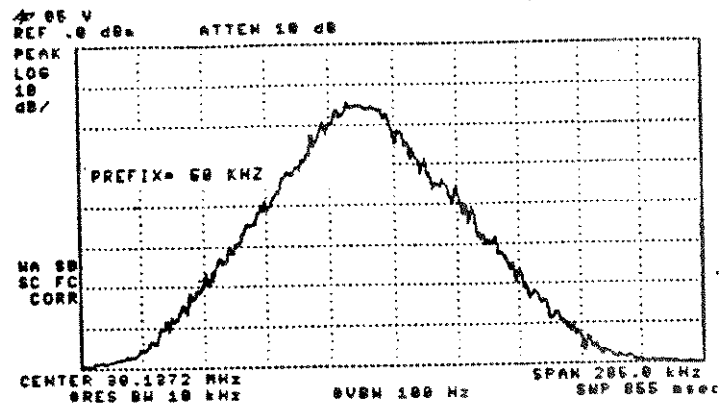
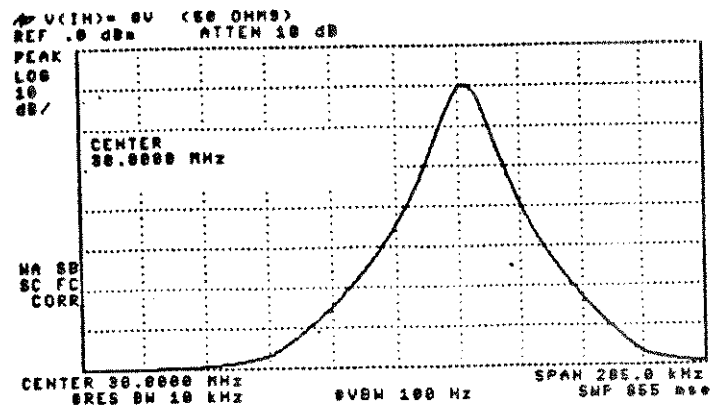


Figura 4.5: Espectros de frequência do sinal da Portadora com Ruído de Fase simulado. Tensão de ruído na entrada do VCO a) 0 V, b) 0,5 V, c) 1V

4.4 Modulador DPSK

4.4.1 Geração do Sinal Binário

O sinal binário no experimento, é o NRZ em banda básica sem componente DC. Pela teoria, este código tem Densidade Espectral de Potencia (DEP) $(\frac{\text{sen } \omega T}{\omega T})^2$ com largura de banda infinita. A modulação DPSK será feita por meio de uma multiplicação no tempo, ou seja, uma convolução no domínio frequências, obtendo-se um sinal com características de uma modulação AM/DSB com portadora suprimida, que será mostrado no item 4.4.6. O sinal modulado, será uma réplica do sinal NRZ em banda básica, com simetria em torno da frequência da portadora.

Para se fazer uma modulação DPSK, é necessário que haja sincronismo entre o sinal de portadora e o sinal binário. O sincronismo foi obtido por intermédio do quadramento do sinal da portadora e posterior divisão da frequência. O sinal resultante, servirá como sinal de gatilho do gerador de códigos NRZ (Pattern Generator PFG1-WG). O quadramento da portadora, foi feito pelo circuito integrado GXB10125, que forneceu na sua saída um sinal TTL, na frequência da portadora ($f_c = 30 \text{ MHz}$).

A taxa de bits utilizada, foi escolhida em $\approx 3 \text{ Mbit/s}$. Esta é a taxa máxima que os circuitos integrados TTL's disponíveis, usados no circuito divisor de frequências, conseguem operar.

Nas seções que se seguem, serão mostrados o arranjo experimental e os circuitos responsáveis pela geração do sinal binário NRZ.

4.4.2 Circuito Codificador Diferencial

A técnica conhecida como *PSK coerente por comparação de fase* ou *Coerente Diferencialmente (DPSK)*, foi desenvolvida para solucionar os problemas de sincronismo durante detecção síncrona (coerente).

A Figura 4.6 mostra o diagrama de blocos de um demodulador de DPSK binário. Observa-se que o oscilador local é constituído pelo próprio sinal, retardado no tempo por um período T_b (Tempo de duração do bit). Se os bits adjacentes apresentam a mesma fase, seu produto produzirá uma saída positiva ($\text{bit}=1$); porém, se as fases forem opostas, acarretarão uma saída negativa ($\text{bit}=0$). O filtro passa-baixas eliminará boa parte do ruído presente no sinal de saída do diferenciador.

Tomando por base a Figura 4.6, e, definindo o sinal de entrada como:

$$x_i(t) = A_i \cos(\omega_i t + \theta + a_k \pi) \quad (4.1)$$

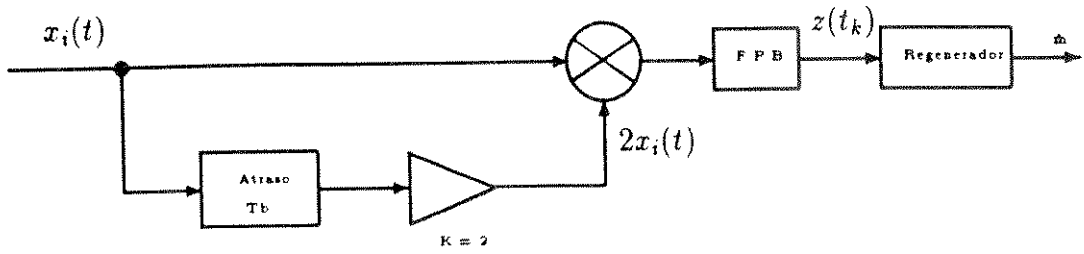


Figura 4.6: Diagrama de blocos do demodulador de DPSK

onde:

a_k = Bit transmitido (0,1)

$x_i(t)$ = Sinal modulado em fase

O sinal obtido após o multiplicador será:

$$\begin{aligned}
 x_i(t) \cdot 2x_i(t - T_b) &= 2A_c^2 \cos(\omega_i t + \theta + a_k \pi) \cos[\omega_i(t - T_b) + \theta + a_{k-1} \pi] \\
 &= A_c^2 \{ \cos[(a_k - a_{k-1})\pi] + \cos[2\omega_c t + 2\theta + (a_k + a_{k-1})\pi] \}
 \end{aligned}
 \quad (4.2)$$

Então, teremos as condições para o sinal presente na saída do filtro passa-baixas.

$$z(t_k) = \begin{cases} +A_c^2, & a_k = a_{k-1} \\ -A_c^2, & a_k \neq a_{k-1} \end{cases}$$

Assim, sinais adjacentes que apresentarem a mesma fase proporcionarão uma saída positiva ($+A_c = \text{bit } 1$). Quando as fases forem opostas, acarretarão uma saída negativa ($-A_c = \text{bit } 0$). Sendo assim, é o deslocamento ou não-deslocamento, entre os valores das fases transmitidas que representa a informação da mensagem, de modo que uma codificação apropriada, conhecida como diferencial, é requerida no transmissor.

A codificação diferencial inicia com um bit inicial arbitrário $a_0 = 1$. Os bits seguintes são determinados pela sequência de bits da mensagem a ser transmitida ($m_k(t)$). De acordo com o que foi dito, tem-se:

$$\begin{aligned}
 a_k &= a_{k-1} & \text{se } m_k &= 1 \\
 a_k &\neq a_{k-1} & \text{se } m_k &= 0
 \end{aligned}$$

Por meio destas conclusões, pode-se determinar uma equação que possibilitará a implementação de um circuito lógico.

$$a_k = m_k a_{k-1} \oplus \bar{a}_{k-1} \bar{m}_k \quad (4.3)$$

O circuito lógico equivalente à equação (4.3) será:

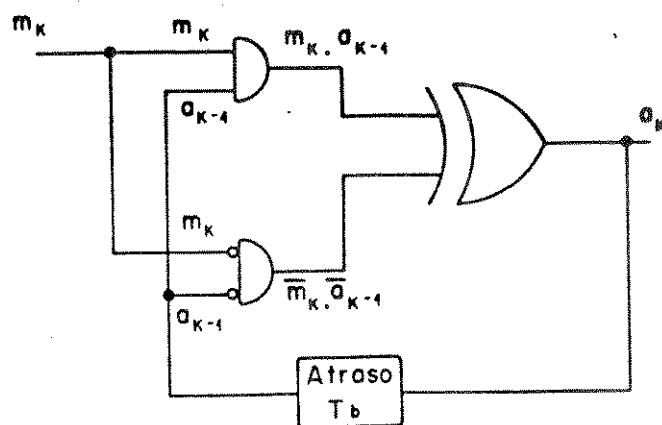


Figura 4.7: *Circuito Codificador Diferencial*

O circuito a ser utilizado em princípio seria o mostrado na *Figura 4.7*. Como este é um circuito lógico, conseguiu-se simplificar mais ainda sua configuração para a seguinte circuito (*Figura 4.8*).

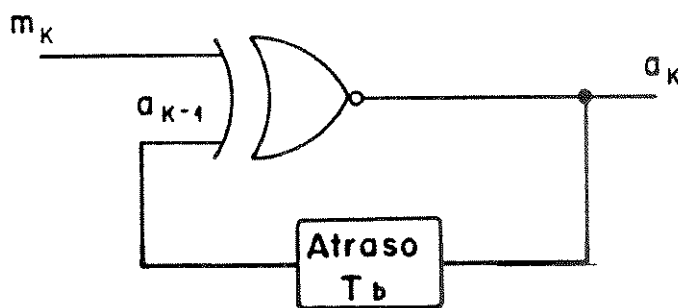
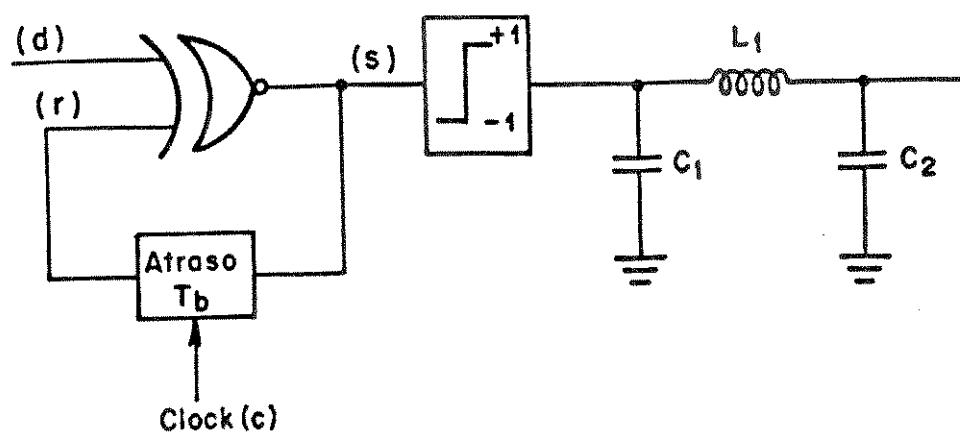


Figura 4.8: *Circuito Codificador Diferencial*

O circuito responsável pela soma lógica módulo 2 é a porta lógica Exclusivo-NOR (TTL-74S86), onde no mesmo chip conseguiu-se simular uma porta inversora.

O circuito de atraso de um bit é conseguido por meio de um shift-register (TTL-74S164) para um relógio de frequência igual à taxa de bits. Os resultados obtidos são mostrados na *Figura 4.9*.



hp running

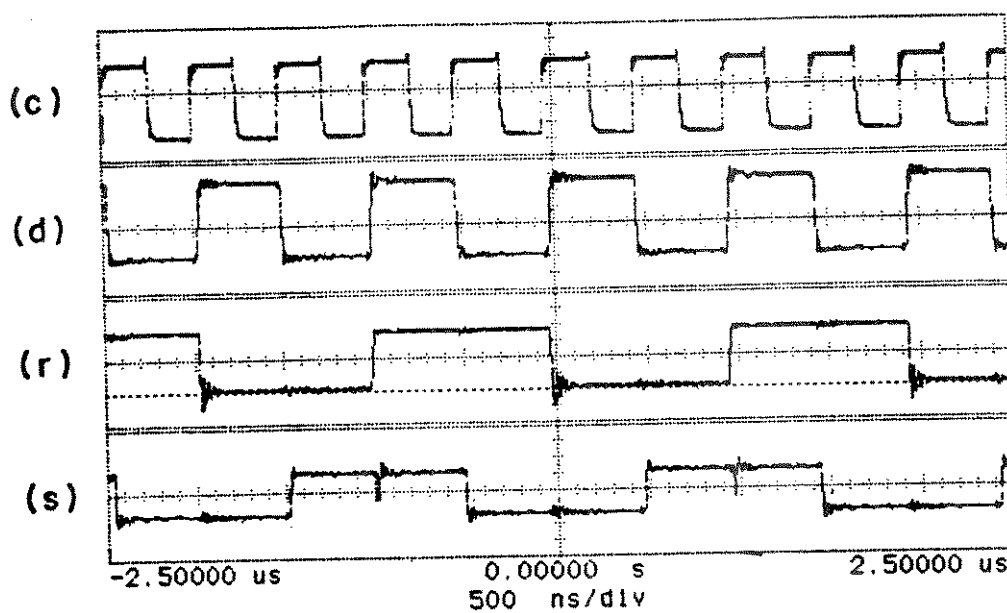


Figura 4.9: Sinal Codificado Diferencialmente

A sequência de bits obtida na *Figura 4.9 (d)* representa a codificação da diferença entre os bits, ou seja:

$$\begin{aligned}a_k = 1 & \text{ fase transmitida} = 0 \text{ rad} \\a_k = 0 & \text{ fase transmitida} = \pi \text{ rad}\end{aligned}$$

Este sinal é enviado a um circuito deslocador de nível, onde o sinal será aplicado ao circuito multiplicador de frequências (misturador de microondas).

4.4.3 Circuito Deslocador de Nível

O circuito deslocador de nível funciona como um extrator do nível DC da sequência de bits, presente na saída do circuito codificador diferencial.

Os sinais presentes na entrada deste circuito tem níveis TTL, e devem fornecer sinais de 600 mV_{p-p} em 50Ω de impedância de saída. Estes valores são definidos pelos parâmetros exigidos pelo mixer de microondas (misturador).

O circuito deslocador de nível é mostrado na *Figura 4.10*. Vale salientar sua simplicidade de implementação e eficiência de funcionamento.

Observa-se pela *Figura 4.10*, que o transistor T_1 está em configuração emissor-comum, fornecendo um ganho de corrente com baixa impedância de saída. No seu emissor, tem-se o diodo D_1 , cuja função é estabelecer uma queda de tensão aproximadamente constante em torno de 0,8 volts. Ligado a este, tem-se um circuito *fonte-de-corrente*, que na verdade funciona como dreno mantendo assim um valor de corrente constante para o resistor de 150Ω .

Para o nível lógico 0, obtém-se no ponto P_2 uma tensão de $-1,7$ volts numa carga de 50Ω . Este valor advém da queda de tensão de $-0,9$ volts na junção base-emissor de T_1 , com a queda de $-0,8$ volts no diodo D_1 .

No nível lógico 1, tem-se no ponto P_2 , uma tensão de $+1,7$ volts para uma carga de 50Ω .

Como os valores de $-1,7$ Volts para o nível lógico 0 e $+1,7$ volts para o nível lógico 1 são excessivos para o modulador (mixer), deve-se fazer uma atenuação nestes sinais.

A impedância de saída do circuito deslocador de nível para uma carga de 50Ω é pouco mais de 3Ω . Por causa disto, necessitou-se ligar em série, um resistor de 47Ω , para que houvesse um perfeito casamento com a impedância de entrada do modulador (Z_i) de 50Ω .

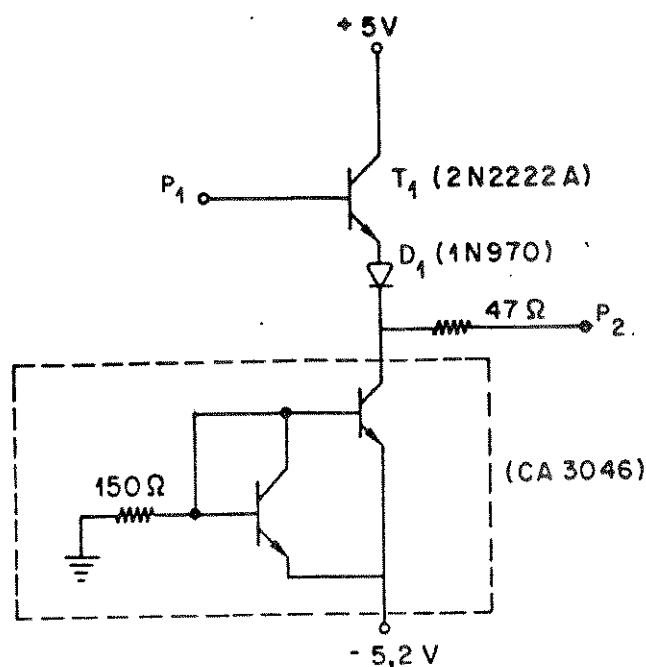


Figura 4.10: *Circuito Deslocador de Nível*

4.4.4 Atenuação, Filtragem e Equalização do Sinal Codificado Diferencialmente

a) Atenuação

A saída do deslocador de níveis, apresenta tensões na sua saída da ordem de 3,4 volts de pico-a-pico. Como este nível está acima do exigido pelo modulador, que é de próximo de 0,6 volts, deve-se fazer uma atenuação de 15,07 dB neste sinal.

Esta atenuação de 15 dB, foi conseguida por uso de atenuadores resistivos em configuração *T* simétrica [64].

A *Figura 4.11* mostra a estrutura mencionada acima.

Pela figura, tem-se que R_{ti} e R_{ri} são impedâncias imagens da transmissão e recepção. Como $R_i = R_o = 50\Omega$ tem-se:

$$R_A = \frac{R_{ti}}{\tanh \alpha} - \frac{\sqrt{R_{ti} R_{ri}}}{\sinh \alpha} \quad (4.4)$$

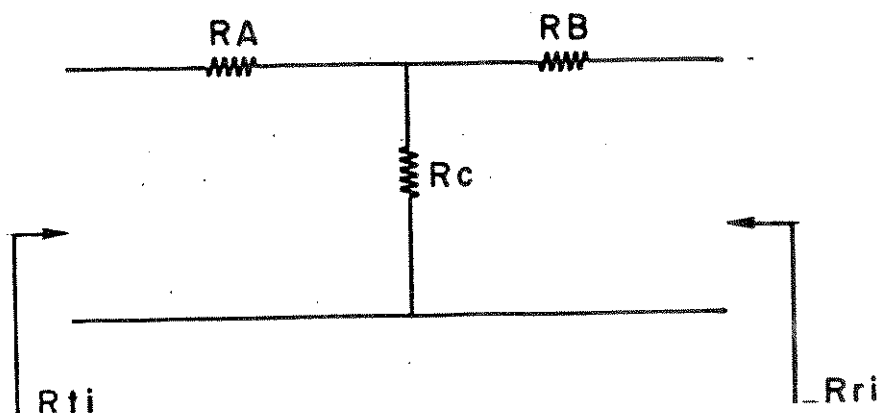


Figura 4.11: Atenuador

$$R_B = \frac{R_{r_i}}{\tanh \alpha} - \frac{\sqrt{R_{t_i} R_{r_i}}}{\sinh \alpha} \quad (4.5)$$

$$R_C = \frac{\sqrt{R_{t_i} R_{r_i}}}{\sinh \alpha} \quad (4.6)$$

$$\alpha[\text{neper}] = \frac{\text{Perdas}[\text{dB}]}{8,686} \quad (4.7)$$

$$\sinh \alpha = \frac{\exp^{\alpha} - \exp^{-\alpha}}{2} \quad (4.8)$$

$$\cosh \alpha = \frac{\exp^{\alpha} + \exp^{-\alpha}}{2} \quad (4.9)$$

$$\tanh \alpha = \frac{\exp^{\alpha} - \exp^{-\alpha}}{\exp^{\alpha} + \exp^{-\alpha}} \quad (4.10)$$

onde:

α = função atenuação

Substituindo, $\text{Perdas} [\text{dB}] = 15 \text{ dB}$ na expressão (4.7) e $R_{t_i} = R_{r_i} = R_o = 50\Omega$ nas expressões (4.4)– (4.6), obtém-se:

$$R_A = 35\Omega$$

$$R_B = 35\Omega$$

$$R_C = 18\Omega$$

b) Filtragem

Na prática, é difícil a realização de um filtro com frequência de corte abrupta em $\frac{1}{T_s}$ e fase linear. Pode-se contornar parcialmente este problema, fazendo-se uma filtragem em banda-básica e outra em FI por meio de filtros suaves, melhorando desta forma as compensações do atraso de grupo [65], [66].

O filtro a ser projetado terá frequência de corte na metade da taxa de bits, ou seja, $f_c = 1,6$ MHz. Baseando-se no projeto do Rádio Digital [66], escolheu-se um filtro do tipo Butterworth com 3 pólos, por ser mais fácil de se obter um equalizador de atraso de grupo.

O filtro escolhido tem sua configuração mostrada na *Figura 4.18*.

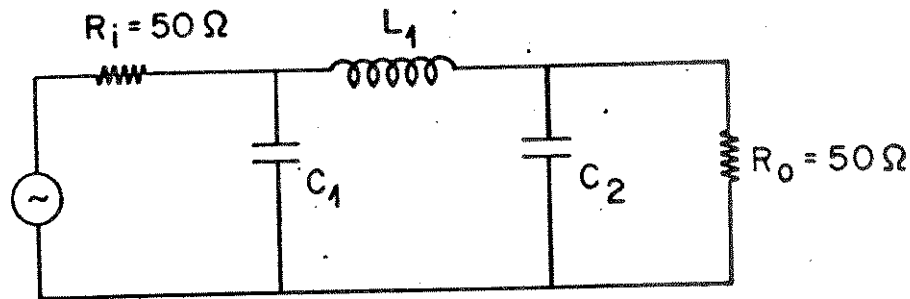


Figura 4.12: Configuração do Filtro Passa-Baixas

Os valores de C_1 , C_2 e L_1 são definidos por [67]

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R_o} \quad (4.11)$$

$$L = \frac{L_n R_o}{2\pi f_c} \quad (4.12)$$

onde:

- C = Valor final do Capacitor
- L = Valor final do Indutor
- C_n = Valor de protótipo do Capacitor
- L_n = Valor de protótipo do Indutor
- R_o = Impedância da Carga ligada ao filtro
- f_c = Frequência de corte do filtro

Substituindo os valores da Tabela 3-1A da referência [67], obtém-se:

$$C_1 \cong 2,0 \text{ nF}$$

$$C_2 \cong 2,0 \text{ nF}$$

$$L_1 \cong 10 \text{ } \mu\text{H}$$

Assim, o filtro terá a seguinte configuração:

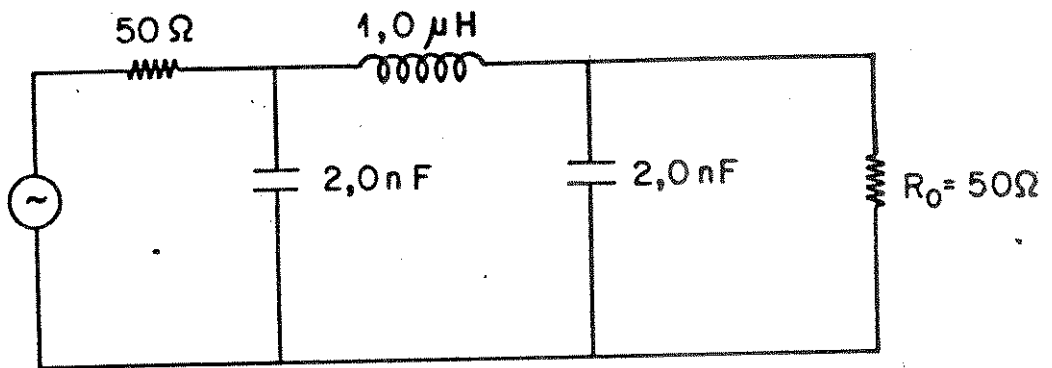


Figura 4.13: *Filtro Passa-Baixas projetado*

O indutor foi obtido usando-se o conjunto RM5 de núcleo de ferrita K90 (Siemens) com $A_L = 40 \text{ nH/esp}^2$. O fio a ser usado no enrolamento do indutor é o AWG=32, cujo número de espiras do indutor será de:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{10 \text{ } \mu\text{H}}{40 \text{ nH/esp}^2}} \cong 15,8 \text{ espiras}$$

Tem-se a opção de um filtro de Bessel, porém desejou-se seguir os mesmos critérios usados para o Rádio Digital desenvolvido pelo CPqD/Telebrás.

c) Equalização

É utilizado uma etapa equalizadora no circuito modulador, com o intuito de minimizar o atraso de grupo no filtro passa-baixa e evitar a ocorrência de interferência intersimbólica. Esta equalização é feita por um filtro passa-tudo com resposta de amplitude constante em todas as frequências, causando variações de fase com a frequência nos sinais transmitidos.

O equalizador tem sua configuração mostrada na *Figura 4.14*.

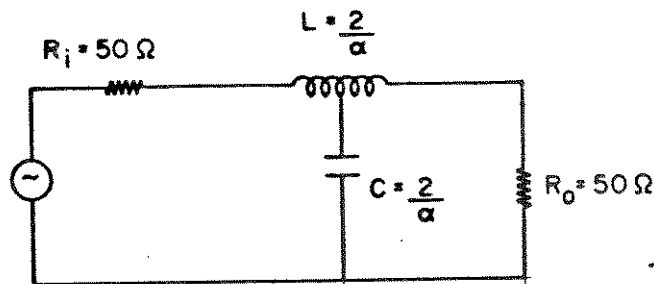


Figura 4.14: *Configuração do Equalizador*

Pelas referências [66] e [68], o valor de α será $\alpha = 1$ para um filtro passa-baixas Butterworth de 3 pólos. Então, os valores de protótipos para o capacitor e indutor serão:

$$C_n = 1$$

$$L_n = 1$$

Substituindo estes valores nas expressões (4.11) e (4.12), obtém-se:

$$C_1 \cong 3,98 \text{ nF}$$

$$L_1 \cong 10,0 \text{ } \mu\text{H}$$

O indutor foi construído usando-se o conjunto RM5 de núcleo de ferrita K40 (Siemens) com $A_L = 40 \text{ nH/esp}^2$. O número de espiras do indutor será de:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{10 \mu\text{H}}{40 \text{ nH/esp}^2}} \cong 15,8 \text{ espiras}$$

O enrolamento foi feito com fio AWG = 32 de modo bifilar, com conexão central.

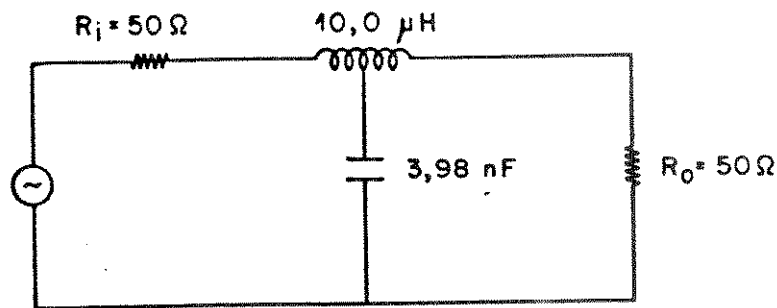


Figura 4.15: Equalizador projetado

4.4.5 Circuito Modulador

A modulação DPSK, foi realizada através de um circuito chamado *Modulador em Anel* (*Ring - Modulator*). Foi utilizado na montagem, o circuito integrado MCL-1 produzido pela Mini-Circuits, que é um Mixer Duplo Balanceado (DBM), com configuração de Modulador em Anel. Sua faixa de operação é 1-500 MHz, com 40 dB de isolamento entre suas portas e 50 Ω impedância característica. O diagrama esquemático do Mixer (Modulador em Anel) é apresentado na *Figura 4.16*.

O princípio de funcionamento do modulador é o seguinte: aplicando-se um pulso na entrada de FI (pinos 3-4 e 5-6) os diodos 1 e 3 ficarão diretamente polarizados e os diodos 2 e 4 inversamente. As correntes I_1 , que circulam pelos diodos 1 e 3, serão somados na derivação central do secundário do transformador nos terminais de entrada do sinal Oscilador Local (OL). Como estas correntes estão em fases opostas, ao se somarem não induzirão correntes na entrada do Oscilador Local (pinos 8-7), confirmando a isolamento entre estas portas. No transformador presente

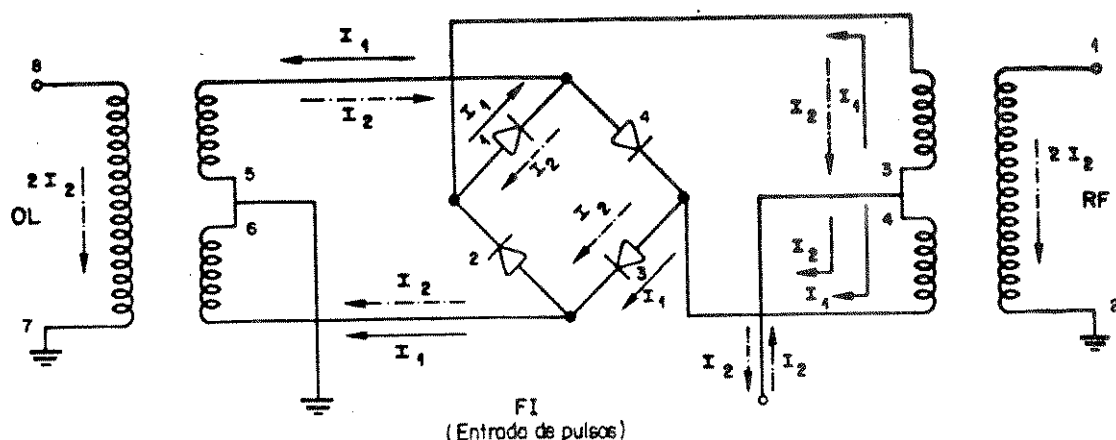


Figura 4.16: Configuração do Modulador em Anel (Mixer)

na saída de RF modulada (pinos 1-2), as correntes I_1 possuem fases opostas no primário, conseqüentemente induzirão correntes no secundário, apresentando uma isolamento entre a porta de FI (entrada dos pulsos) e a saída de RF.

Aplicando-se o sinal da portadora, serão induzidas as correntes I_2 secundário do transformador do Oscilador Local, que irão passar pelos diodos 1 e 3, polarizados pela entrada de pulsos (FI). Estas correntes irão passar pelo primário do transformador de saída de RF, e como estão em fase, induzem uma corrente de sentido contrário no secundário deste transformador. O sinal resultante será a portadora defasada de π radianos em relação à portadora de entrada. Se houver inversão na polarização dos diodos 1 e 3 ocasionado pelo pulsos de entrada, a corrente I_1 no primário do transformador de saída de RF mudará de sentido, resultando uma saída modulada em fase com a portadora na entrada transformador do Oscilador Local.

4.4.6 Resultados Experimentais do Modulador de DPSK

Os resultados experimentais obtidos na saída do conversor de nível, são apresentados nas Figura 4.17(a). Observa-se também o aparecimento de algumas raias espectrais, que são características de sistemas de modulação de fase, porque estão relacionadas aos tempos de subida e duração do pulso, provocando degradações nos lóbulos laterais do sinal PSK [50].

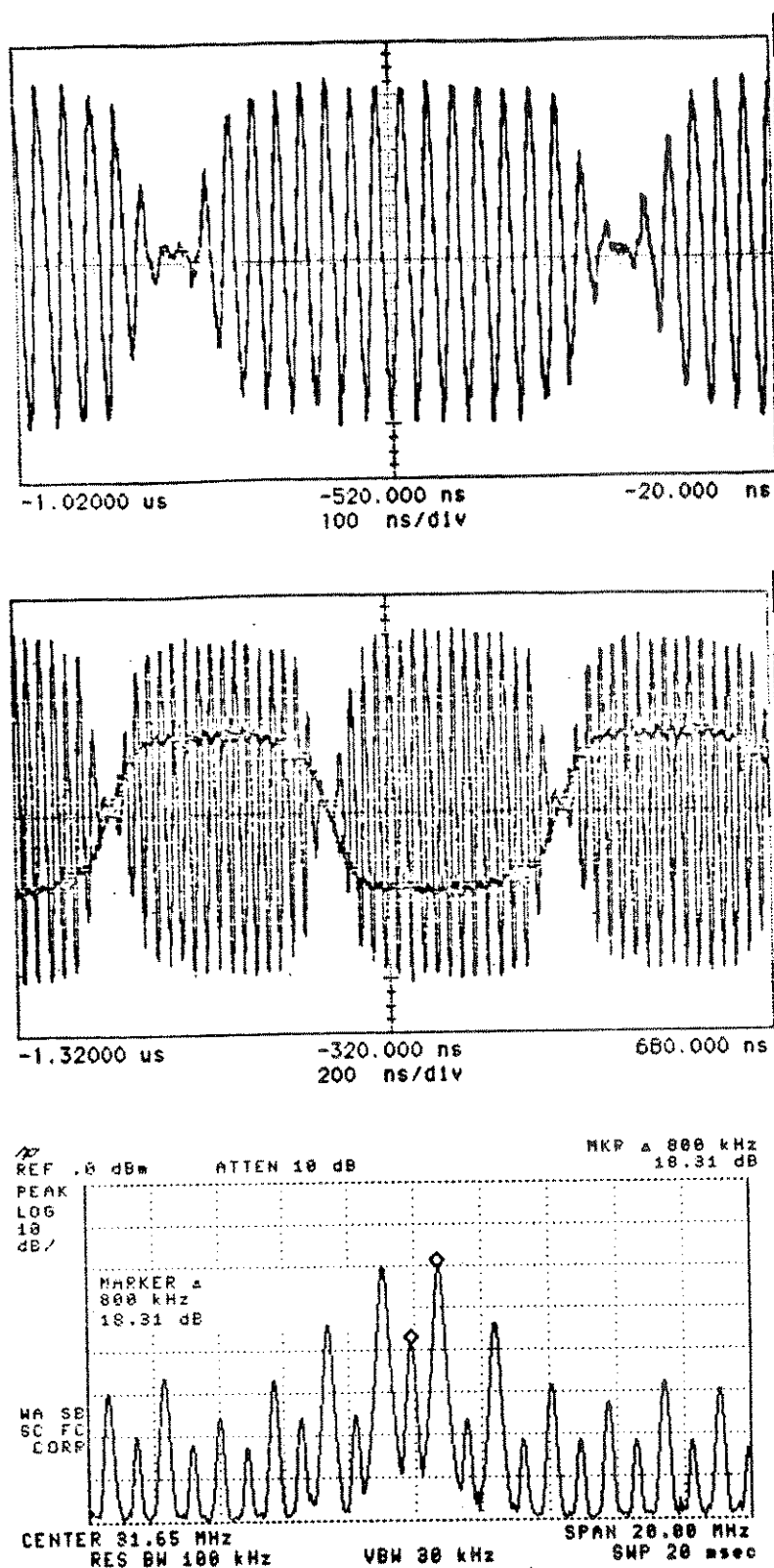


Figura 4.17: Sinal da Portadora modulada em fase a) Sinal DPSK, b) DPSK + Sinal de Dados, c) Espectro do sinal DPSK

Nas Figuras 4.17 (a), (b), (c) são apresentados os sinais modulados em fase. A Figura 4.17 (a) apresenta um arredondamento na envoltória destes sinais, pois estas foram provocadas pela filtragem realizada nos pulsos NRZ, antes de serem injetados no conversor de nível, provocando uma redução no espectro de frequências do sinal modulado.

Observando a Figura 4.17 (b), nota-se que as transições de 180° fase da portadora, apresentam uma deformidade. Este fato está relacionado com o tempo de subida e descida do pulso na saída do conversor de nível, porque durante as transições do bit 0 para o bit 1, ou vice-versa, esta mudança provoca uma indefinição no acionamento dos pares de diodos do Modulador em Anel (Mixer), refletindo desta forma na fase da portadora modulada. A Figura 4.17 (c) mostra o espectro de frequências do sinal DPSK obtido no experimento.

4.5 Demodulador DPSK

O sinal de DPSK que chega ao receptor não possui no seu espectro de potência nenhuma raia na frequência da portadora. Por isso há necessidade de se recuperar a portadora que foi suprimida durante a modulação.

A recuperação da portadora pode ser obtida por diversos métodos:

1. Método da multiplicação
2. Método da modulação reversa
3. Método da remodulação
4. Método do processamento em banda-básica

Estes métodos têm em comum a geração de um sinal de erro a partir do sinal DPSK recebido, que irá controlar o sinal de saída do VCO. Este sinal de saída do VCO, estará amarrado em frequência e fase com a portadora do sinal recebido.

Foi escolhido neste trabalho o método do processamento em banda-básica, com a recuperação da portadora feita por um PLL de Costas com um filtro de malha de 1ª ordem modificado.

4.5.1 Filtro Passa-Baixas

O filtro passa-baixas utilizado é do tipo Bessel. A escolha deste tipo de filtro, se deve à linearidade de fase da sua resposta para sinais faixa-larga, com um mínimo de distorção, fornecendo ainda alguma seletividade. Estas características dispensarão a utilização de equalizadores [67].

O filtro implementado possui 5 pólos, pois deseja-se obter uma atenuação de 60 dB para as harmônicas do sinal da portadora (30 MHz). A frequência de corte foi escolhida em 65% da taxa de bits (R_b), ou seja, $f_c = 0,65R_b = 1,95MHz$. A Figura 4.18 mostra a configuração do filtro escolhido.

Os valores de C_1, C_2, C_3, L_1 e L_2 serão obtidos pelas expressões (4.11), (4.12) e Tabela 3-8B da referência [67].

$$\begin{aligned}
 C_1 &\cong 284 \text{ pF} \\
 C_2 &\cong 1,31 \text{ nF} \\
 C_3 &\cong 3,69 \text{ nF} \\
 L_1 &\cong 2,10 \text{ }\mu\text{H} \\
 L_2 &\cong 4,53 \text{ }\mu\text{H}
 \end{aligned}$$

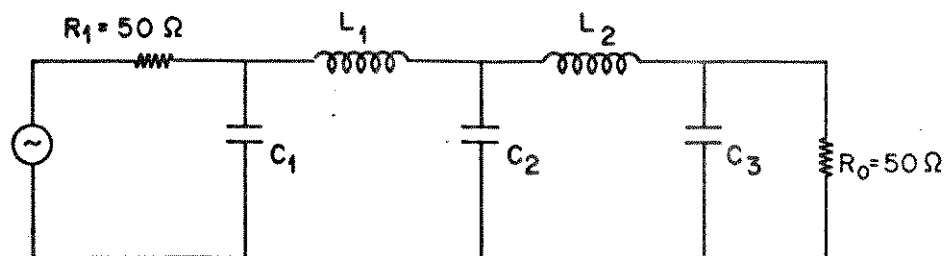


Figura 4.18: Configuração do Filtro Passa-Baixas de Bessel

Os indutores foram construídos utilizando-se o conjunto RM5 de núcleo de ferrita K40 (Siemens) com $A_L = 40 \text{ nH/esp}^2$ e fio AWG = 32. O número de espiras para L_1 e L_2 foram:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{2,1 \mu\text{H}}{40 \text{ nH/esp}^2}} \cong 7,2 \text{ espiras}$$

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = \sqrt{\frac{4,53 \mu\text{H}}{40 \text{ nH/esp}^2}} \cong 11 \text{ espiras}$$

Os filtros de Bessel projetados, são apresentados na *Figura 4.19*. As curvas de frequência e fase destes filtros, são mostradas nas *Figura 4.20*.

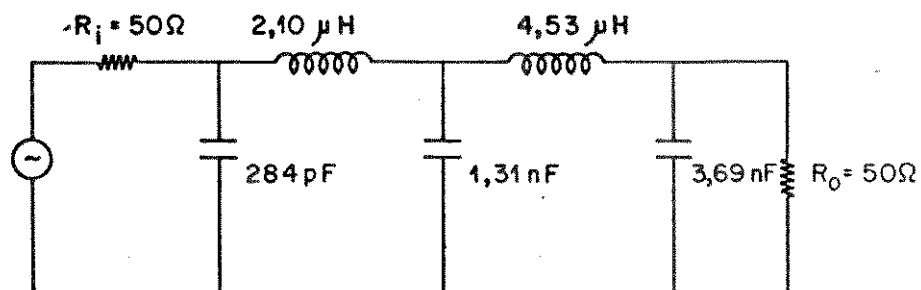


Figura 4.19: Filtros de Bessel projetados

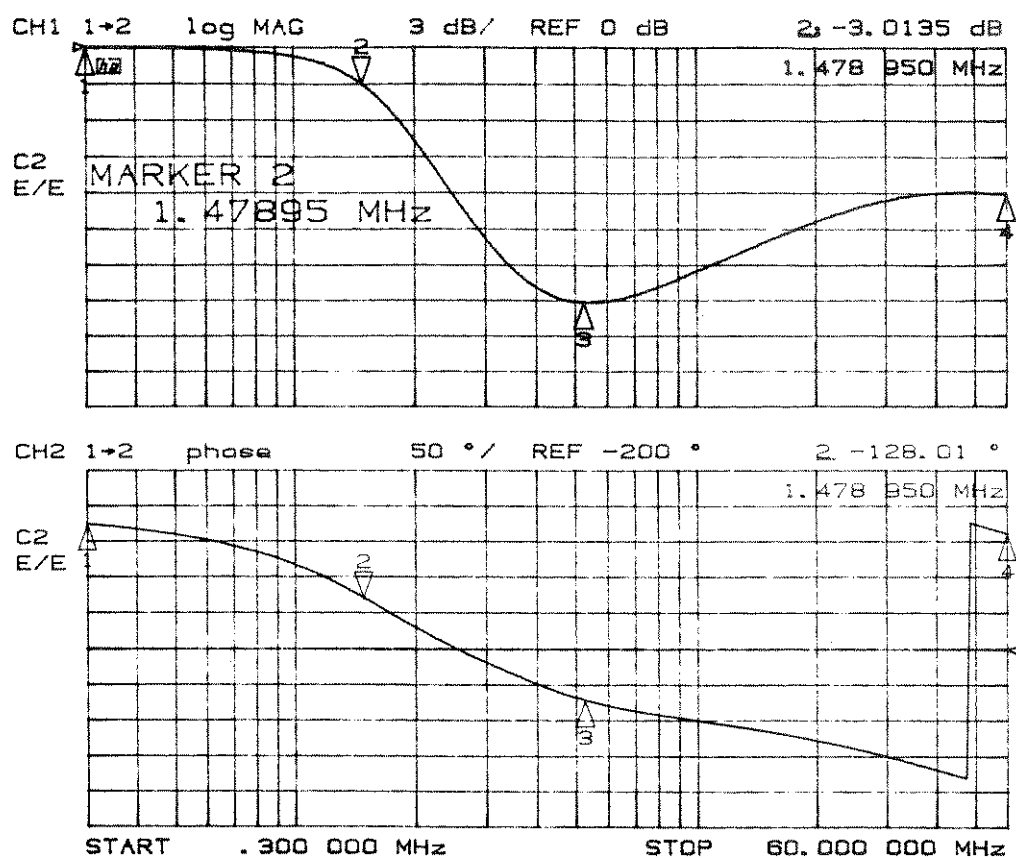


Figura 4.20: Curvas de Freqüência e Fase dos filtros projetados

4.5.2 Comparador de Fase

Um circuito comparador de fase tem o seguinte princípio de funcionamento: dois sinais de frequências idênticas, mas diferentes em fase, são aplicadas na entrada dos circuitos comparadores de fase, conseqüentemente sua saída fornecerá um sinal proporcional a esta diferença de fase.

No experimento foi utilizado o circuito integrado *SBL-1 (Mini-Circuits)*, pois este mixer balanceado fornece um sinal DC na porta de FI, quando se aplica nas portas do Oscilador Local e de RF, sinais de frequências idênticas, porém com fases diferentes. O comparador de fase, foi usado para determinar a diferença de fase entre o sinal do VCO e a portadora recuperada, pois seu sinal de saída apresenta uma resposta senoidal [2].

$$V_o = K \sin(\phi_d) \quad (4.13)$$

A constante K , dependerá exclusivamente dos níveis de sinais e do tipo de mixer utilizado. As diferenças de fase na maioria dos sistemas, são pequenas para que seja válida uma aproximação linear.

A *Figura 4.21* mostra a curva característica do mixer SBL-1, usado com comparador de fase.

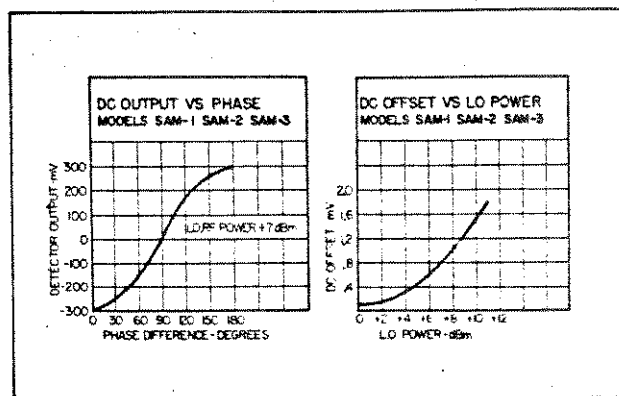


Figura 4.21: Curva característica do Comparador de Fase

4.5.3 Filtro de Malha

Como podemos observar na *Figura 4.2*, o sinal presente na saída do Detector de Fase deverá ser filtrado convenientemente por um filtro passa-baixas. Isto é necessário devido a incidência dos ruídos de fase e balísticos, além das componentes

de alta frequência, que irão influenciar o comportamento dinâmico do VCO, e por consequência da malha.

Para se determinarem os valores dos componentes do *Filtro de Malha*, que pode ser ativo ou passivo, deve-se levar em conta, diversos parâmetros, tais como:

1. K_d = Ganho do Detector de Fase
2. K_o = Ganho do VCO
3. A = Ganho DC do Filtro de Malha
4. η = Coeficiente de Amortecimento
5. ω_n = Frequência Natural do PLL
6. B_n = Largura de Faixa de Ruído do PLL

O experimento de simulação, foi realizado utilizando-se um Filtro de Malha ativo 1ª ordem modificado (termo dado em função da disposição dos componentes na sua malha de realimentação), mostrado na *Figura 3.4*.

Quando utilizam-se filtros de malhas ativos, há a necessidade de amplificadores de alto ganho DC, fazendo com o que travamento de frequência e fase sejam eficientes. Como houve a simulação da contaminação da portadora pelo ruído de fase, o amplificador utilizado teria de possuir um *Slew – Rate* (Taxa de Subida) elevada. O amplificador utilizado que atendeu estas características, foi o RS5539-Data Library cujo *Slew – Rate* = $600 \frac{V}{\mu s}$. A *Figura 4.22* mostra a curva característica do Filtro de Malha utilizado no experimento.

A determinação da constante de amortecimento da malha (η), é calculada utilizando-se as expressões (3.59), (3.60) e (3.62).

$$\eta^2 = \frac{1}{4 \tau_1 K_o K_d A} \quad (4.14)$$

$$\omega_n = \frac{1}{2 \eta \tau_1} \quad (4.15)$$

$$B_n = \frac{\omega_n}{8 \eta} \quad (4.16)$$

Assim, utilizando os valores K_o , K_d calculados anteriormente, e A obtido da *Figura 3.4* para $\tau_1=1,2 \mu s$, tem-se [25]:

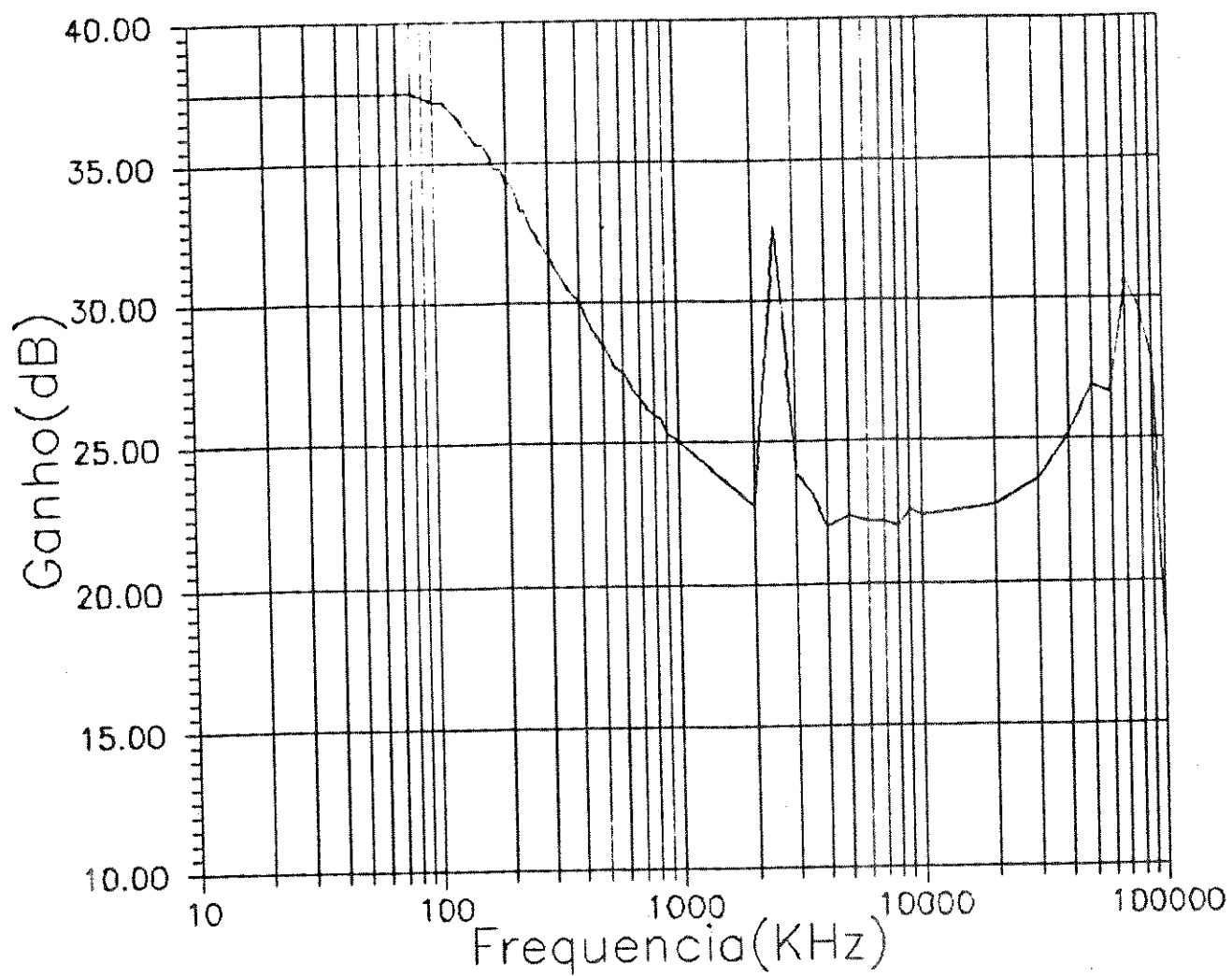


Figura 4.22: Curvas de Freqüência do Filtro de Malha

$$\eta = \sqrt{\frac{1}{4(1,2 \times 10^{-6})(171 \times 10^3 \times 2\pi)(0,23)}} \quad (4.17)$$

$$\eta \simeq 0,14 \quad (4.18)$$

$$\omega_n = \frac{1}{2(0,14)(1,2 \times 10^{-6})} = 2,98 \times 10^6 \frac{rad}{s} \quad (4.19)$$

$$B_n = \frac{2,98 \times 10^6}{8(0,14)} \simeq 2,66 \frac{rad}{s} \quad (4.20)$$

Como $\tau_1 = R_2 C$, fazendo $C = 100$ pF obtém-se:

$$R_2 = \frac{\tau_1}{C} \quad (4.21)$$

$$R_2 = \frac{1,2 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-12}} \quad (4.22)$$

$$R_2 = 12 \times 10^3 \Omega \quad (4.23)$$

Desse modo, determinam-se os parâmetros principais do Filtro de Malha de 1ª ordem modificado.

4.5.4 Divisores de Potência

Os *Divisores de Potência* são basicamente componentes passivos, onde o sinal de entrada fornecerá na saída sinais com fase e amplitudes específicas. Teoricamente os divisores possuem as seguintes características:

1. Mesma amplitude nas portas de saída
2. Defasagem entre as portas: $0^\circ, 90^\circ$ ou 180°
3. Isolação entre sinais de saída alta
4. Perda de Inserção proporcional ao número de portas

Foram usados no experimento de simulação, dois tipos de divisores de potência: o modelo PSC-2-1 (Mini-Circuits) cujos sinais de saída não eram defasados entre si, e o modelo PSC-2-1-50 que fornece na sua saída, sinais defasados de 90° entre eles.

O modelo esquemático dos divisores utilizados, é apresentado na *Figura 4.23*.

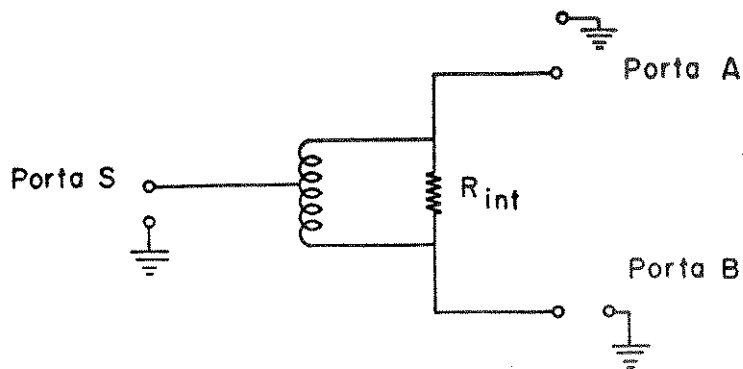


Figura 4.23: Modelo esquemático dos Divisores de Potência

4.5.5 Resultados Experimentais do Demodulador - PLL de Costas

Os resultados experimentais obtidos, são apresentados nas Figuras 4.24 (a), (b). Nota-se por estas figuras, que os espectro de frequências acusa a detecção do sinal digital binário transmitido. Na Figura 4.24 (a), tem-se o sinal da portadora recuperada (30 MHz) e o sinal binário deslocado, cuja diferença de frequências é o valor da taxa de bits (≈ 3 MHz). Na Figura 4.24 (b), obtém-se o mesmo espectro, porém com o sinal de dados deteriorado pelo Ruído de Fase. Os resultados obtidos, confirmam a capacidade da malha de detectar o sinal digital contaminado pelo Ruído de Fase.

No experimento de demodulação, não foi possível obter o diagrama de olho do sinal digital, devido à forte contaminação provocada pelos ruídos. Houve também uma forte contaminação por parte do VCO, pois a placa de circuito impresso, na sua primeira versão, foi construída sem um aterramento e blindagem adequados, ou seja, existência de plano de terra nas áreas em que não haviam trilhas. Devido a estes fatores, só foi possível a visualização do sinal digital, analisando-se o espectro de frequências do sinal demodulado.

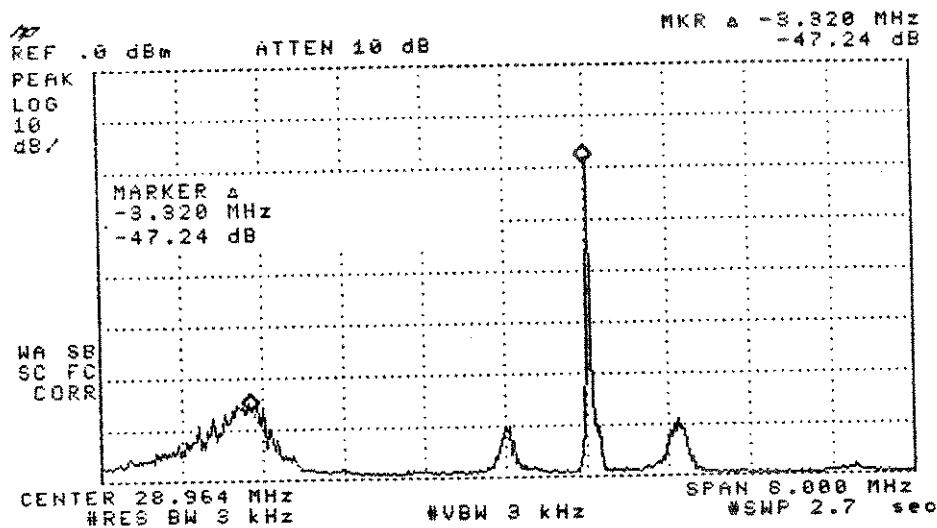
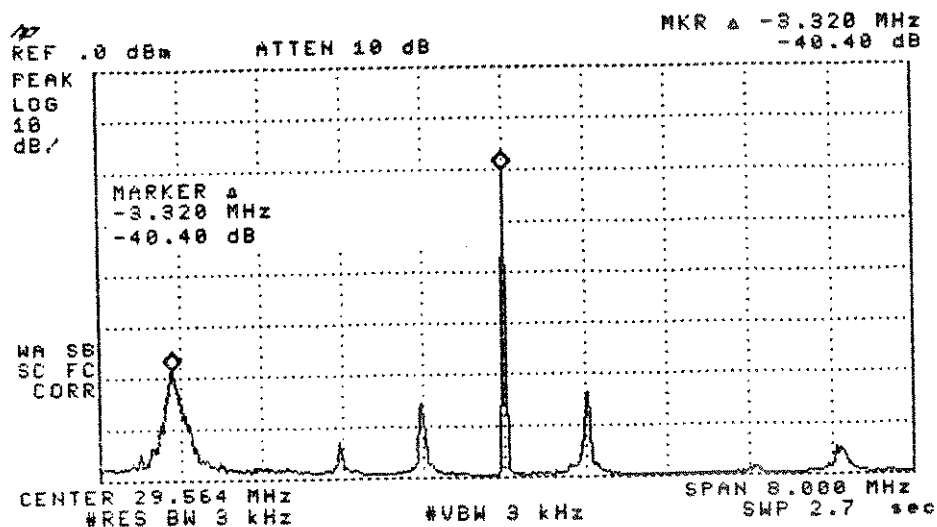


Figura 4.24: Espectro de Frequências do Sinal DPSK demodulado a) Sinal DPSK sem ruído de fase, b) Sinal DPSK contaminado pelo ruído de fase

4.6 Desenvolvimento dos Circuitos Impressos

Os circuitos eletrônicos projetados, foram montados em placas de circuitos impresso, as quais tiveram seu desenvolvimento utilizando-se o software TANGO. O software citado, propiciou uma enorme facilidade de implementação de alterações , durante a realização tanto dos circuitos esquemáticos, como dos “lay-out’s” finais. Na *Figura* , estão mostrados os circuitos esquemáticos do receptor, desenvolvidos para o experimento de simulação realizado.

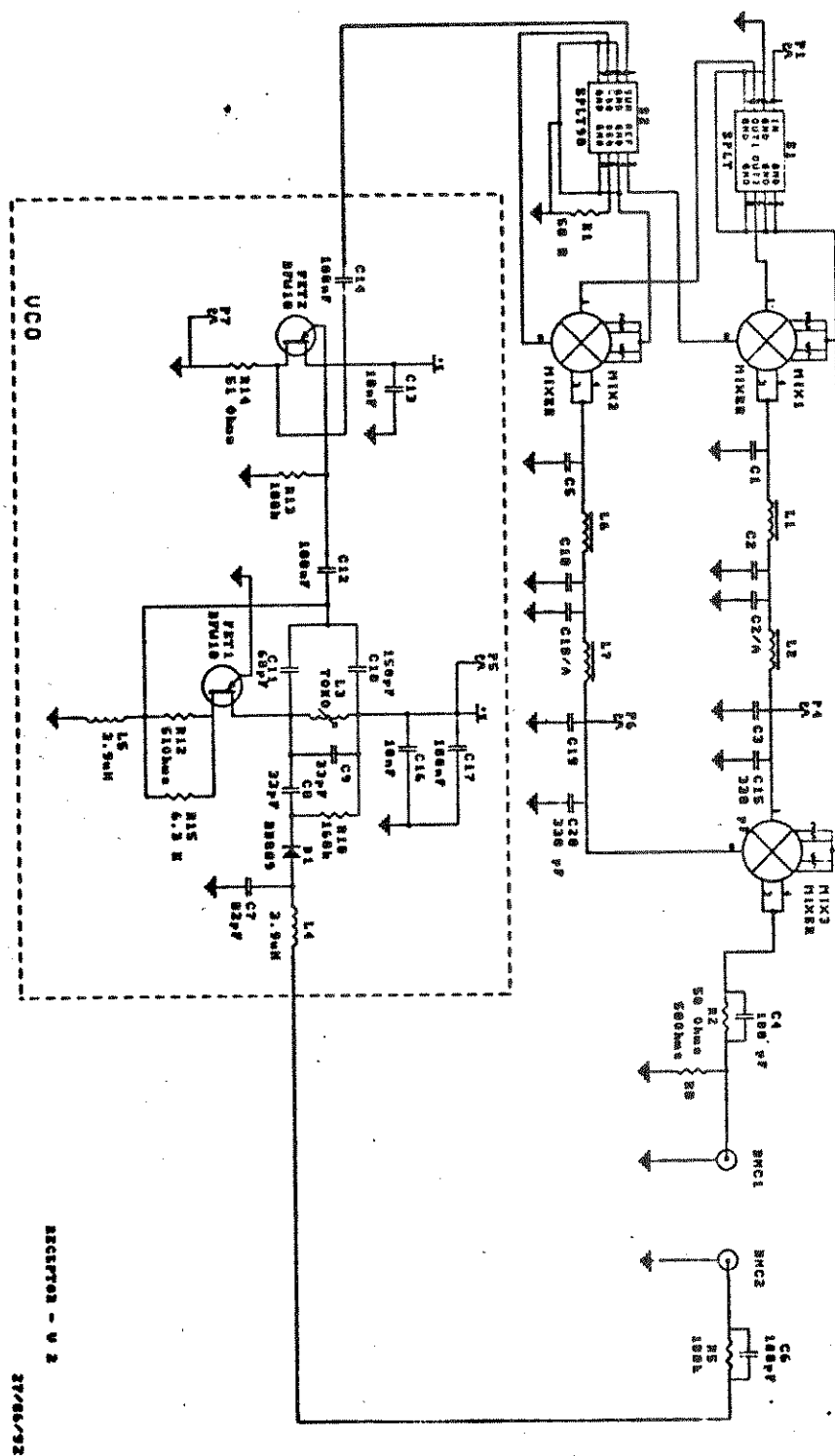


Figura 4.25: Circuito esquemático do PLL de Costas projetado

Capítulo 5

Propostas de Implementação de PLL's Ópticos Heteródinos para Altas-Taxas

Neste capítulo, apresentam-se os componentes a serem utilizados no projeto do PLL Óptico proposto inicialmente neste trabalho, e são sugeridos algumas malhas ópticas, para futuros testes e possíveis implementações a serem realizadas no LCO/DMO/FEE.

5.1 Arranjo Experimental do PLL Óptico proposto inicialmente

A *Figura 4.1* mostra o arranjo experimental básico completo proposto para implementação do demodulador óptico coerente de sinais de DPSK, baseado num PLL Óptico de Costas com o Filtro de Malha de 1ª ordem modificado. A fase posterior deste projeto, seria a obtenção de alguns componentes imprecindíveis ao sistema, como o Modulador Óptico de Niobato de Lítio, lasers de HeNe com emissão de radiação em $\lambda=1300$ nm ou 1520 nm. Seria de bom tamanho, a utilização dos lasers semicondutores de cavidade externa desenvolvidos nos laboratórios do LCO/DMO/FEE, pois estes apresentam desempenhos compatíveis com as exigências apresentadas para o desenvolvimento de sistemas de transmissão e detecção por malhas ópticas.

Os compentes que completariam o sistema, devem ter as seguintes características:

- *Fibras Ópticas:* Devem ser monomodos para o comprimento de onda em questão , $\lambda=1300$ nm ou 1520 nm, com boas características de atenuação ,

dispersão e manutenção dos estados de polarização do feixe de luz.

- *Acopladores Direcionais Ópticos*: Devem ser simétricos, com baixas perdas e razão de acoplamento de 3 dB.
- *Fotodetectores*: Devem ser de Arseneto de Gálio, devido a seu baixo ruído e velocidade de operação .
- *Componentes Eletrônicos*: Os Amplificadores Operacionais devem ter um Slew-Rate alto, devido ao processamento do sinal óptico contaminado pelo Ruído de Fase, e uma grande Largura de Faixa. Os Detectores de Fase, deverão ter respostas rápidas com frequências altas de operação , devido à necessidade de processamento dos sinais digitais de altas-taxas, que irão modular a fase da portadora óptica.

O desempenho destes sistemas podem ser avaliados, pela medição da Taxa de Erros (*BER*) em função das penalidades na sensibilidade ou pela observação do Diagrama de Olho formado pelo sinal digital detectado pelo sistema.

5.2 Propostas de PLL's Ópticos Heteródinos Coerentes

Serão apresentadas sugestões de dois PLL's Ópticos, para futuros testes e possível implementação nos laboratórios do LCO/DMO/FEE da Unicamp.

5.2.1 Proposta 1

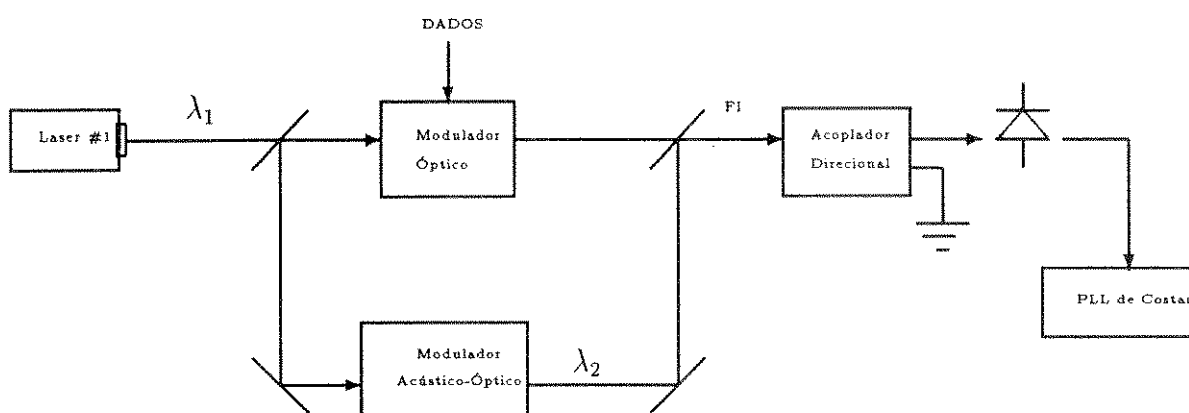


Figura 5.1: PLL Óptico proposto N- 1

Neste OPLL proposto, será necessária somente a utilização de apenas um laser, pois esta montagem apresentaria uma condição de auto-heterodinagem do sistema. A introdução de um Modulador Acústico-Óptico, faria uma translação de frequência no sinal do laser transmissor (λ_1), resultando em um sinal óptico deslocado em frequência (λ_2). Estes sinais serão combinados num Acoplador Direcional Óptico, onde será produzido um sinal óptico com frequência $|\omega_1 \pm \omega_2|$ e enviado a um fotodetector. Após a detecção, o sinal de FI produzido, será processado eletronicamente pelo PLL de Costas com Filtro de Malha modificado.

5.2.2 Proposta 2

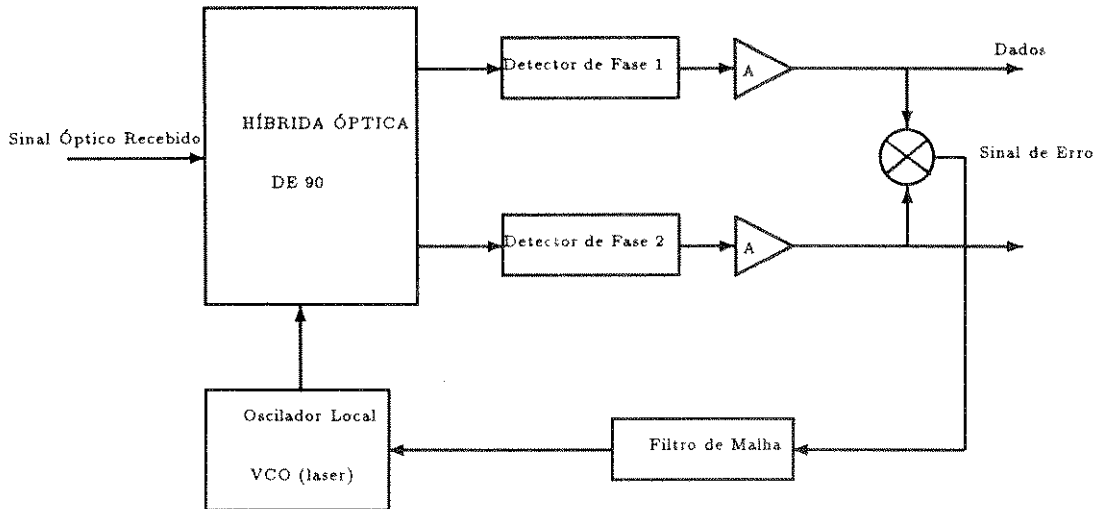


Figura 5.2: *PLL Óptico proposto N- 2*

O PLL Óptico proposto, é baseado na malha óptica apresentado por Norimatsu *et all.* [69], onde a implementação proposta utilizará um Filtro de Malha de 1ª ordem modificado, com os parâmetros da malha calculados pelas equações definidas neste trabalho.

5.3 Comentários

Para que seja possível o desenvolvimento de novos trabalhos, baseados nas técnicas de transmissão e detecção óptica, é necessário um maior investimento por parte dos órgãos financiadores de pesquisa, pois só assim haverá uma maior formação de pesquisadores capacitados. Entretanto, as pesquisas não param, pois sabe-se que são as comunicações ópticas coerentes que poderão suprir a grande demanda futura por canais de comunicação.

Referências Bibliográficas

- [1] T. Okoshi, "Recent Progress in Heterodyne/Coherent Optical Fiber Communications", *J. Lightwave Technology*, Vol. **LT-2**, no. 4, pp. 341-346, Ago. 1984.
- [2] E. E. Bert Bash, "Coherent Fiberoptic Systems: The Next Generation?", *Laser Focus World*, pp 185-191, Abril 1989.
- [3] T. Okoshi e K. Kikuchi, *Coherent Optical Fiber Communications*, 1ª ed. KTK Scientific Publishers/Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [4] C. R. Lima, "Construção e Caracterização de Lasers Semicondutores Sintonizáveis por Cavidades Externas Longas (LEC lasers)", Tese de Mestrado, Unicamp, Campinas, S.P., Brasil, Fev. 1991.
- [5] L. G. Kazovsky, "Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements", *J. Lightwave Technology*, Vol. **LT-3**, no. 6, pp. 1238-1247, Dez. 1985.
- [6] T. Okoshi *et al.*, "Computation of Bit Error Rate of Various Heterodyne and Coherent Type Optical Communication Schemes", *J. of Optical Communications*, no. 2, pp. 89-96, 1981.
- [7] L. Kazovsky, "Optical Heterodyning Versus Optical Homodyning: A Comparison", *J. of Optical Communications*, no. 2, pp. 18-24, 1985.
- [8] M. Taburrini, M. P. Spano e S. Piazzola, "Influence of Semiconductor-Laser Phase Noise on Coherent Optical Communication Systems", *Optics Letters*, Vol. 8, no. 3, pp. 174-176, 1983.
- [9] J. Gowar, *Optical Communications Systems*, Prentice-Hall, 1984.
- [10] K. S. Shanmugan, "Digital and Analog Communications Systems", John Wiley and Sons, 1979.
- [11] L. H. Enloe e J. L. Rodda, "Laser Phase-Locked Loop", *Proceedings IEEE*, vol. **53**, no. 2, pp. 165-166, Fev. 1965.
- [12] R. Lang, "Injection Locking Properties of a Semiconductors Laser", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-18**, No. 6 pp. 976-983, Jun. 1982.
- [13] C. H. Henry, N. A. Olsson e N. K. Dutta, "Locking range and stability of injection locked 1.54 μm InGaAsP semiconductor lasers", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-21**, No. 8, pp. 1152-1156, Ago. 1985.

- [14] P. Spano, S. Piazzolla e M. Tamburrini, "Frequency and Intensity Noise in Injection-Locked Semiconductor Lasers: Theory and Experiments", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-22**, No. 3, pp. 427-435, Maio 1986.
- [15] S. Q. Shang e H.J. Metcalf, "Narrowband High Power Light from Diode Lasers", *Applied Optics*, Vol. 28, No. 9, pp. 1618-1623, Maio 1989.
- [16] W. R. Leeb, H.K. Philipp, A.L. Scholtz e E. Bonek, "Frequency Synchronization and Phase Locking of CO₂ Lasers", *Applied Physics Letters*, Vol. 41, No. 7, pp. 592-594, Jul. 1982.
- [17] G. Wenke e S. Saito, "Phase Locking of Semiconductor Lasers Using Homodyne Detection and Negative Electrical Feedback", *Japan J. of Applied Physics*, Vol. 24, No. 12, pp. L908-L910, Dez. 1985.
- [18] M. Kourogi, C.H. Shin e M. Ohtsu, "A 134 MHz Bandwidth Homodyne Optical Phase-Locked Loop of Semiconductor Lasers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, No. 3, pp. 270-272, Março 1991.
- [19] T. J. Kane e E.A.P. Cheng, "Fast Frequency Tuning and Phase Locking of Diode-Pumped Nd: YAG Ring Lasers", *Optics Letters*, Vol. 13, No. 11, pp. 970-972, Nov. 1988.
- [20] L. Kazovsky e D.A. Atlas, "A 1320 nm Experimental Optical Phase-Locked Loop", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 1, No. 11, pp. 395-397, Nov. 1989.
- [21] J. M. Kahn, B.L. Kasper e K.J. Pollock, "Optical Phaselock Receiver with Multigigahertz Signal Bandwidth", *Electronics Letters*, Vol. 25, No. 10, pp. 626-628, Maio 1989.
- [22] D. J. Malyon, D.W. Smith e R. Wyatt, "Semiconductor Laser Homodyne Phase-Locked Loop", *Electronics Letters*, Vol. 22, No. 8, pp. 421-422, Abril 1986.
- [23] K. Kuboki e M. Ohtsu, "Frequency Offset Locking of AlGaAs Semiconductor Lasers", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-23**, No. 4, pp. 388-394, Abril 1987.
- [24] K. Kuboki e M. Ohtsu, "A Synthesized Method to Improve Coherence in Semiconductor Lasers by Electrical Feedback", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-25**, No. 10, pp. 2084-2090, Out. 1989.

-
- [25] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*, 2nd Ed. Wiley-Interscience, New York, 1979.
 - [26] A. Blanchard, *Phase-Locked Loops: Application to Coherent Receiver Design*, John Wiley & Sons, New York, 1976.
 - [27] C. H. Shin e M. Ohtsu, "Heterodyne Optical Phase-Locked Loop by Confocal Fabry-Perot Cavity Coupled AlGaAs Lasers", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 2, No. 4, pp. 297-300, Abril 1990.
 - [28] S. D. Lowney e D.V.L. Marquis, "Frequency Acquisition and Tracking for Optical Heterodyne Communication Systems", *J. Lightwave Technology*, Vol. **LT-5**, No. 4, pp. 538-550, Abril 1987.
 - [29] R. C. Steele, "Optical Phase-Locked Loop Using Semiconductor Laser Diodes", *Electronics Letters*, Vol. 19, No. 2, pp. 69-71, January 1983.
 - [30] J. Harrison e A. Mooradian, "Linewidth and Offset Locking of External Cavity GaAlAs Lasers", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-25**, No. 6, pp. 1152-1155, Jun. 1989.
 - [31] H. R. Telle e H. Li, "Phase-Locking of Laser Diodes", *Electronics Letters*, Vol. 26, No. 13, pp. 858-859, Jun. 1990.
 - [32] O. Ishida, H. Toba e Y. Tohmori, "0.04 Hz Relative Optical-Frequency Stability in a 1.5 m distributed-Bragg-Reflector (DBR) Laser", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 1, No. 12, pp. 452-454, Dez. 1989.
 - [33] T. J. Kane, A.C. Nilsson e R.L. Byer, "Frequency Stability and Offset Locking of a Laser-Diode-Pumped Nd: YAG Monolithic Nonplanar Ring Oscillator", *Optics Letters*, Vol. 12, No. 3, pp. 175-177, Março 1987.
 - [34] J. L. Hall, M. Zhu, F. Shimizu e K. Shimizu, "External Frequency Stabilization of a Commercial Dye Laser at the Sub-Hertz Level", *Tech. Digest of the 16th Int. Conf. Quantum Electronics (IEQC'88)*, paper number 19A3-3, 1989.
 - [35] C. H. Shin, "Optical Phase-Locking of Semiconductor Lasers", Ph.D. thesis, Tokyo Institute of Technology, 1991.
 - [36] F. M. Gardner, "Charge-Pump Phase-Lock Loops", *IEEE Trans. on Communication*, Vol. **COM-28**, No. 11, pp. 1849-1858, Nov. 1980.

- [37] K. Kuboki e M. Ohtsu, "An Allan Variance Real-Time Processing System for Frequency Stability Measurements of Semiconductor Lasers", *IEEE Trans. on Instruments and Measurements*, Vol. 39, No. 4, pp. 637-641, August 1990.
- [38] A. E. Siegman, B. Daino and K.R. Manes, "Preliminary Measurements of Laser Short-Term Frequency Fluctuations", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-3**, No. 5, pp. 180-189, Maio 1967.
- [39] J. L. Hall, L.S. Ma and G. Kramer, "Principles of Optical Phase-Locking: Application to Internal Mirror He-Ne Lasers Phase-Locked via Fast Control of the Discharge Current", *IEEE J. Quantum Electronics*, Vol. **QE-23**, No. 4, pp. 427-437, Abril 1987.
- [40] M. Ohtsu, *Highly Coherent Semiconductor Lasers*, 1^a ed. London:Artech House, 1992
- [41] T. Okoshi e K. Kikuchi, "Heterodyne Type Optical Fiber Communications", *J. Opt. Commun.*, Vol. 2, No. 3, pp. 82-88, 1981.
- [42] F. Fabre *et al.*, "Progress Towards Heterodyne-Type Single-Mode Fiber Communications Systems", *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. **QE-17**, No. 6, pp. 897-906, Jun. 1981.
- [43] Y. Yamamoto e Kimura T., "Coherent Optical Fiber Transmission Systems", *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. **QE-17**, No. 6, pp. 919-935, Jun. 1981.
- [44] J. C. Campbell, A.G. Dentai, W.S. Holden e B.L. Kasper, "High-Speed Operation of InP/InGaAs Avalanche Photodiodes", OFC-84, Paper No. WA-3, 1984, pp. 86-88.
- [45] E. J. Bachus *et al.*, "Digital Transmission of TV Signals with a Fiber-Optic Heterodyne Transmission System", *J. Lightwave Technology*, Vol. LT-2, No. 4, pp. 381-384, Ago. 1984.
- [46] E. J. Bachus *et al.*, "Fiber-Optic Digital Transmission Experiment with Heterodyne Detection", *Electronic Letters*, Vol. 19, No. 17, pp. 671-672, 1983.
- [47] T. G. Hodgkinson *et al.*, "Experimental 1.5-um coherent fiber transmission System", *Ann. Telecommun.*, Vol. 38, No. 1-2, pp. 73-81, 1983.
- [48] F. Favre e D. LeGuen, "Effect of Semiconductor Laser Phase Noise on BER Performance in an Optical DPSK Heterodyne-Type Experiment", *Electron. Lett.*, Vol. 18, No. 22, pp. 964-965, Out. 1982.

-
- [49] L.G. Kazovsky, "Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements for Optical PSK Heterodyne Communications Systems", *J. Lightwave Technology*, vol. **LT-4**, pp. 415-425, Abril 1986.
 - [50] J. J. Spilker Jr., *Digital Communications by Satellite*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1977.
 - [51] A. J. Viterbi, *Principles of Coherent Communications*, New York, McGraw-Hill, 1966.
 - [52] T. G. Hodgkinson, "Costas Loop Analysis for Coherent Optical Receivers", *Electron. Lett.*, Vol. 22, No. 7, Março 1986.
 - [53] W. C. Lindsey, *Synchronization Systems in Communication and Control*, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1972, pp. 695.
 - [54] D. Zaccarin, D. Angers e T. H. Huýnh, "Performance Analysis of Optical Heterodyne PSK Receivers in the Presence of Phase Noise and Adjacent Channel Interference", *J. Lightwave Technology*, Vol.8, no. 3, Março 1990.
 - [55] V. K. Prabhu, "PSK Performance with Imperfect Carrier Recovery", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. **AES-12**, No. 12, pp. 275-286, Março 1976.
 - [56] D. J. Malyon *et al.*, "PSK Homodyne Receiver Sensitivity Measurements at 1.5 μm ", *Electron. Lett.*, Vol. 19, pp. 144-146, 1983.
 - [57] R. Wyatt e W. J. Devlin, "10 kHz linewidth 1,5 μm InGaAsP external cavity laser with 55 nm tuning range", *Electron Letters*, Vol. 19, no. 3, pp 110-112, Feb. 1983.
 - [58] L. L. Jeromim e V. W. S. Chan, "Modulation design for heterodyne optical communications systems", in *Proc. GlobCom 1983*, **IEEE**, 1983
 - [59] L. G. Kazovsky, "Balanced PLL for optical homodyne receivers: Performance analysis, design considerations and laser linewidth requirements", *J. Lightwave Technol.*, Vol **LT-4**, no. 2, pp 182-195, Feb. 1986.
 - [60] S. Haykin, *Digital Communications*, John Wiley & Sons, 1988.
 - [61] A. B. Carlson, *Communication Systems - An Introduction to Signal and Noise in Electrical Communication*, Mc Graw-Hill, 1986.

-
- [62] R. E. Best, *Phase-Locked Loops: Theory, Design and Application*, Mc Graw-Hill, 1984.
 - [63] S. Yamazaki e K. Emura, "Feasibility Study on QPSK Optical-Heterodyne Detection System", *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 11, Nov. 1990.
 - [64] EE-752 - Laboratório de Linhas de Transmissão e Filtros, *Apostila do Curso*, 1ª Sem. 1991.
 - [65] K. Feher, "Digital Modulation Techniques in An Interference Enviroment", Don White Consultants, 1st Edition, Maryland USA, 1977.
 - [66] D. A. W. Scavasin, "Modulador e Demodulador 4-PSK operando em 70 MHz", Tese de Mestrado, Unicamp, Campinas SP, Brasil 1981.
 - [67] C. Bowick, "RF Circuit Design", Howard W. Sans & Co. Inc., Indiana USA, 1982
 - [68] P. R. Geffe, "Simplified Modern Filter Design", Life Books Ltd., London, 1963.
 - [69] S. Norimatsu, K. Iwashita e K. Sato, "PSK Optical Homodyne Detection Using External Cavity Laser Diodes in Costas Loop", *IEEE Photon. Lett.*, vol 2, no. 5, Maio 1990.

Apêndice A

Configurações de OPLL's e seus principais parâmetros

Ref.	ω_n	B_n	σ_e	λ	Tipo
[27]	262,6 kHz	925 kHz	8,1°	830 nm	Heteródino
[32]	44,6 kHz	203,2 kHz	-	1,5 μm	"
[16]	42,18 kHz	-	$\approx 15,0^\circ$	10,6 μm	Homódino
[18]	>100 kHz	134 MHz	22,19°	830 nm	"
[20]	13,5 kHz	43,1 kHz	$\approx 1,8^\circ$	1320 nm	"
[21]	$\approx 94,0$ kHz	-	8,0°	1,5 μm	"

Apêndice B

Densidade Espectral de Potência dos Ruídos Balísticos $n_{1F}(t)$ e $n_{2F}(t)$

Pela *Figura 3.1*, observa-se que $n_{FI}(t)$ é um processo passa-faixa. Fazendo-se a expansão de $n_{FI}(t)$ em suas componentes de fase e quadratura, tem-se a seguinte expressão [60]:

$$n_{FI}(t) = a(t) \cos(\omega_{FI}t) - b(t) \sin(\omega_{FI}t) \quad (\text{B.1})$$

Considerando $n(t)$ um Ruído Branco com DEP, $S_n = 2 e r^2 \mathcal{R} P_{OL} A_{FI}^2 G_M^2$, sabe-se que [54]:

$$E[a(t)] = E[b(t)] = 0 \quad (\text{B.2})$$

$$R_{ab}(\tau) = R_{ba}(\tau) = 0 \quad (\text{B.3})$$

$$S_a(f) = S_b(f) = 2 e r^2 \mathcal{R} P_{OL} A_{FI}^2 G_M^2 \quad (\text{B.4})$$

Para $| f | < B^1$, das expressões (B.1) e (3.18) obtém-se:

¹Largura de faixa dos Filtros Passa-Baixas

$$n_{1F}(t) = n_{FI}(t) \times V_{VCO}(t) = \frac{A_{VCO}}{2} a(t) \quad (\text{B.5})$$

$$R_{n_{1F}}(\tau) = E[n_{FI}(t) n_{FI}(t - \tau)] \quad (\text{B.6})$$

$$R_{n_{1F}}(\tau) = R_{n_{2F}}(\tau) = \frac{A_{VCO}^2 R_a}{4} \quad (\text{B.7})$$

$$S_{n_{1F}}(f) = S_{n_{2F}}(f) = \frac{A_{VCO}^2 S_a(f)}{4} = \frac{\epsilon r^2 \mathcal{R} P_{OL} A_{VCO}^2 A_{FI}^2 G_M^2}{2} \quad (\text{B.8})$$

Apêndice C

Cálculo da Densidade Espectral de Potência de $N(t)$

Será calculado neste apêndice, a Função de Autocorrelação de $N(t)$ (3.31), e consequentemente a sua Densidade Espectral de Potência (*DEP*).

Pela definição de função de autocorrelação [60]:

$$R_x(\tau) = E [x(t) x(t + \tau)] \quad (C.1)$$

$$R_{xy}(\tau) = E [x(t) y(t + \tau)] \quad (C.2)$$

Substituindo (C.1) e (C.2) em (3.32), obtém-se¹:

$$\begin{aligned} R_N(\tau) = & \left[\frac{A_{VCO}^2 R_a(\tau)}{4} \right] \left[\frac{G_T^2 R_d(\tau)}{2} \right] + \left[\frac{A_{VCO}^2 R_b(\tau)}{4} \right] \left[\frac{G_T^2 R_d(\tau)}{4} \right] + \\ & + \left[\frac{A_{VCO}^2 R_a(\tau)}{4} \right] \left[\frac{A_{VCO}^2 R_b(\tau)}{4} \right] \end{aligned} \quad (C.3)$$

Substituindo (B.7) em (C.3), obtém-se:

¹ $R_d(\tau)$ - Função de autocorrelação do sinal digital de dados

$$R_N(\tau) = \left[\frac{A_{VCO}^2 R_a(\tau) R_b(\tau)}{4} \right] + \left[\frac{A_{VCO}^4 R_a^2(\tau)}{16} \right] \quad (C.4)$$

A Densidade Espectral de Potência de $N(t)$, é definida como a Transformada de Fourier de sua função de autocorrelação [61]:

$$S_N(f) = \mathcal{F}[R_N(\tau)] \quad (C.5)$$

Então , substituindo (C.4) e (C.5) em (3.44), chega-se:

$$\sigma_N^2 = \left[\frac{B \epsilon^2}{\mathcal{R}^2 P_S^2} + \frac{e}{\mathcal{R} P_S} \int_{-B}^B \frac{\sin^2 \pi f T}{\pi^2 f^2 T} df \right] \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (C.6)$$

Substituindo (3.57) em (C.6), obtém-se:

$$\sigma_N^2 = \left[\frac{B \epsilon^2}{\mathcal{R}^2 P_S^2} + \frac{e}{\mathcal{R} P_S} \right] B_n \quad (C.7)$$

Apêndice D

Especificação do Varicap - MV 1401

MV1401, MV1403 (SILICON) MV1404, MV1405

VVC $\rightarrow$ $\parallel$

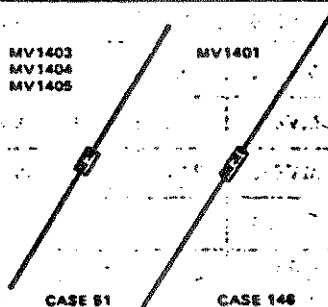
SILICON HYPER-ABRUPT JUNCTION TUNING DIODES

... designed with a capacitance change of greater than TEN TIMES for a bias change ranging from 2 to 10 volts. Provides tuning over broad frequency ranges, tuning AM radio broadcast band, general AFC and tuning applications in lower RF frequencies.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Broad Capacitance Selection from 120-550 pF (Nominal Values)
- Available in Two Standard Glass Packages

HIGH TUNING RATIO VOLTAGE - VARIABLE CAPACITANCE DIODES

120-550 pF
12 VOLTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	12	Volts
Forward Current	I_F	250	mA
Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	400 2.67	mW mW/°C
Junction Temperature	T_J	+175	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	°C

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.94	7.62	0.230	0.300
B	2.74	3.56	0.108	0.140
C	0.46	0.56	0.018	0.022
D	1.27	1.27	0.050	0.050
E	25.40	25.40	1.000	1.000

All JEDEC dimensions and notes apply.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.94	7.62	0.230	0.300
B	2.74	3.56	0.108	0.140
C	0.46	0.56	0.018	0.022
D	1.27	1.27	0.050	0.050
E	25.40	25.40	1.000	1.000

All JEDEC dimensions and notes apply.

CASE 51-02
DO-306AA

STYLE 1:
PIN 1: CATHODE
2: ANODE

CASE 148
DO-306AB

MV1401, MV1403, MV1404, MV1405 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{A}$)	SV_R	12	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R = 10 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.10	μA
Series Inductance ($f = 250 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16"$)	L_S	—	5.0	—	nH
Case Capacitance ($f = 1.0 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16"$)	C_C	—	0.25	—	pF

	C_T , Diode Capacitance						Q , Figure of Merit	TR , Tuning Ratio	
	$V_R = 1.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$ pF			$V_R = 2.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$ pF			$V_R = 2.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$	C_1/C_{10} $f = 1.0 \text{ MHz}$	C_2/C_{10} $f = 1.0 \text{ MHz}$
Device	Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	Min	Min	Min
MV1401	468	550	633	—	—	—	200	14	—
MV1403	—	—	—	140	175	210	200	—	10
MV1404	—	—	—	96	120	144	200	—	10
MV1405	—	—	—	200	250	300	200	—	10

PARAMETER TEST METHODS

1. L_S , SERIES INDUCTANCE

L_S is measured on a shorted package at 250 MHz using an impedance bridge (Boonton Radio Model 250A RX Meter).

2. C_C , CASE CAPACITANCE

C_C is measured on an open package at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

3. C_T , DIODE CAPACITANCE

($C_T = C_C + C_J$). C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

4. TR , TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc (1.0 Vdc for MV1401) divided by C_T measured at 10 Vdc.

5. Q , FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equation:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33ASB). Use Lead Length $\approx 1/16"$.

FIGURE 1 — DIODE CAPACITANCE
versus REVERSE VOLTAGE

