

EUGÊNIO MEDEIROS

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso, 882 - Tel (083) 321-7222-R 355
58.100 - *Campina Grande - Paraíba*

**ANÁLISE DO SISTEMA DE SINCRONIZAÇÃO DE BIT DE UMA REDE
LOCAL DE COMPUTADORES EM ANEL COM FIBRAS ÓTICAS**

Dissertação apresentada ao Curso de MESTRADO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Fede
ral da Paraíba, em cumprimento às exigências
para obtenção do Grau de Mestre.

AREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA INFORMAÇÃO

WILLIAM FERREIRA GIOZZA
Orientador

CAMPINA GRANDE

AGÔSTO - 1986

DIS
631.316
14822



M488a Medeiros, Eugenio Mariano Loureiro Garcia de
Análise do sistema de sincronização de bit de uma rede local de computadores em anel com fibras óticas / Eugenio Mariano Loureiro Garcia de Medeiros. - Campina Grande, 1986.
151 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.

1. Sincronizadores - 2. Redes Locais de Computadores - 3. Fibra Ótica - 4. Análise do Sistema de Sincronização de Bit 5. Dissertação I. Giozza, William Ferreira, Dr. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB) III. Título

CDU 621.316.729(043)

ANÁLISE DO SISTEMA DE SINCRONIZAÇÃO DE BIT DE UMA REDE
LOCAL DE COMPUTADORES EM ANEL COM FIBRAS ÓTICAS

EUGÊNIO MARIANO LOUREIRO GARCIA DE MEDEIROS

DISSERTAÇÃO APROVADA EM

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprigio Veloso, 882 - Tel (083) 321-7222-R 355
58.100 - Campina Grande - Paraíba

Will
WILLIAM FERREIRA GIOZZA
Orientador

Creso Santos da Rocha
CRESO SANTOS DA ROCHA
Componente da Banca

Jose Ewerton Pombo de Farias
JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS
Componente da Banca

Dalton Soares Arantes
DALTON SOARES ARANTES
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
SETEMBRO - 1986

ANÁLISE DO SISTEMA DE SINCRONIZAÇÃO DE BIT DE UMA REDE
LOCAL DE COMPUTADORES EM ANEL COM FIBRAS ÓTICAS

EUGÊNIO MEDEIROS

DISSERTAÇÃO APROVADA EM

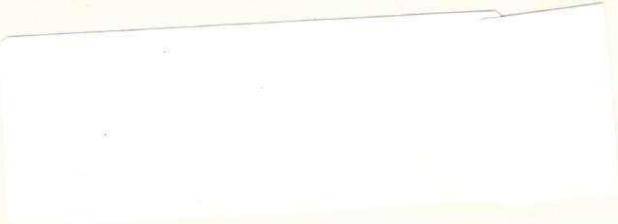
WILLIAM FERREIRA GIOZZA (Dr. Ing.)
Orientador

DALTON SOARES ARANTES (Ph.D.) CRESO DOS SANTOS ROCHA (Ph.D.)
Componente da Banca Componente da Banca

JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS (M.Sc.)
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE

AGOSTO - 1986



À memória de **JACK GARCIA DE MEDEIROS**, meu pai.



Para Jacira, minha mãe, Tia Dagmar,
meu irmão Paulo e sua esposa Cozeti.

Para meus sobrinhos, Jack Neto e Mar
cel.

Para Cláudia, amiga e namorada.



Ao amigo Murilo Pinto.

As amigas Waldeneide e Lígia.

Aos amigos e companheiros de profis_
são, engenheiros:

Ernesto Pinto, José Ewerton Pombo,
Cursino Jacobina, Ailton Queiroz e
Péricles Rezende.

Agradeço:

ao Prof. William Ferreira Giozza, idealizador deste trabalho, pela orientação e estímulo em todas as fases da elaboração dessa dissertação;

em especial, ao Prof. José Ewerton P. de Farias, por sua valiosa colaboração no desenvolvimento dos resultados apresentados no segundo capítulo, e pelas constantes discussões durante a preparação desse manuscrito;

aos Professores José Antão B. Moura e João Marques de Carvalho pelo auxílio na análise de alguns modelos utilizados neste trabalho;

aos colegas do Departamento de Engenharia da Universidade Federal do Maranhão, por me proporcionarem a oportunidade de realizar essa dissertação;

a Alvaro José C. da Cunha, pela esmerada dactilografia desse texto, a José Roberto da Silva e Raimundo Serafim, pela execução dos desenhos.

RESUMO

Redes Locais de Computadores configuradas em anel com protocolos de acesso determinísticos e fibras óticas como meio de transmissão constituem uma alternativa importante para a integração de serviços de comunicação (Dados, Imagem, Voz) a nível local. O sistema de transmissão ao nível de bit geralmente associado a esse tipo de rede, configura uma cadeia síncrona de repetidores regenerativos. O esquema de sincronização ao nível de bit mais indicado para a cadeia de repetidores de uma rede em anel é o esquema mestre-escravo. A transmissão em banda-básica resulta no transceptor mais simples e econômico.

O esquema de sincronização mestre-escravo pode ser implementado numa rede em anel transmitindo-se a informação do relógio no próprio sinal de dados. Neste caso, o nó repetidor mestre fornece uma base de tempo estável e os demais repetidores recuperam a informação do relógio passando o sinal de dados recebido por uma não linearidade e, em seguida, um filtro. Circuitos Phase-Locked Loop (PLL) podem realizar essas duas operações e têm sido utilizados em vá

rias realizações.

O processo de recuperação do relógio produz jitter na fase do relógio recuperado. O efeito acumulativo decorrente do encadeamento dos nós repetidores pode tornar o jitter uma forte limitação no desempenho do sistema de sincronização. A acumulação do jitter provoca dois problemas básicos: a necessidade de se colocar um tampão de sincronização no nó repetidor mestre e a possibilidade de haver falhas no sincronismo da rede pela ocorrência de perdas de ciclos ("cycle-slips") nos PLL's.

Neste trabalho, a acumulação do jitter causado pela Interferência de Símbolos (IES) é avaliada para uma cadeia de repetidores em uma rede de computadores configurada em anel e com fibras como meio de transmissão. Considera-se a transmissão em banda básica usando-se o código Manchester (Bifase) e um PLL de 2^a ordem como circuito recuperador do relógio. O desempenho do sistema de sincronismo ao nível de bit em relação ao jitter causado pela IES, é avaliado em função da dispersão na fibra ótica, do número de nós repetidores na sub-rede de comunicação e do comprimento médio dos enlaces óticos. Adicionalmente, estima-se o comprimento do tampão de sincronização de anel requerido no nó repetidor mestre e se analisa o projeto dos PLL's sincronizadores.

ABSTRACT

Local Area Ring Networks with fiber optics and deterministic medium access have become an attractive alternative to perform the integration of communication service at a local level. For this kind of network, the bit transmission system forms a synchronous chain of regenerative repeaters. A master-slave bit synchronization scheme is the most suitable one for the ring chain of repeaters and baseband transmission results in a simple and economical transceiver design.

Implementation of the bit synchronization system is based on the extraction of time information (clock) from the baseband data signal. The master repeater provides a stable time reference which is recovered by the other repeaters by non-linear processing and subsequent filtering of the incoming signal. Phase-Locked Loop (PLL) circuits have been used to realize these two operations.

The clock recovery process is responsible for phase jitter generation. The accumulation of jitter gener

ated throughout the chain of repeaters might become a major impairment for the operation of the bit synchronization system. Two problems arise due to jitter accumulation: (a) the need of using a buffer at the master repeater; (b) the probabilistic occurrence of cycle-slips in the PLL's.

In this dissertation jitter accumulation is evaluated for a chain of optical repeaters in a ring network, considering baseband Manchester signalling and a 2nd order PLL to recover timing information. Only ISI jitter is considered.

The performance of the bit synchronization system as far as the Intersymbol Interference (ISI) jitter is concerned is evaluated as a function of the following parameters: fiber dispersion, number of repeaters in the ring, and the average length of the optical links. Also, it is estimated the required buffer size at the master repeater. Finally, the design of the PLL synchronizers is considered.

SUMÁRIO

	PÁGINA
1. INTRODUÇÃO	01
1.1 - Transmissão Síncrona de Dados	04
1.2 - Transmissão Síncrona Numa Rede em Anel ...	12
1.3 - Delineamento do Trabalho	16
2. CARACTERIZAÇÃO DO JITTER EM UM ENLACE E MODELO DO PLL	21
2.1 - Formato dos Pulsos no PLL	26
2.2 - Equação do Jitter	30
2.3 - Potência do Jitter	36
2.4 - Modelo do PLL	43
3. ACUMULAÇÃO DO JITTER	51
3.1 - Modelagem da Cadeia de PLL's	51
3.2 - Espectro de Potência do Jitter $W(k)$	54
3.3 - Espectro de Potência do Jitter Acumulado .	57
3.4 - O Jitter de Alinhamento	73
3.5 - Comprimento do Tampão de Sincronização ...	81

	PÁGINA
4. CÁLCULO DAS FALHAS DE SINCRONIZAÇÃO	88
4.1 - Perdas de Ciclos Numa Cadeia de PLL's	92
4.2 - Modelo Para o Cálculo das Perdas de Ciclos	95
4.3 - Efeito das Falhas de Sincronismo na Quali- dade da Transmissão	109
5. ESPECIFICAÇÃO DO PLL	114
CONCLUSÃO	123
REFERÊNCIAS	126
APÊNDICE A	133

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O constante desenvolvimento das redes locais de computadores tem motivado a construção de redes onde o meio de transmissão é compartilhado por outros serviços de comunicação além do serviço básico de transmissão de dados. Este compartilhamento do meio de transmissão por vários serviços de transmissão dá origem ao conceito de redes locais integradas [1].

Uma categoria importante de serviços que se tem procurado integrar em redes locais é a dos serviços com tráfego em tempo real: voz, teleconferência, vídeo, controle de processos, etc. Um processo em tempo real, no caso de ser transmitido por pacotes, requer que os pacotes por ele gerados cheguem ao destinatário antes que expire um determinado intervalo de tempo, sob pena de se perder o conteúdo informativo [2]. Essa característica básica dos serviços em tempo real, de estabelecer um tempo máximo de transmissão, indica que os protocolos de controle de acesso à rede onde o

atraso da transmissão é limitado, (por exemplo, protocolos determinísticos tipo ficha ou "token", "polling") são mais adequados para aplicações em redes integradas; notadamente nos casos em que sejam necessárias taxas elevadas de transmissão (> 10 Mbps) [3].

A integração de serviços em redes locais é realizada, normalmente, associando-se a tecnologia de comutação de pacotes com alguma das técnicas tradicionais em telecomunicações de compartilhamento do meio de transmissão: FDM, TDM, TDMA. A combinação de cada uma dessas técnicas de multiplexação com as várias topologias e protocolos de acesso existentes possibilitam a montagem de diversos tipos de redes, cada uma com características de operação bastante específicas. Uma configuração de rede que oferece excelentes perspectivas quanto à integração de serviços é a da topologia em anel, com protocolo de controle de acesso por ficha associado à multiplexação por divisão síncrona do tempo (TDM) [1,4].

O fato de usar a informação digitalizada e de dispor de um sistema síncrono de transmissão faz com que esse arranjo apresente uma total transparência do meio de transmissão aos serviços a serem integrados. Em outras palavras, em termos do modelo RM-OSI/ISO [1] para as camadas de protocolos em redes locais, o nível físico não distingue entre os vários serviços a serem integrados: voz, dados, vídeo. Além do mais, esse tipo de rede apresenta uma grande

flexibilidade para ser interconectada via comportas ("gate ways") às redes de dados públicas de longa distância [5]. Finalmente, uma rede em anel associada ao TDM síncrono pode oferecer vários modos de comunicação: pacotes, comutação de circuitos, circuitos dedicados, que permitem atender de forma distinta aos diferentes tipos de tráfegos associados a cada um dos serviços integrados.

Um fator decisivo no desenvolvimento de tecnologia de redes locais integradas é a existência de meios de transmissão com grande capacidade de transferência de informação. Os dois suportes mais difundidos atualmente, que permitem altas taxas de transmissão, são os cabos coaxiais banda-larga e as fibras óticas. A tecnologia dos cabos coaxiais está bem amadurecida, principalmente nos países com serviços de televisão por cabo (CATV), e seu custo e disponibilidade de componentes são compatíveis com os requisitos da tecnologia das redes locais. Por outro lado, a tecnologia de fibras óticas não apresenta o mesmo grau de desenvolvimento da tecnologia dos cabos coaxiais, de forma que os custos ainda são altos e a disponibilidade de componentes não é satisfatória. Entretanto, a perspectiva de superação desses problemas associados à tecnologia de fibras óticas é muito favorável e pode-se admitir que em breve serão solucionados.

Para uso em redes locais integradas em anel, as fibras oferecem certas vantagens sobre os cabos coaxiais, a

despeito das limitações acima enumeradas. As fibras têm a seu favor uma maior largura de banda do que os cabos coaxiais e, também, o fato de serem mais adequadas para aplicações em que o sistema de transmissão é baseado em enlaces ponto a ponto, como na rede em anel. Por último, a opção pelo emprego das fibras óticas usufrue das suas qualidades únicas intrínsecas, tais como: imunidade eletromagnética, pequeno volume e peso, isolação elétrica, etc.

1.1 - Transmissão Síncrona de Dados

Numa transmissão de bits em série síncrona a cada T_s segundos (T_s = intervalo ou janela de sinalização), um bit é mapeado em uma entre duas possíveis formas de onda e este sinal é enviado ao receptor. Ao longo do canal de transmissão, o sinal sofre atenuação, é distorcido e sofre contaminação pelo ruído presente no canal. Estes efeitos deterioram a qualidade da transmissão e dão margem a que se erre na recuperação dos dados recebidos. Para fazer a detecção dos bits, é necessário que o receptor consiga:

- a) identificar os instantes correspondentes ao início e ao fim de cada bit transmitido;

- b) associar ao valor do sinal em cada intervalo de sinalização identificado, com uma certa probabilidade de erro, um determinado valor de bit (1,0).

Estes dois processos que ocorrem na recepção síncrona de dados estão intrinsecamente relacionados. A probabilidade de se errar na detecção de um bit depende da exatidão com que são determinados os intervalos de sinalização. Como consequência, a transmissão síncrona de bits requer que os relógios, ou bases de tempo, que comandam as operações do transmissor e do receptor sejam o mais perfeitamente possível alinhados (sincronizados) entre si.

A fig. 1.1.a ilustra o conceito de sincronismo entre dois relógios. As escalas de tempo [6] produzidas pelos dois relógios são $T_{TX}(t)$ e $T_{RX}(t)$, respectivamente. Os dois relógios estão sincronizados quando a escala de tempo do receptor é proporcional a do transmissor atrasada do tempo de propagação: $T_{RX}(t) = T_{TX}(t - \tau)$, onde τ é o tempo de propagação do sinal entre os dois equipamentos. Este conceito fica mais claro quando se considera os relógios sob a forma de ondas periódicas (fig. 1.1.b).

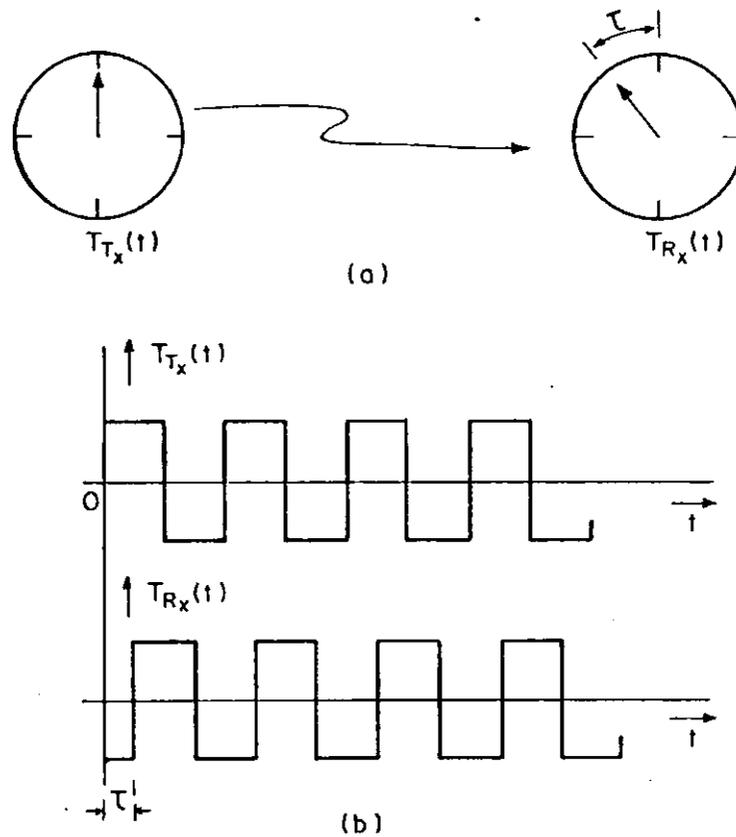


Fig. 1.1 - Bases de Tempo Sincronizadas

O problema de sincronizar as bases de tempo (ou relógios) numa transmissão síncrona implica na implementação de um mecanismo que consiga distribuir a mesma referência de tempo entre dois equipamentos situados em localizações remotas. A sincronização dos relógios requer a implementação no receptor de um circuito dedicado exclusivamente a este fim. Este circuito compõe o que se costuma chamar de sub-sistema de temporização, ou de sincronização, do sistema de transmissão ao nível de bit.

Existem, basicamente, dois procedimentos para estabelecer o sincronismo entre as bases de tempo do receptor e do transmissor. Um deles é enviar em conjunto com o sinal de dados um tom na frequência de sinalização ($f_s=1/T_s$), a partir do qual o receptor gera um relógio local. A outra maneira é o receptor recuperar a informação de tempo diretamente do sinal de dados recebido (*).

A transmissão da informação de tempo em separado tem o inconveniente de requerer mais potência e uma largura de faixa um pouco maior. A recuperação do relógio a partir do sinal, implica, geralmente em circuitos mais sofisticados mas oferece um melhor desempenho quanto à sincronização.

Entre esses dois procedimentos citados, o método de recuperação do relógio a partir do sinal de dados é o mais adequado no caso de redes locais de computadores. A justificativa para a escolha reside no fato de que ao se fazer a transmissão em banda básica, diminui a principal desvantagem do método, que é a de requerer circuitos complexos.

(*) - Um terceiro procedimento que se pode adotar para obter a sincronização é transmitir um tom na frequência de sinalização através de um canal exclusivo em separado. Este método, além de ser menos eficiente do que os outros dois citados, apresenta a grande desvantagem de exigir um suporte de transmissão extra.

O problema de se obter o relógio a partir do sinal de dados transmitido pode ser visto de duas maneiras [7]:

- a) primeiro, pode ser considerado como um problema de estimação, onde os parâmetros de interesse são os instantes de transição dos bits;
- b) segundo, pode ser tomado como um problema de gerar uma componente espectral na frequência de sinalização através de um processamento não-linear do sinal de dados recebido.

A recuperação do relógio usando procedimentos de estimação de parâmetros pode ser feita através de vários tipos de circuitos, a depender do critério de otimização escolhido e da forma de implementação adotada: se digital ou analógica [8]. No entanto, os circuitos de recuperação de relógio baseados em estimação são menos apropriados para aplicações em redes locais, tendo em vista, principalmente, sua maior complexidade em relação aos circuitos que geram uma componente espectral. Por este motivo, apenas este segundo método será considerado ao longo do trabalho.

A fig. 1.2 apresenta o esquema básico de um sincronizador de bit usando pré-filtragem e não linearidade. Pode-se demonstrar [9] que o sinal de dados na saída do pré-processador apresenta uma harmônica na frequência de si

nalização, e que a potência dessa harmônica é máxima quando o espectro de $y(t)$ é simétrico em torno de $1/2T_s$ Hz. A harmônica gerada pode ser facilmente filtrada ou através de um circuito tanque ou por circuito Phase-Locked Loop (PLL). Uma vez filtrada, seus cruzamentos pelo zero podem ser usados para comandar o circuito de temporização e assim realizar a decodificação dos dados. Em redes locais, é preferível se utilizar circuitos PLL's, apesar da maior simplicidade oferecida pelos circuitos tanques. Os PLL's têm a seu favor uma maior eficiência quanto à sincronização [10] e o fato de poderem ser construídos usando técnicas exclusivamente digitais.

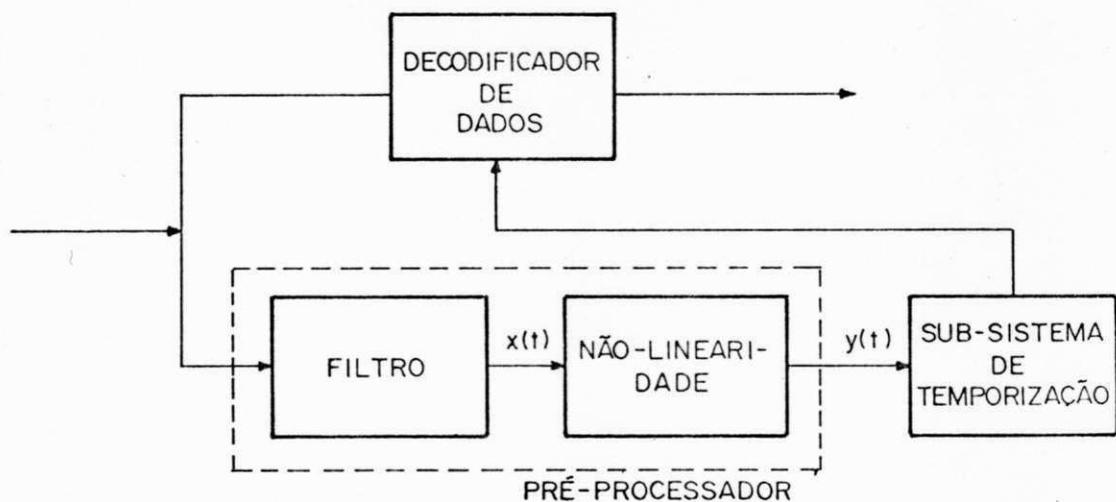


Fig. 1.2 - Sincronizador com Geração de uma Harmônica na Frequência de Sinalização.

No processo de obtenção do relógio a partir da geração de uma harmônica ocorre um fenômeno que pode afetar bastante a qualidade da transmissão síncrona: o fenômeno de jitter (ou tremor), correspondendo a variações aleatórias na fase do relógio recuperado. Essas variações tendem a aumentar a probabilidade de ocorrência de erros na detecção dos bits, acarretando uma queda na qualidade da transmissão. (Oscilações na fase de relógio correspondem a oscilações nos cruzamentos pelo zero que, por sua vez, levam a incerteza na determinação dos intervalos de sinalização).

Para o caso de uma ligação simples entre dois equipamentos (enlace ponto-a-ponto) o jitter, a princípio, não produz maiores dificuldades. Um projeto acurado do PLL consegue, dentro de certos limites, superar satisfatoriamente o problema. Entretanto, quando o jitter ocorre num sistema de enlaces ponto-a-ponto em cadeia, como é o caso da sub-rede de comunicação numa rede em anel, ele pode se tornar uma limitação no desempenho do sistema de transmissão por causa do efeito acumulativo decorrente do encadeamento das estações.

Numa transmissão síncrona em banda básica a escolha do código em banda básica é determinante no desempenho geral do sistema de transmissão e na complexidade do equipamento transceptor. Vários aspectos do código têm que ser normalmente levados em conta para que se possa fazer uma escolha criteriosa [8]: (a) ocupação espectral, (b) capacida

de de detecção de erro, (d) propriedades quanto a imunidade a ruído e a interferência entre sinais e (e) custo e complexidade do equipamento transceptor.

O fato de se utilizar fibras óticas como suporte de transmissão elimina as preocupações associadas à eficiência espectral e aos problemas de imunidade. Neste caso, a escolha do código se reduz, essencialmente, em avaliar suas características quanto a capacidade de sincronização e a complexidade dos equipamentos. Deste ponto de vista, os códigos com alta densidade de transição despontam como a melhor opção. Entre estes, o código Manchester é uma boa escolha por apresentar uma transição a cada intervalo de sinalização, o que simplifica bastante os circuitos de recuperação do relógio.

Códigos que oferecem possibilidades de detecção e correção de erros são descartados porque requerem mais tempo para serem decodificados/codificados em nós repetidores, como ocorre nas redes em anel (veja seção 1.2). Isto aumenta a latência da rede e, conseqüentemente, reduz a vazão de dados comprometendo o seu desempenho.

1.2 - Transmissão Síncrona Numa Rede em Anel

A transmissão de bits numa sub-rede de comunicação em anel envolve a participação não só das interfaces de comunicação, ou nó repetidor (*), associados às estações de origem e destino das mensagens, mas, também, das interfaces intermediárias que funcionam como repetidores: em cada uma delas, o sinal de dados é recebido, regenerado e transmitido para a estação seguinte. Dessa forma, a transmissão síncrona numa rede em anel exige a sincronização entre todos os sistemas de transmissão ponto-a-ponto que a compõem.

A sincronização entre os vários nós de comunicação de uma rede em anel pode ser levada a efeito segundo duas estratégias de sincronismo distintas [3]:

- modo SÍNCRONO COERENTE, em que todos os nós se sincronizam em fase e frequência a uma mesma base de tempo;

(*) - Por interface de comunicação, ou nó repetidor, se está designando o dispositivo que conecta uma estação (computadores, periféricos, etc.) ao meio de transmissão compartilhado. Um nó é constituído, basicamente, por um transceptor, um mecanismo de controle de acesso ao meio e de uma interface com o equipamento usuário da sub-rede.

- modo SÍNCRONO NÃO-COERENTE, em que os enlaces sucessivos trabalham numa mesma frequência mas não estão sincronizados em fase.

A principal característica dos sistemas que operam segundo o modo não-coerente é o fato de existir um relógio para emissão e outro para recepção em cada uma das interfaces de comunicação, conforme ilustrado na fig. 1.3. A base de tempo da recepção é obtida a partir do sinal de dados através de um PLL. Os bits recebidos são armazenados seqüencialmente em um registrador de deslocamento sob o comando do relógio de recepção e, em seguida, os bits são retransmitidos para o nó repetidor seguinte sob a cadência do relógio de emissão. O relógio de transmissão, por sua vez, pode ser outro PLL ou um oscilador a quartzo. O registrador de deslocamento em cada nó funciona como um tampão ("buffer") que permite corrigir as eventuais discrepâncias entre as fases dos relógios de entrada e de saída do nó de comunicação.

Na transmissão síncrona coerente, todos os nós repetidores se sincronizam em fase e frequência a uma mesma base de tempo, como ilustrado na fig. 1.4. Este esquema de sincronismo é denominado, normalmente, de mestre-escravo [6]. Um relógio central, denominado relógio mestre, fornece permanentemente a informação do relógio a todos os outros nós, cujas bases de tempo são chamadas de escravas. A informação do relógio mestre é recuperada nas estações escravas

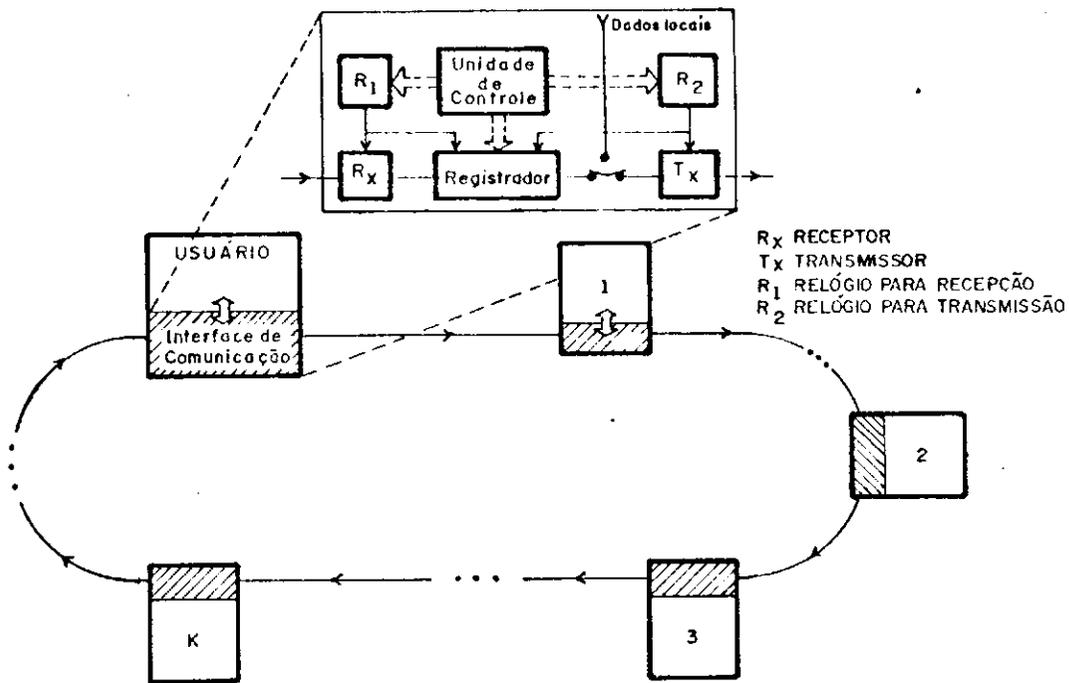


Fig. 1.3 - Rede em Anel com Transmissão Síncrona Não-Coerente.

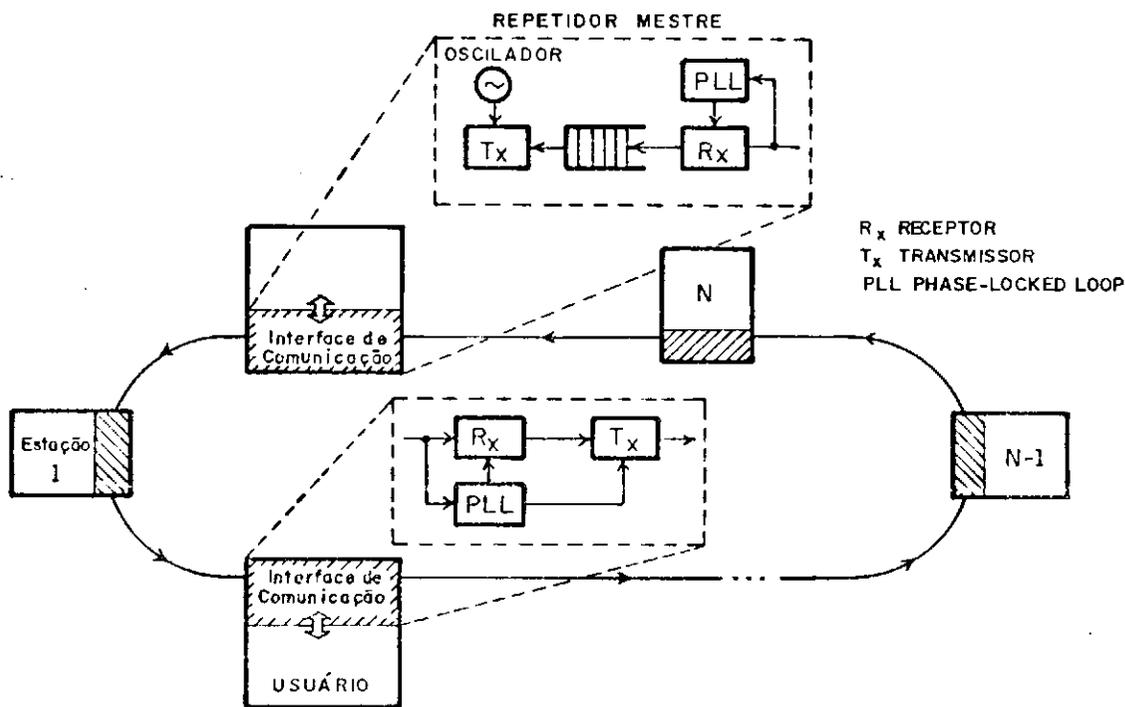


Fig. 1.4 - Rede em Anel com Transmissão Síncrona Coerente.

a partir do sinal de dados através de PLL's. Os circuitos PLL's comandam tanto a emissão quanto a recepção dos bits.

O relógio mestre numa rede em anel que opera no modo síncrono coerente pode ser localizado ou numa interface de comunicação associada a uma das estações (estação mestra), ou num órgão extra dedicado para este fim. Em qualquer dos dois casos, existem dois relógios distintos, um para recepção outro para transmissão, no elemento que aloja o relógio mestre. Assim, como ocorre nos nós repetidores operando no modo não-coerente, é necessário um tampão para compatibilizar os desvios de fase que ocorrem entre as duas bases do tempo.

Os dois modos de sincronização ao nível de bit para redes em anel descritos têm características bastante específicas. No modo síncrono coerente, a sincronização apresenta um caráter eminentemente centralizado, cabendo ao elemento que fornece o relógio mestre a maior parte da responsabilidade na manutenção do sincronismo. Por outro lado, o modo síncrono não-coerente é essencialmente descentralizado e o mecanismo de temporização da rede é confiado a todos os nós repetidores que operam com relógios próprios relativamente autônomos.

Quando comparados do ponto de vista da confiabilidade, o esquema de sincronização descentralizado tende a

ser menos vulnerável em razão da divisão de funções de temporização por todas as estações da rede. Entretanto, mesmo apresentando essa relativa vantagem de ser mais confiável, o sistema de sincronização não-coerente, mostra-se menos adequado para redes locais que visam a integração de serviços. Dois motivos básicos estabelecem essa limitação:

- a) a diminuição na vazão de dados na sub-rede de comunicação provocada pelo aumento da latência do sistema de transmissão de bits devido a existência dos tampões em cada interface de comunicação;
- b) a dificuldade de implementação de um sistema de multiplexação devido a ausência de um relógio central comandando a temporização da rede.

Sendo assim, a tendência tecnológica atual inclina-se para utilizar a transmissão síncrona coerente nas redes em anel com integração de serviços.

1.3 - Delimitação do Trabalho

Nas seções anteriores observou-se que a principal característica da sub-rede de comunicação de uma rede em anel é ser composta pelo encadeamento de várias interfaces de comunicação que operam como repetidores síncronos. Verifi

cou-se, além disso, que a técnica mestre-escravo, no caso de redes locais integradas, apresenta-se como a melhor forma de se estabelecer a sincronização entre as interfaces que compõem a sub-rede de comunicação e que, na implementação da técnica de sincronização mestre-escravo, a maneira mais adequada de se obter os relógios locais em cada nó repetidor é derivá-los do sinal circulante do anel.

Essas derivações sucessivas para obtenção dos relógios escravos têm o inconveniente de gerar o processo de acumulação de jitter de fase, anteriormente citado, o qual assume um papel central no dimensionamento do sistema de sincronização ao nível de bit da rede em anel. Dois problemas básicos surgem devido a acumulação do jitter. Em primeiro lugar, o jitter acumulado pode levar a uma tal defasagem entre os relógios do nó repetidor mestre que o tampão não consegue acomodar a diferença entre as duas fases, e o sincronismo da cadeia é perdido. Em segundo lugar, a acumulação de jitter pode levar a perda de sincronismo pelos PLL's dos nós repetidores escravos mais distantes daquele que fornece o relógio mestre. Em qualquer dos dois casos, a perda de sincronismo introduz um surto de bits errados no sinal de dados circulante no anel que pode implicar na reinicialização da operação do sistema.

Para poder avaliar os efeitos da acumulação do jitter no sistema de sincronização ao nível de bit é necessá

rio uma caracterização adequada do próprio jitter. A maneira usual de se caracterizar o jitter é obter sua densidade espectral de potência a partir da função de autocorrelação associada ao processo estocástico que descreve seu comportamento. A expressão do processo estocástico é conseguida analisando-se a interação que ocorre entre o PLL e o sinal de dados recebido. Conhecendo-se a densidade espectral se consegue dimensionar o tampão do nó repetidor mestre para que o mesmo acomode devidamente o jitter total acumulado ao longo da rede e, também, se pode avaliar a estatística das falhas de sincronismo nos PLL's, em função do número de repetidores. Usando-se esses resultados é possível projetar o sistema de sincronização ao nível de bit dentro de critérios de desempenho que satisfaçam os requisitos da aplicação que se tenha em vista.

O espectro de potência do jitter é influenciado pelo formato dos pulsos que chegam ao PLL [11]. Para pulsos que apresentam simetria em relação ao eixo vertical, o espectro do jitter apresenta um zero na origem e cresce segundo uma determinada potência (em geral, de segunda ordem) em função da frequência [11,12,13]. Para pulsos assimétricos, o espectro pode ser considerado plano em torno da vizinhança da origem. Para analisar este aspecto do comportamento do jitter, admite-se neste trabalho dois formatos de pulsos distintos, que correspondem à resposta a um pulso retangular de uma fibra ótica cujo comprimento é num caso

maior e noutro muito menor do que seu *comprimento de equilíbrio* (vide secção 2.1). No primeiro caso obtém-se um pulso simétrico, no outro um pulso assimétrico.

A escolha desses dois comprimentos de fibra ótica, além de permitir analisar o problema da influência da simetria de pulsos no espectro do jitter, permite que se estime o comportamento de redes designadas para operarem em ambientes de áreas bem diferenciadas:

- um prédio isolado, quando o comprimento médio dos enlaces entre os nós repetidores é geralmente menor do que o comprimento de equilíbrio da fibra;
- uma área com raio da ordem de quilômetros, como a área de um campus universitário, onde o comprimento médio dos enlaces é maior do que o comprimento de equilíbrio.

O objetivo principal deste trabalho é avaliar o efeito da acumulação do jitter no sistema de sincronização, a nível de bit, de uma rede configurada em anel que utiliza fibras óticas como meio de transmissão. Apenas é considerado o efeito do jitter dependente do padrão de dados (denominado jitter sistemático). Como resultado desta avaliação, pretende-se estabelecer alguns critérios para orientar o projeto do sistema de sincronização

No capítulo 2 é desenvolvida uma equação para o processo estocástico que descreve o jitter da Interferência entre Símbolos (IES) gerado em cada nó repetidor. Em seguida, é estabelecido um modelo para o PLL que leva em conta a ocorrência do jitter provocado pela IES.

No capítulo 3, é feita a caracterização espectral do jitter gerado em cada repetidor e do jitter acumulado. Com esses resultados se calcula o comprimento do tampão de sincronização do nó repetidor mestre em função do comprimento da cadeia de repetidores.

No quarto capítulo se apresenta o modelo utilizado no cálculo das falhas de sincronismo e se avalia o comportamento do sistema de temporização quanto à manutenção do sincronismo. Uma discussão sobre a influência das falhas de sincronismo no desempenho da transmissão também é apresentada.

Finalmente, no quinto capítulo se analisa o projeto dos PLL's sincronizadores.

CAPÍTULO 2

CARACTERIZAÇÃO DO JITTER EM UM ENLACE E MODELO DO PLL

As fase dos relógios dos nós repetidores escravos na sub-rede em anel estão sujeitas ao jitter. Existem três fontes de jitter: 1) interferência entre símbolos (IES), 2) imperfeições nos circuitos recuperadores do relógio, e 3) ruído aditivo presente no canal de comunicação. Dependendo da fonte, o jitter pode ser classificado em duas categorias distintas: jitter sistemático ou jitter aleatório. O jitter aleatório é produzido pelo ruído do canal, enquanto que o jitter sistemático pelas outras duas fontes. O termo sistemático deve-se ao fato desse jitter ser dependente da sequência de bits transmitida.

Na maioria dos casos práticos, o jitter aleatório pode ser desprezado [11,14], principalmente quando se avalia seu efeito acumulado em cadeias de repetidores. A mesma simplificação não vale para o jitter sistemático. Em relação ao jitter sistemático garante-se apenas que em certos sistemas uma fonte pode predominar sobre a outra [14].

Como o jitter provocado pelas imperfeições dos circuitos de recuperação de relógio é em geral difícil de ser dimensionado analiticamente [14], requerendo para isto que se faça uma avaliação experimental, deve-se projetar o sistema de sincronização incorporando uma margem de segurança que leve em conta o excesso de jitter introduzido pelo comportamento não-ideal dos PLL's. Assim, sobre uma dada potência de jitter da IES prevista analiticamente acrescenta-se mais alguns decibéis para se calcular os efeitos do jitter no sistema de sincronismo.

Neste capítulo é desenvolvida uma equação que descreve o jitter da IES em um PLL recuperador de relógio. O jitter da IES é função do formato dos pulsos na entrada do PLL, da sequência dos bits e do tipo de detetor de fase do PLL. No presente trabalho, admite-se que a sequência dos bits é constituída de bits equiprováveis e estatisticamente independentes, e que o detetor de fase do PLL (discutido na secção 2.4) tem uma característica dente-de-serra e é do tipo cruzamento por um nível. Considera-se, também, que o formato dos pulsos que chegam ao PLL é dado pela convolução entre os sinais $x_i(t)$, que definem a codificação em banda básica Manchester (fig. 2.1), e a resposta ao impulso dos diversos elementos que compõem o enlace de transmissão até a entrada do PLL.

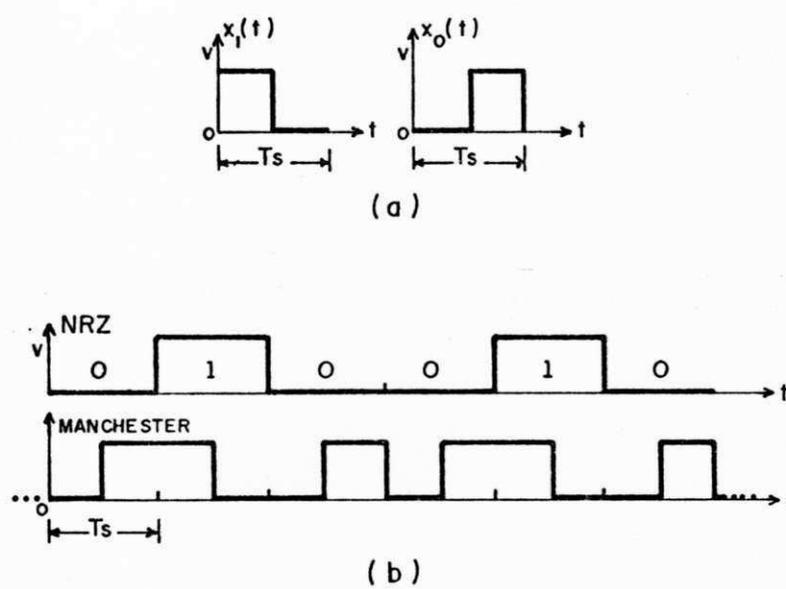


Fig. 2.1 - Código Manchester. (a) Formas de onda;
(b) Sequência Típica Codificada.

Admitindo-se que os enlaces do sistema de transmissão da rede são constituídos pelos elementos mostrados na fig. 2.2, obtém-se que os pulsos na entrada do PLL são da dos por:

$$h[t, x_i(t)] = x_i(t) * h_{\text{FIBRA}}(t) * h_{\text{FOTODIODO}}(t) * h_{\text{PRE}}(t) \quad 2.1$$

onde, $h[t; x_i(t)]$ = saída do pré-amplificador no instante t , admitindo-se que $x_i(t)$ foi transmitido.

$h_{\text{FIBRA}}(t)$, $h_{\text{FOTODIODO}}(t)$, $h_{\text{PRE}}(t)$ = respostas ao impulso da fibra, do fotodiodo e do pré-amplificador.

* = significa convolução.

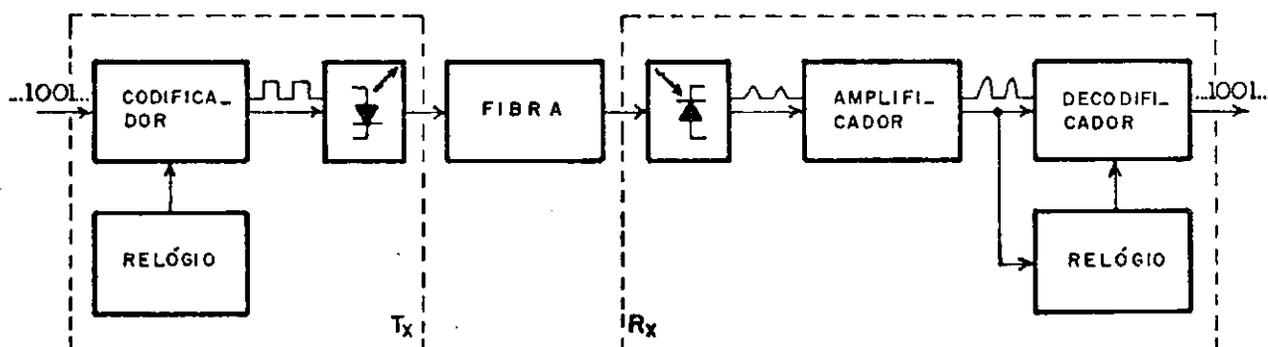


Fig. 2.2 - Diagrama em Blocos do Enlace Óptico.

No enlace da fig. 2.2, supõe-se que o dispositivo emissor de luz é um diodo eletroluminescente (LED) e que o fotodiodo é um diodo PIN. Admite-se que os tempos de respostas desses dispositivos são bastante curtos de forma a não introduzirem distorções no sinal. Da mesma forma, supõe-se, para efeito de simplificação da análise, que a resposta do pré-amplificador é também bem mais rápida do que os pulsos transmitidos. Neste caso, o formato dos pulsos na entrada PLL fica sendo determinado exclusivamente pela resposta da fibra e a eq. 2.1 se reduz a:

$$h[t, x_i(t)] = x_i(t) * h_{\text{FIBRA}}(t) \quad 2.2$$

O enlace da fig. 2.2 não apresenta nenhum circuito para equalizar o sinal recebido. A exclusão do equalizador reduz a complexidade e o custo do receptor e baseia-se na hipótese da rede ser construída utilizando-se fibras pouco dispersivas. Para fibras com baixa dispersão, supõe-se que o nível da IES presente no receptor é perfeitamente suportável tanto pelo sistema de sincronização quanto pelo sistema de detecção.

A análise do jitter da IES em circuitos PLL's como recuperadores de relógio já foi realizada em vários trabalhos [10,11,12,15]. Em particular, Meyr et al [15] desenvolvem a caracterização do jitter da IES para um sistema que

usa par trançado como meio de transmissão e um sinal Manchester especial com pré-distorção. A análise de Meyr segue o tipo de tratamento adotado por Duttweiler [11] e Saltzberg [12]. Nestes artigos, equações para o espectro e a variância do jitter são obtidas diretamente do estudo do modo como o detetor de fase do PLL interage com o sinal recebido. A análise que se segue resumida em [16] estende a abordagem de Meyr para sistemas com fibras óticas.

2.1 - Formato dos Pulsos no PLL

A resposta ao impulso de uma fibra multimodo índice de degrau depende do comprimento da fibra e varia entre uma função exponencial e uma função gaussiana [17]. Esta variação é provocada pelo mecanismo de acoplamento de energia entre os modos que se propagam ao longo da fibra. Para um enlace de comprimento L , muito menor do que o comprimento de equilíbrio (L_0), não há acoplamento entre os modos de propagação e a resposta ao impulso da fibra é dada por:

$$h_{\text{FIBRA}}(t) = Ae^{-t/\tau^2} \quad A\tau^2 = 1 \quad L \ll L_0 \quad 2.3$$

Para um enlace bem maior do que o comprimento de equilíbrio, quando não há mais troca de energia entre os modos de propagação e o acoplamento se estabiliza, a resposta ao impulso é dada por:

$$h_{\text{FIBRA}}(t) = \frac{1}{\sigma^2 \sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2\sigma^2} \quad L \gg L_0 \quad 2.4$$

Nas equações 2.4 e 2.3 os parâmetros σ e τ correspondem à largura RMS da resposta ao impulso da fibra e são definidos pela equação [18]:

$$\sigma, \tau = \int_{-\infty}^{\infty} (t - \bar{t})^2 h_{\text{FIBRA}}(t) dt \quad 2.5$$

onde

$$\bar{t} = \int_{-\infty}^{\infty} t h_{\text{FIBRA}}(t) dt$$

A largura RMS da resposta ao impulso é um indicador do índice de dispersão produzida pela fibra. Ao longo deste trabalho considera-se, para efeito de normalização, que a largura RMS da resposta ao impulso é medida em percentagens do valor do intervalo de sinalização:

$$\sigma = \gamma T_s \quad \tau = \gamma' T_s \quad 2.6a$$

onde,

$$0 < \gamma, \gamma' < 1 \quad 2.6b$$

A partir das equações 2.4, 2.3 e 2.2 obtém-se o formato dos pulsos na entrada do PLL. A fig. 2.3 mostra o formato dos pulsos para as duas respostas ao impulso em fun

ção de alguns valores da largura RMS. Neste trabalho considera-se especialmente os casos em que a largura RMS da resposta ao impulso da fibra é inferior a 20% do intervalo de sinalização.

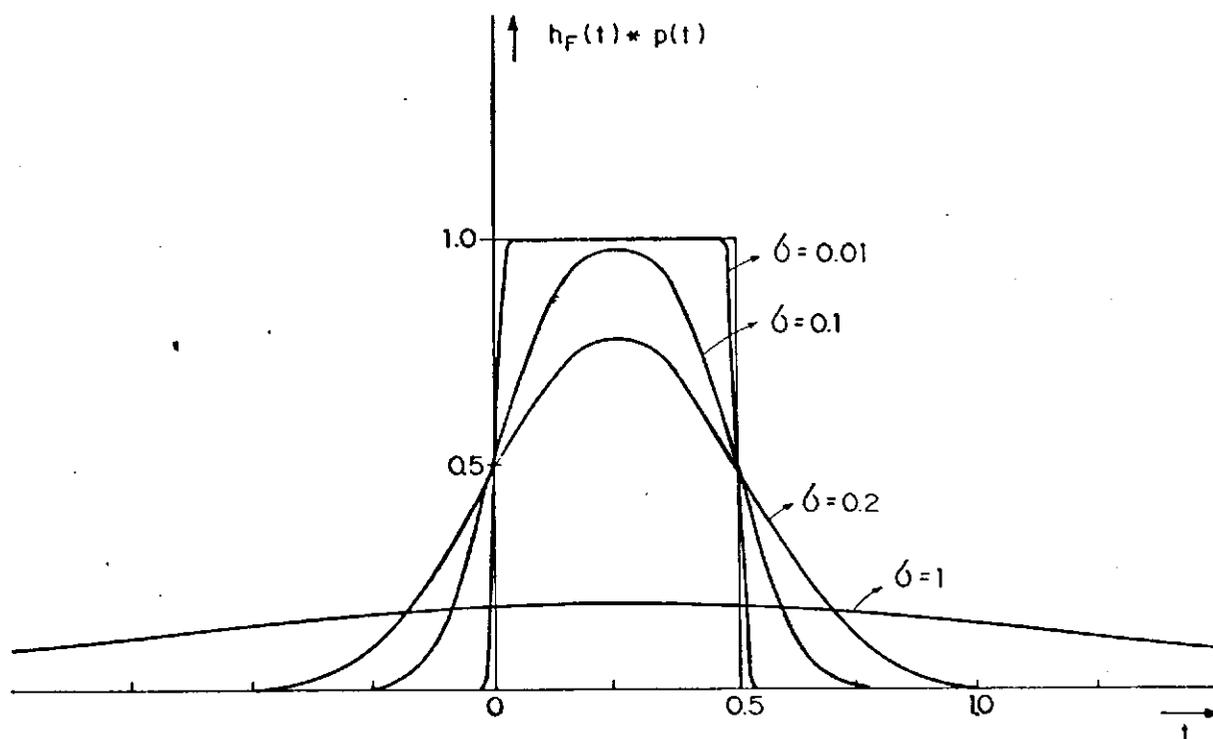


Fig. 2.3.a - Resposta de Uma Fibra Multimodo a Um Pulso Retangular, $L \gg L_0$.

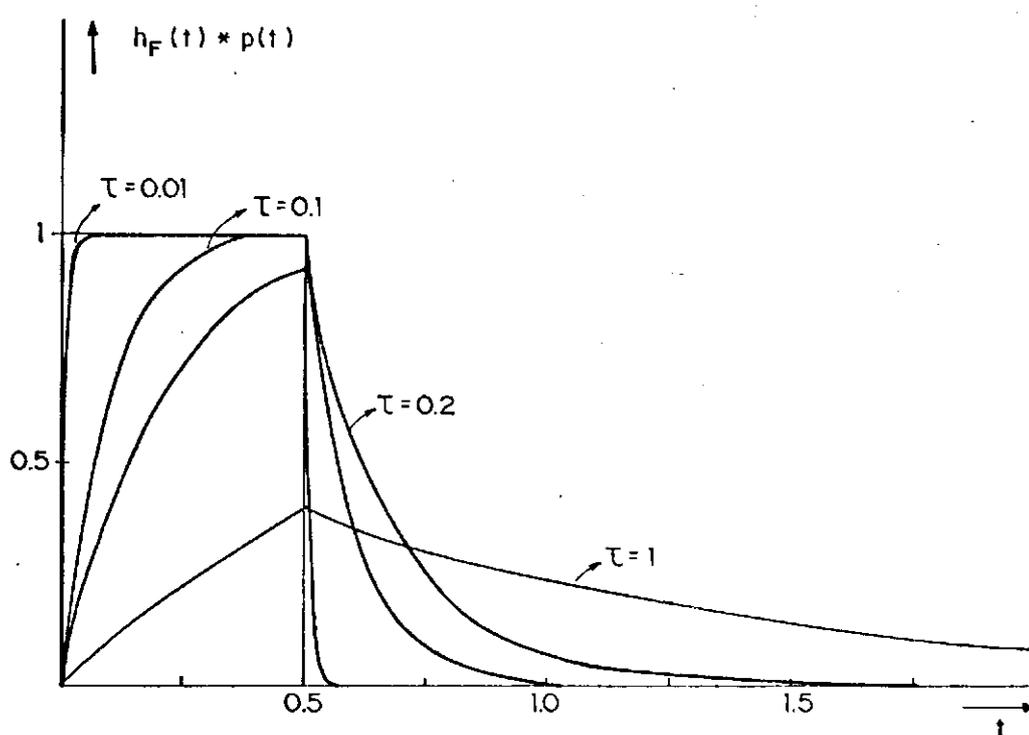


Fig. 2.3.b - Resposta de Uma Fibra Multimodo a Um Pulso Retangular, $L \ll L_0$.

2.2 - Equação do Jitter

No início do capítulo, admite-se que o detetor de fase (DF) do PLL tem uma característica dente-de-serra e é do tipo cruzamento por um limiar. Um DF tipo cruzamento por um limiar pode ser visto como uma variação do DF de cruzamento pelo zero ("zero-crossing phase comparator") descrito por Saltzberg [12]. A operação em relação a um limiar é requerida no caso de se usar fibras porque o sinal na saída do pré-amplificador do enlace ótico é unipolar.

A principal característica dos DF por cruzamento é utilizar os instantes de transmissão entre níveis do sinal digital para gerar, como sinal de erro, um trem de pulsos cujas larguras são proporcionais à diferença de tempo (fase) entre os instantes de transição do sinal recebido e do sinal do oscilador local (VCO) do PLL.

Os instantes de cruzamento pelo limiar do sinal recebido não ocorrem a intervalos de tempo regularmente espaçados mesmo quando se trata de um sinal Manchester, que garante uma transição regular a cada intervalo de sinalização. Se essa variação nos instantes de transição do sinal for muito grande, pode ser que o sinal de erro produzido pelo DF não seja suficiente para modificar o bastante a fase do VCO para que seja mantido o sincronismo. Esta situação configura o mecanismo de quebra de sincronismo em um PLL pela presença de jitter. Assim, a obtenção de uma equação para o jitter em

um PLL com DF por cruzamento, consiste em se descrever matematicamente os instantes de cruzamento pelo limiar do sinal recebido.

A tensão instantânea na saída do pré-amplificador do enlace ótico mostrado na fig.2.2 é dada por [19]:

$$s(t) = \langle s(t) \rangle + n(t) = \left\langle \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[t - mT_s - \theta_i(m); x(m)=x_i] \right\rangle + n(t) \quad 2.7$$

onde:

$$h[t - mT_s - \theta_i(m); x(m)=x_i] = x_i(t) * h_{\text{FIBRA}}(t)$$

= saída do pré-amplificador no instante t , admitindo-se que $x_i(t)$ ($i=0,1$) foi transmitido no instante $mT_s + \theta_i(m)$, desprezando-se o atraso de propagação na fibra [em volts];

$\theta_i(m)$ = fase do sinal no m -ésimo intervalo de sinalização, medida, para efeito de normalização, em porcentagens de T_s ;

T_s = intervalo de sinalização, normalizado como sendo de valor unitário;

$n(t)$ = flutuações (ou ruídos) de $s(t)$ em torno de sua média $\langle s(t) \rangle$, produzidas nos estágios de amplificação pelo ruído térmico, e no fotodetector pelo processo de fotodeteccção (ruído quântico).

$\langle . \rangle$ = significa valor médio.

Admitindo-se que $\tau(k)$, como mostrado na fig. 2.4, é o instante em que $s(t)$ cruza um determinado limiar ρ , no k -ésimo intervalo de sinalização ($k < t < k+1$), então:

$$s(t) \Big|_{t=k+\tau(k)} = \rho \sum_{m=-\infty}^{\infty} h \left[(k-m) + \tau(k) - \theta_i(m); x(m) = x_i \right] + n \left[k + \tau(k) \right] \quad 2.8$$

Uma vez que sempre há uma transição central em cada intervalo de sinalização, $\tau(m)$ é uma variável aleatória com valor médio $E \left[\tau(m) \right] = \bar{\tau}$. Conseqüentemente, existe um valor nominal, $m + \bar{\tau}$, para o instante em que ocorre o cruzamento pelo limiar no m -ésimo intervalo de sinalização. No entanto, para cada intervalo m este valor nominal é deslocado pela fase $\theta_i(m)$.

Supondo-se que a diferença entre os instantes real e nominal de cruzamento pelo limiar é pequena:

$$|\tau(k) - (\bar{\tau} + \theta_i(k))| \ll 1 \quad 2.9$$

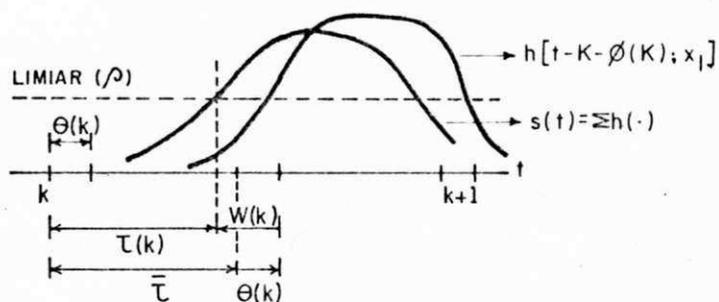


Fig. 2.4 - Cruzamento Pelo Limiar no k -ésimo Intervalo de Sinalização.

a eq. 2.8 pode ser expandida em uma série de Taylor em torno de $t = k + \theta_i(k) + \bar{\tau}$. Desprezando-se os termos de segunda ordem ou maiores, o valor médio do sinal na saída do pré-amplificador pode ser escrito da seguinte forma:

$$\langle s(k + \tau(k)) \rangle = \langle s(k + \theta_i(k) + \bar{\tau}) \rangle + [\tau(k) - \theta_i(k) - \bar{\tau}] \cdot$$

$$\langle s(k + \theta_i(k) + \bar{\tau}) \rangle' \quad 2.10$$

Então, substituindo a eq. 2.10 na eq. 2.8, obtém-se:

$$\rho = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[(k-m) + \bar{\tau}; x(m) = x_i] + [\tau(k) - \theta_i(k) - \bar{\tau}] \cdot$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} h'[(k-m) + \bar{\tau}; x(m) = x_i] + n[k + \tau(k)] \quad 2.11$$

onde $h[(k-m) + \bar{\tau}; x(m) = x_i]$ é o valor que o pulso transmitido no m -ésimo intervalo de sinalização assume no instante $(k + \bar{\tau})$

$$e h'(\cdot) = d/dt \{h[(k-m)+\bar{\tau}; x(m)=x_i]\} .$$

Na eq. 2.11 admite-se que $\theta_i(m) \approx \theta_i(k)$ para todos os termos dos somatórios em que $h(\cdot)$ e $h'(\cdot)$ não podem ser desprezados. Esta aproximação é válida pelo fato de $\{\theta_i(m)\}$ poder ser considerado um processo lento se comparado com as flutuações do processo $\{\tau(k)\}$.

O processo $\{\tau(k)\}$ é composto de dois termos:

$$\{\tau(k)\} = \bar{\tau} + \{\tau(m) - \bar{\tau}\} \quad 2.12$$

onde o segundo termo é um processo estocástico de média nula que descreve o jitter em torno da época nominal $(m+\bar{\tau})$ dos instantes de cruzamento pelo limiar.

Resolvendo-se a eq. 2.11 em termos de $[\tau(k) - \theta_i(k) - \bar{\tau}]$, obtém-se:

$$[\tau(k) - \theta_i(k) - \bar{\tau}] = W(k) - n_A(k) = \frac{\rho - \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(\cdot)}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} h'(\cdot)} -$$

$$- \frac{n(k)}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} h'(\cdot)} \quad 2.13$$

onde $h(\cdot) = h[(k-m)+\bar{\tau}; x(m)=x_i]$

$$e h'(\cdot) = d/dt \{ h[(k-m)T; x(m) = x_j] \}$$

Na eq. 2.13, $W(k)$ descreve o jitter na saída do detetor de fase devido a interferência entre símbolos e $n_{\Lambda}(k)$ representa o ruído (normalizado) que também contribui para o jitter.

O processo $W(k)$, que descreve o jitter da IES é dado pela equação:

$$W(k) = \frac{\rho - \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(\cdot)}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} h'(\cdot)} \quad 2.14$$

Supondo que o canal de comunicação é invariante no tempo, $W(k)$ pode assumir apenas uma certa quantidade de valores discretos. Essa quantidade é determinada pelo número de pulsos que contribuem de maneira significativa para o valor do sinal no k -ésimo intervalo de sinalização. Por exemplo, se o valor de $h(\cdot)$ é desprezível após um intervalo de sinalização, e se o pulso $h(\cdot)$ é simétrico, como no caso de uma fibra com resposta gaussiana (fig. 2.3a), apenas três pulsos são considerados nos somatórios da eq. 2.14; o pulso recebido no k -ésimo intervalo de sinalização, e os dois pulsos vizinhos imediatos, o anterior e o posterior. Neste caso, $W(k)$ pode assumir 2^3 valores distintos, que correspondem as possíveis combinações de conjuntos de 3 bits que podem ocorrer em torno de um determinado intervalo de sinalização.

Pelas figuras 2.3a e 2.3b, pode-se observar que para dispersões onde a largura RMS da resposta ao impulso da fibra é inferior a 20% do intervalo de sinalização ($\sigma, \tau < 0,2$), o valor de $h(\cdot)$ é desprezível após dois intervalos de sinalização. Assim:

$$W(k) = \frac{\rho - \sum_{m=-2}^2 h(\cdot)}{\sum_{m=-2}^2 h'(\cdot)}, \quad L \gg L_0 \quad 2.15a$$

$$W(k) = \frac{\rho - \sum_{m=-2}^0 h(\cdot)}{\sum_{m=-2}^0 h'(\cdot)}, \quad L \ll L_0 \quad 2.15b$$

Para o sistema em que $L \ll L_0$, apenas os pulsos anteriores a um determinado intervalo de sinalização provocam interferência entre símbolos.

2.3 - Potência do Jitter

A potência do jitter da IES pode ser determinada através da autocorrelação do processo estocástico $W(k)$. No sentido aqui empregado, o termo potência não corresponde, efetivamente, ao conceito de energia por unidade de tempo. Na realidade, o termo potência tem o significado estatístico de variância, ou de valor quadrático médio, do processo estocás

tico $W(k)$. Ao longo do trabalho, usa-se indistintamente os termos potência e variância para designar o valor quadrático médio do jitter.

Como $W(k)$ fornece o valor da diferença de tempo entre os instantes real e nominal de cruzamento pelo limiar do sinal $s(t)$ no k -ésimo intervalo de sinalização, o processo $W(k)$ pode ser medido, para efeito de normalização, em percentagens do intervalo de sinalização $[\%Ts]$. Assim, a unidade da potência do jitter é:

$$[R_W(0)] = \text{VAR}_{W(k)} = [\%Ts]^2 \quad 2.16$$

A autocorrelação do processo $W(k)$ é dada por:

$$R_W(u) = \langle W(k)W(k+u) \rangle \quad 2.17$$

No apêndice A, demonstra-se que para um enlace onde $L \gg L_0$:

$$R_W(u) = 1/2^{5+u} \{ w_V(k) \cdot \sum_{i=1}^{2^u} w_{V,i}(k+u) \}, \quad u=0,1,2,3,4 \quad 2.18a$$

$$= 0, \quad u = 5 \quad 2.18b$$

onde

$w_V(k)$ = possíveis valores do processo $W(k)$

$w_{v,i}(k+u)$ = possíveis valores do processo $W(k)$, u intervalos de sinalização após o k -ésimo intervalo de sinalização, dado que ocorreu o valor $w_v(k)$.

Da mesma forma, para um enlace onde $L \ll L_0$:

$$R_W(u) = 1/2^{3+u} \{w_v(k) \cdot \sum_{i=1}^{2^u} w_{v,i}(k+u)\}, \quad u = 0, 1, 2 \quad 2.19a$$

$$= 0, \quad u \geq 3 \quad 2.19b$$

Para encontrar o valor de $R_W(u)$, é necessário determinar, em primeiro lugar, o valor do instante nominal de cruzamento pelo limiar, $\bar{\tau}$, que aparece na expressão do processo $W(k)$, eq. 2.14. No instante $\bar{\tau}$, o valor do processo $W(k)$ deve em média ser zero, uma vez que, por definição, $\{\tau(k)\}$ flutua em torno desse valor, sem direção de preferência, como estabelecido na eq. 2.12. Assim, $\bar{\tau}$ é o valor que torna verdadeira as equações:

$$\langle w(k) \rangle = 0 = \sum_{i,j,p,q,r=0}^1 P_{i,j,p,q,r}$$

$$\cdot \left\{ \frac{\rho - \sum_{m=-2}^2 h \left[(k-m) + \bar{\tau}; x(m) = x_i \right]}{\sum_{m=-2}^2 h' \left[(k-m) + \bar{\tau}; x(m) = x_i \right]} \right\} \quad 2.20a$$

para $L \gg L_0$

$$\langle w(k) \rangle = 0 = \sum_{i,j,p=0}^1 P_{i,j,p} \cdot \left\{ \frac{\sum_{m=-2}^0 h[(k-m)+\bar{\tau}; x(m)=x_i]}{\sum_{m=-2}^0 h'[(k-m)+\bar{\tau}; x(m)=x_i]} \right\} \quad 2.20b$$

para $L \ll L_0$

onde:

$$P_{i,j,p,q,r} = \Pr [x(-2)=x_i; x(-1)=x_j; x(0)=x_p; x(1)=x_q; x(2)=x_r] \quad 2.21a$$

e

$$P_{i,j,p} = \Pr [x(-2)=x_i; x(-1)=x_j; x(0)=x_p] \quad 2.21b$$

Estas equações são resolvidas numericamente. No apêndice A estão apresentados os programas computacionais utilizados no cálculo dos valores da função de autocorrelação. As tabelas 2.1 e 2.2 mostram esses valores em função da largura RMS da resposta ao impulso, para os dois comprimentos de enlace. No cálculo de $R_w(u)$, admite-se que o intervalo de sinalização é unitário.

A fig. 2.5 mostra o crescimento da potência do jitter em função de σ e τ . Para sistemas em que $\sigma \leq 0,2$ e $\tau \leq 0,2$ a potência do jitter é:

$$R_w(0) \leq 10^{-7} [\%Ts]^2, \quad L \gg L_0 \quad 2.22a$$

c

$$R_w(0) \leq 10^{-3} [\%Ts]^2, \quad L \ll L_0 \quad 2.22b$$

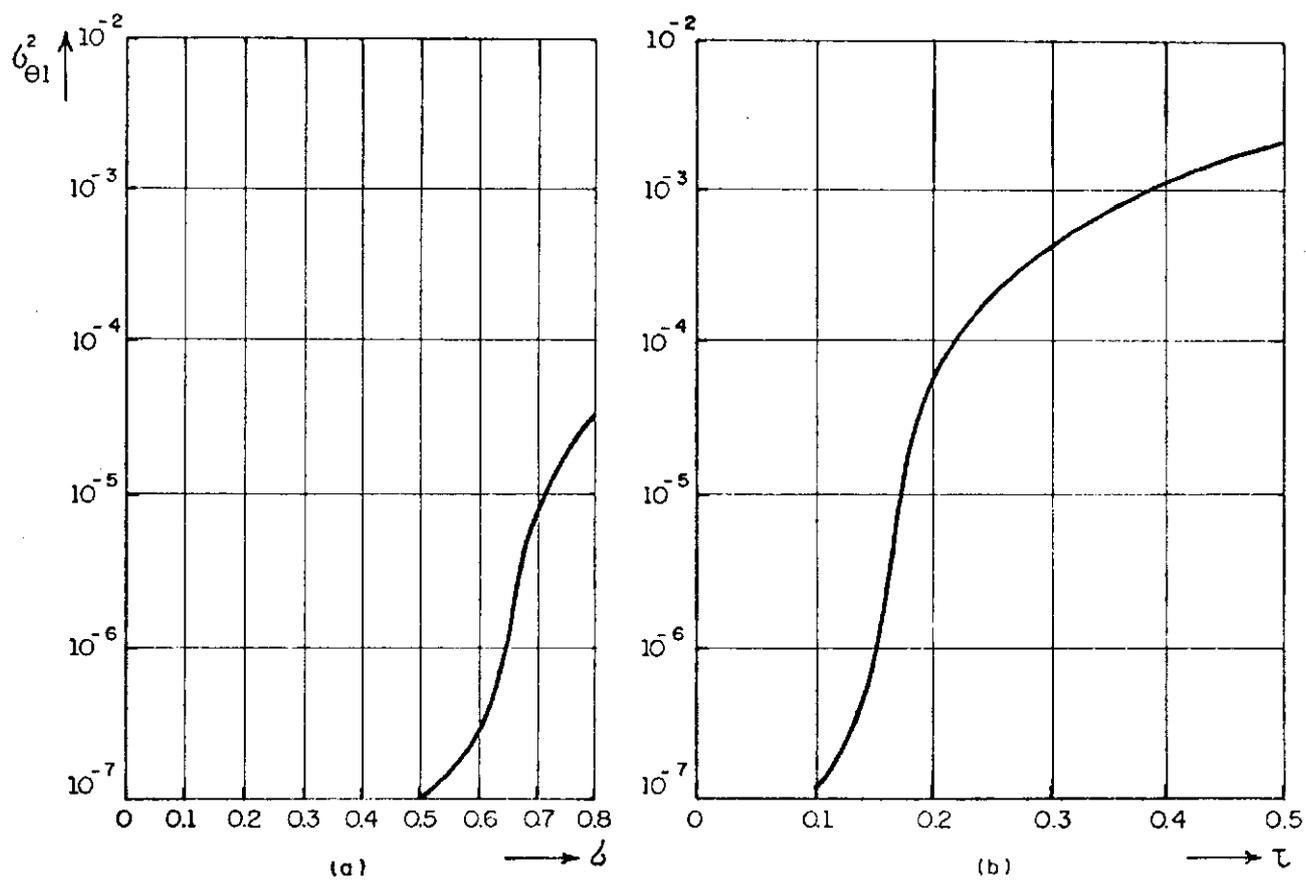


Fig. 2.5 - Crescimento da Potência do Jitter em Função da Largura RMS da Resposta ao Impulso da Fibra.

(a) $L \gg L_0$; (b) $L \ll L_0$.

u	σ	0.5	0.55	0.8	1.0
0	0	0	3.010×10^{-8}	6.626×10^{-5}	1.087×10^{-3}
<u>+1</u>	0	0	-1.505×10^{-8}	-3.313×10^{-5}	-5.437×10^{-4}
<u>+2</u>	0	0	0	0	-4.780×10^{-12}
<u>+3</u>	0	0	0	0	-2.059×10^{-20}
<u>+4</u>	0	0	0	0	1.292×10^{-26}
<u>+5</u>	0	0	0	0	0

Tabela 2.1 - Valores da Função de Autocorrelação,

$$R_w(u).$$

u	τ	0.08	0.1	0.15	0.20	0.30
0		5.92×10^{-9}	1.11×10^{-7}	6.42×10^{-6}	5.20×10^{-5}	4.20×10^{-4}
<u>+1</u>		1.48×10^{-15}	5.10×10^{-14}	2.76×10^{-10}	2.50×10^{-8}	2.10×10^{-6}
<u>+2</u>		7.25×10^{-15}	8.74×10^{-14}	2.00×10^{-12}	-2.40×10^{-15}	-3.0×10^{-12}

Tabela 2.2 - Valores da Função de Autocorrelação,

$$R_w(u).$$

A potência de jitter definida pela eq. 2.22 corresponde a um valor eficaz para o processo $W(k)$ da ordem de:

$$W(k)_{ef} = \sqrt{R_w(0)} \leq 3,16 \times 10^{-4} \left[\%Ts \right], \quad L \gg L_o \quad 2.23a$$

$$\leq 3,16 \times 10^{-2} \left[\%Ts \right], \quad L \ll L_o \quad 2.23b$$

Convertendo o valor do jitter para radianos, os valores das eqs. 2.23a e 2.23b correspondem a:

$$W(k)_{ef} \leq 2 \times 10^{-5} \text{ rad}, \quad L \gg L_o \quad 2.24a$$

$$\leq 2 \times 10^{-3} \text{ rad}, \quad L \ll L_o \quad 2.24b$$

As eqs. 2.24a e 2.24b mostram que em um único enlace a intensidade do jitter é muito pequena. Um nível de jitter dessa ordem não acarreta dificuldade quanto a manutenção do sincronismo pelo PLL. No entanto, em uma rede local em anel, o efeito de acumulação do jitter decorrente do encaideamento de vários nós repetidores e do método adotado para se fazer a sincronização, pode tornar muito elevado esse valor do jitter da IES, até o ponto em que um PLL não consegue mais manter o sincronismo. Para analisar como o jitter acumulado, ou mesmo o jitter em um enlace, pode provocar a quebra do sincronismo num PLL é necessário o estabelecimento de um modelo para o PLL que leve em conta a ocorrência de jitter. Um modelo para o PLL considerando o jitter da IES descrito

pelo processo $W(k)$ é discutido na próxima secção.

2.4 - Modelo do PLL

Na secção 2.3, demonstrou-se que para um sinal Manchester, pode-se admitir que uma transição ocorre, em média, no instante $\bar{\tau}$, medido a partir do início de cada intervalo, como mostra a fig. 2.6a. Seja $\theta_0(k)$ a fase do sinal do VCO relativa ao k -ésimo intervalo de sinalização. Esta fase pode ser definida como um deslocamento do k -ésimo pulso em relação ao início do intervalo de sinalização, como se fêz para a fase do sinal recebido. Por outro lado, esta fase pode ser medida, por mera conveniência, em relação ao instante $\bar{\tau}$ (fig. 2.6b) para simplificar a modelagem do PLL. (A escolha da referência para a fase $\theta_0(k)$ não invalida o modelo porque sempre se pode definir uma nova fase $\theta'_0(k) = \theta_0(k) + \bar{\tau}$).

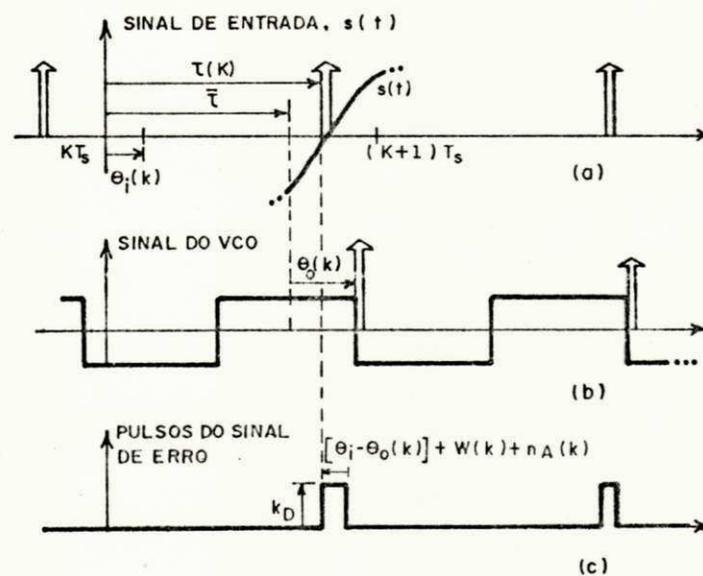


Fig. 2.6 - Sinal de Erro do Detetor de Fase.

Assim, a diferença entre os instantes de cruzamento pelo limiar dos sinais recebido e do VCO é dada por (fig. 2.6c):

$$\Delta(k) = \tau(k) - [\theta_0(k) + \bar{\tau}] \quad 2.25$$

Mas pela eq. 2.13

$$\tau(k) - \bar{\tau} = \theta_i(k) + W(k) \quad 2.26$$

então, o detetor de fase produz um sinal de erro composto de pulsos de amplitude $K_D^{(*)}$ e largura $\Delta(k)$:

$$\Delta(k) = K_D [\theta_i(k) - \theta_0(k)] + W(k) \quad 2.27$$

Para um PLL com largura de banda bem menor do que a taxa de sinalização, como é o caso dos PLL's sincronizadores da rede em anel, os pulsos retangulares podem ser aproximados por impulsos, e o PLL pode ser tratado como um sistema discreto no tempo. A regularidade das transições do código Manchester garantem que o sistema é invariante no tempo.

No modelo discreto do PLL as variáveis $\theta_i(k)$, $\theta_0(k)$, etc., podem ser consideradas como sequências, as

(*) - K_D é o ganho do detetor de fase.

quais admitem as seguintes transformadas Z:

$$\begin{aligned} W(k) &\leftrightarrow W(z) & \theta_i(k) &\leftrightarrow \theta_i(z) & \theta_0(k) &\leftrightarrow \theta_0(z) \\ \Delta(k) &\leftrightarrow \Delta(z) \end{aligned} \quad 2.28$$

Seja $G(Z)$ a função de transferência de malha aberta do PLL, aí incluindo-se um filtro e o integrador correspondendo ao VCO. Então, a fase da saída do VCO é dada por:

$$\theta_0(z) = K_V G(z) \Delta(z) \quad 2.29$$

onde K_V = ganho do VCO

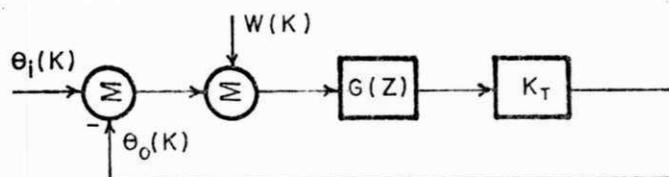
Mas, pela eq. 2.27

$$\Delta(z) = K_D [\theta_i(z) - \theta_0(z) + W(z)] \quad 2.30$$

logo

$$\theta_0(z) = K_V K_D G(z) [\theta_i(z) - \theta_0(z)] + K_V K_D G(z) W(z) \quad 2.31$$

e a eq. 2.31 pode ser implementada pelo sistema da fig.2.7 .



$G(Z)$: FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE MALHA ABERTA
 $K_T = K_V K_D$: GANHO DE MALHA ABERTA

Fig. 2.7 - Modelo discreto para o PLL

O modelo da fig. 2.7 tem função de transferência

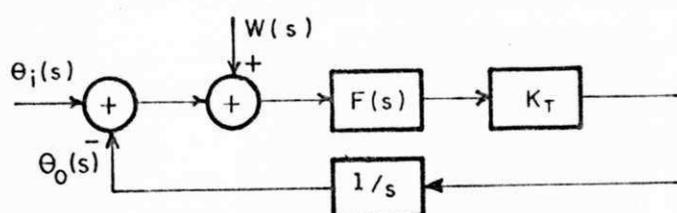
$$H(z) = \frac{\theta_0(z)}{\theta_i(z)} = \frac{K_D K_V G(z)}{1 + K_D K_V G(z)} \quad 2.32$$

onde

$$G(z) \leftrightarrow g(k) = L^{-1} \left\{ \frac{F(s)}{s} \right\}_{t=kTs} \quad 2.33$$

e $F(s)$ é a função de transferência do filtro passa-baixa do PLL.

Na forma como está apresentada a eq.2.33, pode-se notar que o filtro do PLL é definido no domínio s , que corresponde a um modelo contínuo no tempo para o PLL. À primeira vista, esta mistura de domínios pode parecer um erro, uma vez que as equações desenvolvidas para o PLL são no domínio discreto para o tempo. No entanto, Gardner [20] demonstra que se a largura de faixa de um PLL, cujo detetor de fase produz um sinal discreto no tempo, é bem menor (10%) do que a frequência de sinalização, o PLL pode ser considerado como um PLL analógico convencional, e o comportamento discreto do DF pode ser esquecido. Dentro dessa aproximação, o modelo da fig. 2.7 passa a ser o da fig. 2.8 .



$F(s)$: FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO

Fig. 2.8 - Modelo contínuo para o PLL

O filtro de um PLL pode assumir diversas configurações [21], a depender da aplicação a que se destina o PLL e dos requisitos especificados para o sistema. Em um PLL sincronizador para o sistema de sincronização de bit de uma rede local em anel, a configuração do filtro é determinada basicamente por dois critérios [3]: o controle de acumulação do jitter e as características dinâmicas do sistema de sincronização - aquisição e manutenção do sincronismo. Ao se projetar um PLL para atingir um bom nível de desempenho quanto a esses dois aspectos, observa-se que é necessário um filtro que leve a um PLL que apresente no mínimo dois parâmetros de projeto independentes. Com esse tipo de filtro, obtêm-se PLL's de 2ª ordem ou de 3ª ordem. PLL's de 2ª ordem, considerados neste trabalho, têm a vantagem de serem mais simples.

A função de transferência de um PLL de 2ª ordem com um filtro que permite dois graus de liberdade num projeto é dada por:

$$H(s) = \frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{sA + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad 2.34$$

onde, ω_n = frequência natural de oscilação [rad]

ζ = fator de amortecimento

$$B_L = 1/2 \omega_n$$

$A = 2\zeta\omega_n$, para uma implementação do filtro com elementos ativos,

e $A = (2\zeta\omega_n - \omega_n^2/K)$, para uma implementação passiva do filtro.

A configuração ativa do filtro oferece um melhor desempenho no que diz respeito à resposta transitória e por isto a análise do sistema de sincronização da rede local é feita considerando-se um filtro ativo com alto ganho com correção de fase ("active lag-lead filter"), cujo diagrama é mostrado na fig. 2.9.

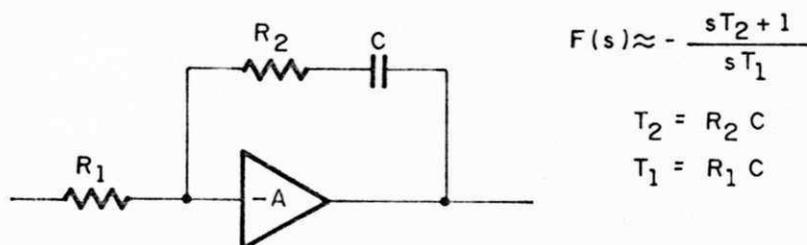


Fig. 2.9 - Filtro Ativo Tipo "lag-lead".

A eq. 2.34 é válida apenas durante a fase de rastreamento, ou manutenção, do sincronismo, quando o erro de fase $[\theta_i(s) - \theta_0(s)]$ pode ser considerado pequeno. Durante o período de aquisição, a hipótese de um erro de fase pequeno

é falsa e o modelo (fig. 2.8) deve incorporar o comportamento não linear do DF. A análise do transitório durante a aquisição de sincronismo num DF por cruzamento de um nível também é realizada por Gardner [20]. Ele mostra que para um PLL com largura de faixa bem menor do que a frequência de sinalização ainda é válida a aproximação por um PLL analógico convencional. No entanto, mesmo dentro desses limites, há diferenças entre as duas estruturas que devem ser levadas em conta durante o projeto. Essas diferenças decorrem da natureza discreta do sinal de erro do DF por cruzamento. O PLL com sinal de erro discreto apresenta [20]:

- a) mais problemas de estabilidade;
- b) componentes de frequências muito altas devido ao rápido chaveamento do DF;
- c) problemas de saturação na operação do VCO, no sentido de que este pode mais facilmente atingir seus limites de sintonia.

Estes problemas podem ser atenuados acrescentando-se um capacitor ao filtro $F(s)$ do PLL. A introdução do capacitor leva a uma configuração de PLL de 3^a ordem. Um exemplo do uso de PLL's de 3^a ordem com resultados bastante satisfatórios é encontrado em [14].

Ao se optar por uma configuração de PLL de 2^a ordem se está admitindo que é possível atingir os requisitos de operação do sistema de sincronização de bit da rede. Tal

hipótese, no entanto, exige uma validação experimental para ser confirmada.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos de Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso, 882 Tel (083) 321-7222-R 355
58.100 - Campina Grande - Paraíba

CAPÍTULO 3

ACUMULAÇÃO DO JITTER

A acumulação do jitter pode levar a quebra do sincronismo da cadeia de PLL's sincronizadores. A quebra de sincronismo é normalmente avaliada em função da variância (potência) do jitter acumulado. A maneira usualmente adotada para se calcular a variância é integrar a densidade espectral de potência do jitter. Para obter a expressão da densidade espectral é necessário um modelo para a cadeia de PLL's sincronizadores. Neste capítulo, é desenvolvido, inicialmente, o modelo da cadeia e, em seguida, se analisa a densidade espectral de potência do jitter gerado em um enlace e do jitter acumulado. Com os resultados sobre o jitter acumulado calcula-se o valor para o comprimento do tampão de sincronização do nó repetidor mestre. Os resultados deste e dos próximos capítulos estão apresentados nas referências [22,23].

3.1 - Modelagem da Cadeia de PLL's

Considerando o modelo linear para o PLL desenvol

vido no capítulo anterior, e supondo que o erro de fase acumulado até o N-ésimo nó repetidor é pequeno, a cadeia de repetidores regenerativos mostrada na fig. 3.1a, pode ser modelada, para efeito de análise de sincronismo, pelo modelo da fig. 3.1b [11], onde a fase de saída do (N-1)-ésimo repetidor é a fase de entrada do N-ésimo repetidor.

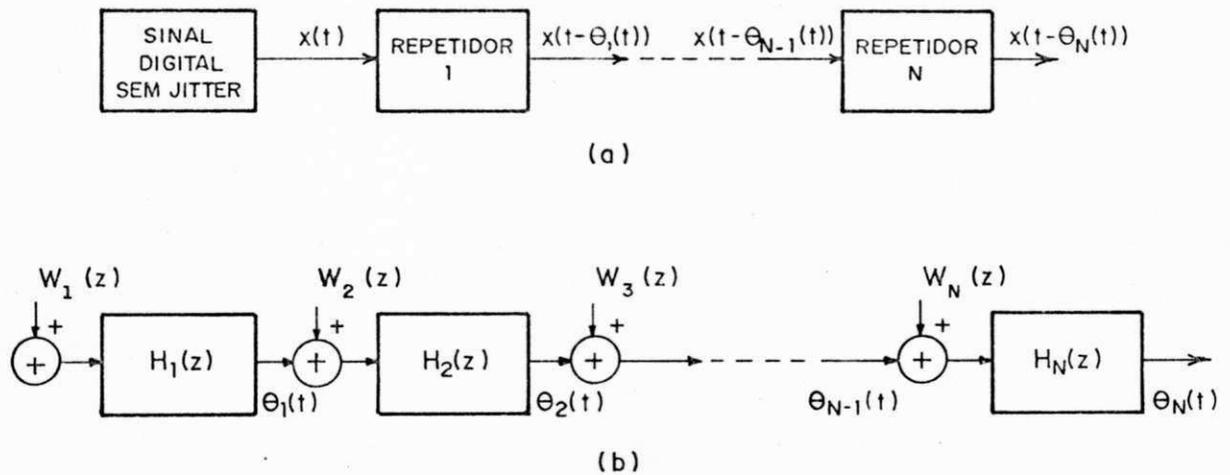


Fig. 3.1.a - Acumulação de Jitter ao Longo de Uma Cadeia de Repetidores.

3.1.b - Modelo Para Acumulação de Jitter ao Longo de Uma Cadeia de PLL's Sincronizadores.

No modelo da fig. 3.1b, admite-se que a mesma sequência de bits chega a todos repetidores, ou, em outras palavras, que nenhum repetidor altera a sequência dos bits^(*). Em cada repetidor o jitter acumulado até o repetidor anterior,

(*) - A rigor, numa rede local de computadores em anel os nós repetidores eventualmente alteram a sequência de bits.

que está incorporado à fase $\theta_{i-1}(k)$, é adicionado ao jitter gerado localmente e passado ao repetidor seguinte através da fase $\theta_i(k)$. No próximo repetidor o processo se repete e dessa maneira ocorre a acumulação de jitter na cadeia de PLL's sincronizadores.

No modelo da cadeia de repetidores da fig. 3.1b, as funções de transferência e as fontes de jitter em cada nó repetidor são distintas entre si. A diferença entre as funções de transferência dos nós repetidores resulta da impraticabilidade de se construir vários circuitos exatamente semelhantes. O fato dos circuitos dos repetidores serem diferentes, combinado com a variação no valor dos comprimentos dos enlaces entre repetidores, faz com que a forma de onda que chega a cada repetidor seja diferente. Como o formato do sinal é o fator principal na determinação do valor de $W(k)$, é correto se admitir, a priori, valores diferentes para o jitter da IES gerado em cada repetidor. No entanto, a suposição de que os vários enlaces da cadeia de repetidores não são iguais, torna muito complicado o cálculo do jitter acumulado. Conseqüentemente para simplificar a avaliação do jitter acumulado, considera-se que não há variações nas funções de transferência dos nós repetidores, nem tampouco no comprimento dos enlaces. Neste caso, o modelo da fig. 3.1b pode ser modificado para o da fig. 3.2, onde $H(S)$ é dada pela equação 2.34, fazendo $A = 2\zeta\omega_n$. O modelo da fig. 3.2 corresponde ao modelo usado por Byrne et al [24] para ana

lisar uma cadeia de repetidores digitais que usa circuitos PLL's como circuitos recuperadores de relógio.

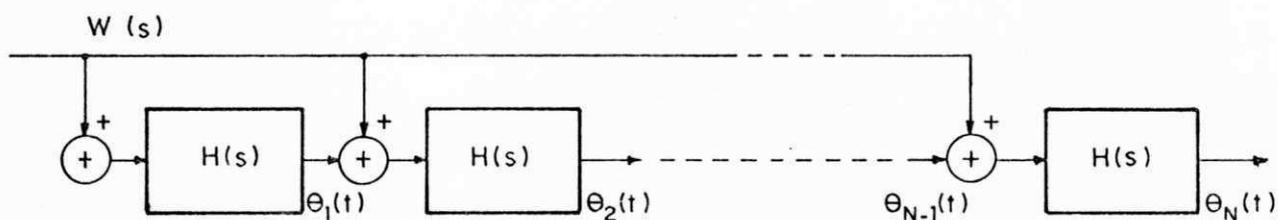


Fig. 3.2 - Modelo Simplificado Para a Acumulação de Jitter ao Longo da Cadeia de PLL's Sincronizadores.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso, 882 - Tel (083) 321-7222-R 355
58.100 - Campina Grande - Paraíba

3.2 - Espectro de Potência do Jitter $W(k)$

O espectro de potência $W(k)$ é dado por:

$$S_W(\Omega) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} R_W(u) \exp(-j\Omega u) \quad 3.1$$

Pela simetria de $R_W(u)$, a eq. 3.1 fica sendo

$$S_W(\Omega) = R_W(0) + 2 \sum_{u=1}^{\infty} R_W(u) \cos(\Omega u) \quad 3.2$$

Como se pode ver na tabela 2.1, para um enlace muito maior do que o comprimento de equilíbrio, $R_W(u)$ é desprezível para $u > 1$. Neste caso, a eq. 3.2 pode ser reescrita

como:

$$S_W(\Omega) = R_W(0) + 2R_W(1)\cos(\Omega) \quad 3.3$$

Normalizando a eq. 3.3 pela potência de $W(k)$ obtém-se:

$$\Gamma_2(\Omega) = \frac{S_W(\Omega)}{R_W(0)} = 1 + 2 \left[R_W(1)/R_W(0) \right] \cos(\Omega) \quad 3.4$$

Mas, para os valores de dispersão da fibra considerados:

$$R_W(1)/R_W(0) = -0,5 \quad 3.5$$

Assim:

$$\Gamma_1(\Omega) \approx 1 - \cos(\Omega) \quad 3.6$$

Para enlaces onde $L \ll L_0$, e considerando que $\tau \leq 0,2$, a função de autocorrelação apresenta valores apenas para $u=0, \underline{+1}, \underline{+2}$. Neste caso, a eq. 3.2 fica sendo:

$$S_W(\Omega) = R_W(0) + 2 \left[R_W(1)\cos(\Omega) + R_W(2)\cos(2\Omega) \right] \quad 3.7$$

Normalizando por $R_W(0)$:

$$\Gamma_2(\Omega) = \frac{S_W(\Omega)}{R_W(0)} = 1 + 2 \left[R_W(1)/R_W(0)\cos(\Omega) + \right. \\ \left. + R_W(2)/R_W(0)\cos(2\Omega) \right] \quad 3.8$$

Pela tabela 2.2, observa-se que para $\tau \leq 0,2$:

$$R_W(1)/R_W(0) < 0,01 \quad 3.9a$$

$$R_W(2)/R_W(0) < 0,01 \quad 3.9b$$

Assim, a eq. 3.8 pode ser reescrita como:

$$\Gamma(\Omega) \approx 1 \quad 3.10$$

Na eq. 3.1, a variável Ω é, na realidade, um ângulo medido em radianos. Esta simplificação se faz para generalizar os resultados evitando que as equações obtidas sejam dadas em função da taxa de amostragem adotada. Para converter a variável Ω para o domínio da frequência, define-se uma nova variável:

$$\omega = \Omega/T_s = \Omega f_s \text{ [rad/s]} \quad 3.11$$

Conseqüentemente, para qualquer frequência de sinalização do sistema, a densidade espectral de potência do jitter $W(k)$ será como mostrada na fig. 3.3 .

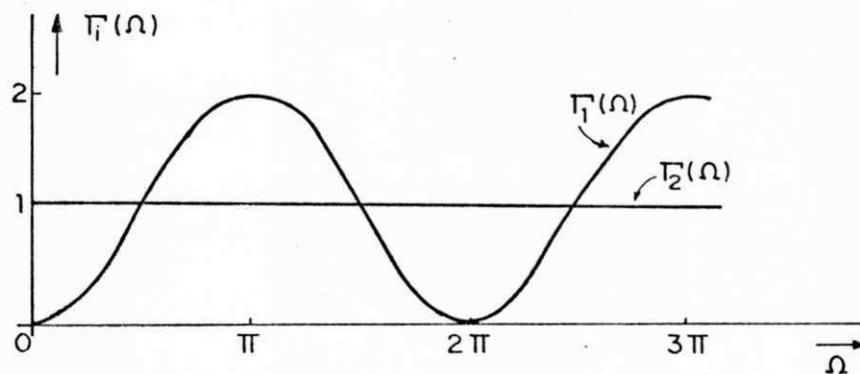


Fig. 3.3 - Espectro de Potência do Jitter da IES.

Como, em geral, um PLL sincronizador opera com uma largura de faixa bem menor do que a frequência de sinalização [25], as equações para o espectro do jitter correspondem a valores de Ω muito pequenos, $|\Omega| \ll 1$. Neste caso, expandindo $\cos(\Omega)$ em série de Taylor e desprezando os termos de potência superior a 2, a eq. 3.6 fica:

$$\Gamma_1(\Omega) \approx 1 - \left[1 - \frac{1}{2} \Omega^2 \right] \quad 3.12a$$

$$\Gamma_2(\Omega) \approx \frac{1}{2} \Omega^2 \quad 3.12b$$

3.3 - Espectro de Potência do Jitter Acumulado

Pelo modelo da fig. 3.2, observa-se que o

jitter no final de uma cadeia de N repetidores é igual a soma do jitter introduzido no último repetidor filtrado pelo PLL, mais o jitter introduzido no penúltimo repetidor filtrado pela cascata dos dois últimos PLL's, mais o jitter introduzido no antepenúltimo repetidor filtrado pela cascata dos três últimos PLL's, mais , . . . , etc. Seja $\Theta_{K,N}(s)$ o jitter presente no final da cadeia que resulta da fonte do jitter do K-ésimo repetidor, então:

$$\Theta_{K,N}(s) = W_k(s) \cdot H(s)^{(N-K+1)} \quad 3.13$$

Por conseguinte, o jitter acumulado total produzido por todos os repetidores é dado por:

$$\Theta_N(s) = \left[\sum_{k=1}^N H(s)^{(N-K+1)} \right] W_k(s) \quad 3.14a$$

$$= \left[\sum_{n=1}^N H^n(s) \right] W_k(s) \quad 3.14b$$

Em termos de espectro de potência, a eq. 3.14 corresponde a (*):

$$S_{\Theta_N}(j\omega) = \left| \sum_{n=1}^N H^n(j\omega) \right|^2 \Gamma_i(\omega) \quad i = 1, 2 \quad 3.15$$

(*) - Deve-se ter em mente que o espectro do jitter $\Gamma_i(\omega)$ é uma função real.

Mas :

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N H^n(j\omega) &= H(j\omega) [1 + H(j\omega) + H(j\omega)^2 + \dots + H^{N-1}(j\omega)] = \\ &= H(j\omega) \cdot \frac{1 - H^N(j\omega)}{1 - H(j\omega)} \end{aligned} \quad 3.16$$

e a eq. 3.15 fica:

$$S_{\theta, N}(\omega) = |H(j\omega)|^2 \left| \frac{1 - H^N(j\omega)}{1 - H(j\omega)} \right|^2 \Gamma_i(\omega) \quad 3.17$$

e o modelo da cadeia da fig. 3.2 se resume ao modelo abaixo:

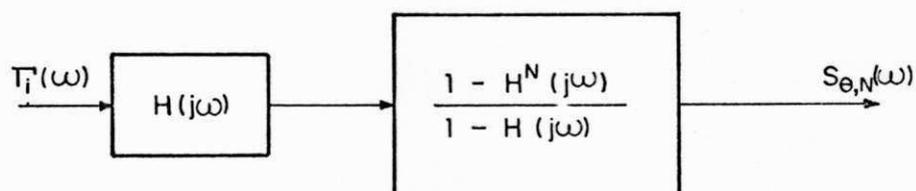


Fig. 3.4 - Modelo Para o Espectro do Jitter Acumulado.

Para simplificar o manuseio da eq. 3.17, adota-se a normalização da frequência ω em relação à frequência natural de oscilação do PLL. Neste caso, $H(j\omega)$ fica sendo, no caso de PLL com o filtro ativo da fig. 2.9 :

$$H(jx) = \frac{1 + j2\zeta x}{1 - x^2 + j2\zeta x}, \quad \text{onde } x = \omega/\omega_n \quad 3.18$$

A aproximação da eq. 3.12 é válida para $|\Omega| \ll 1$. Supondo

que $\omega_n/\omega_s = 0,01$:

$$\Gamma_1(x) = 1/2(2\pi\omega/\omega_s)^2 = 1/2(2\pi/100 \cdot \omega/\omega_n)^2 = 0,002x^2 \quad 3.19$$

E a eq. 3.17 fica:

$$S_{\theta,N}(x) = |H(jx)|^2 \left| \frac{1-H^N(jx)}{1-H(jx)} \right|^2 \cdot 0,002x^2$$

, para $L \gg L_0$ 3.20a

e

$$S_{\theta,N}(x) = |H(jx)|^2 \left| \frac{1-H^N(jx)}{1-H(jx)} \right|^2, \quad \text{para } L \ll L_0 \quad 3.20b$$

Gráficos do espectro de potência do jitter acumulado, parametrizados pelo número de nós repetidores e o fator de amortecimento dos PLL's, são mostrados nas fig. 3.5a, b para sistemas onde o comprimento médio dos enlaces, \bar{L} , é: $\bar{L} \gg L_0$ e $\bar{L} \ll L_0$. Observa-se que a largura de faixa do espectro de potência do jitter diminui com N, o número de nós repetidores, e que este fato é acompanhado pela formação de um pico no espectro na vizinhança da origem.

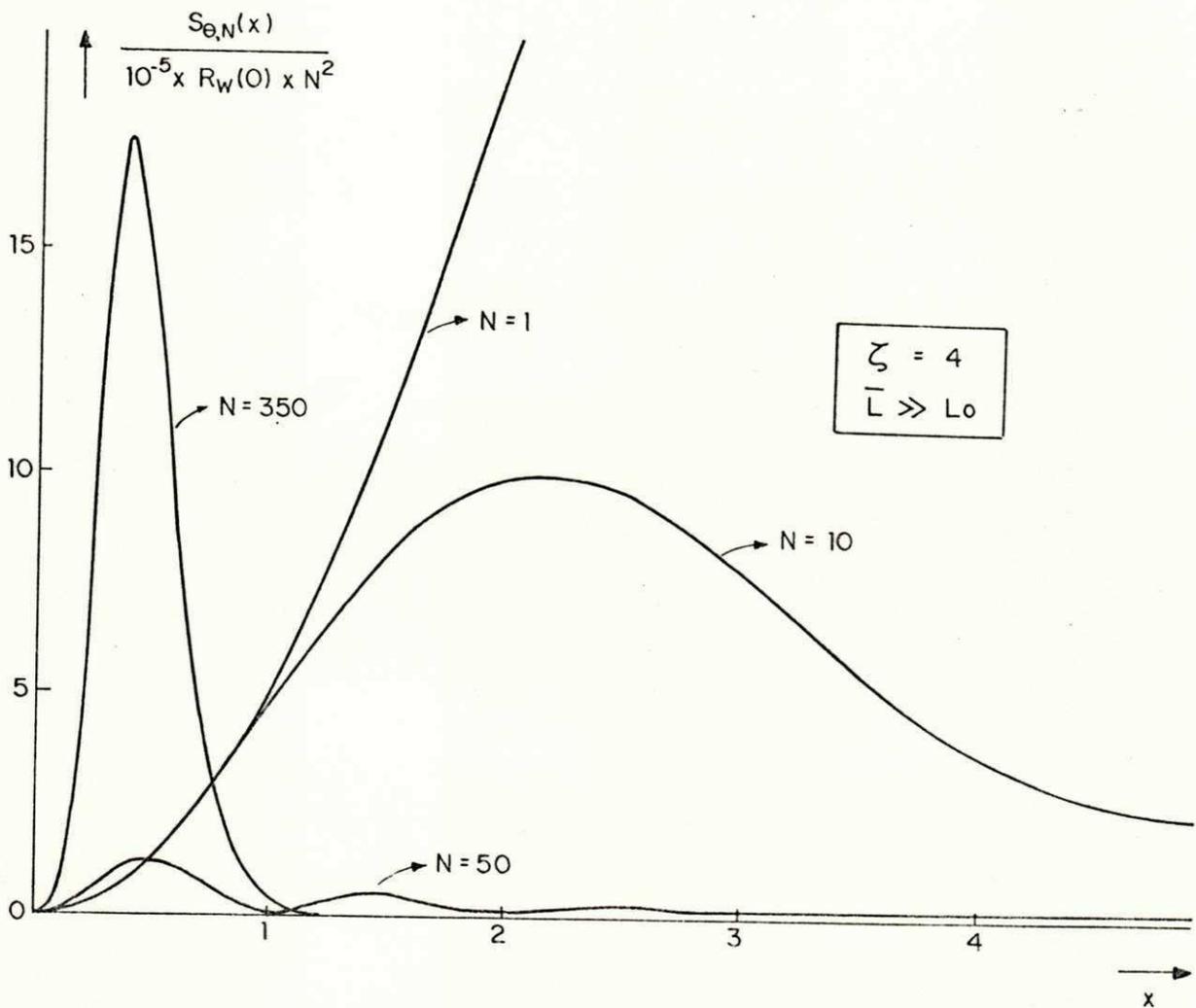


Fig. 3.5.a. - Espectro de Potência (normalizado) do Jitter Acumulado da IES, $\bar{L} \gg L_0$.

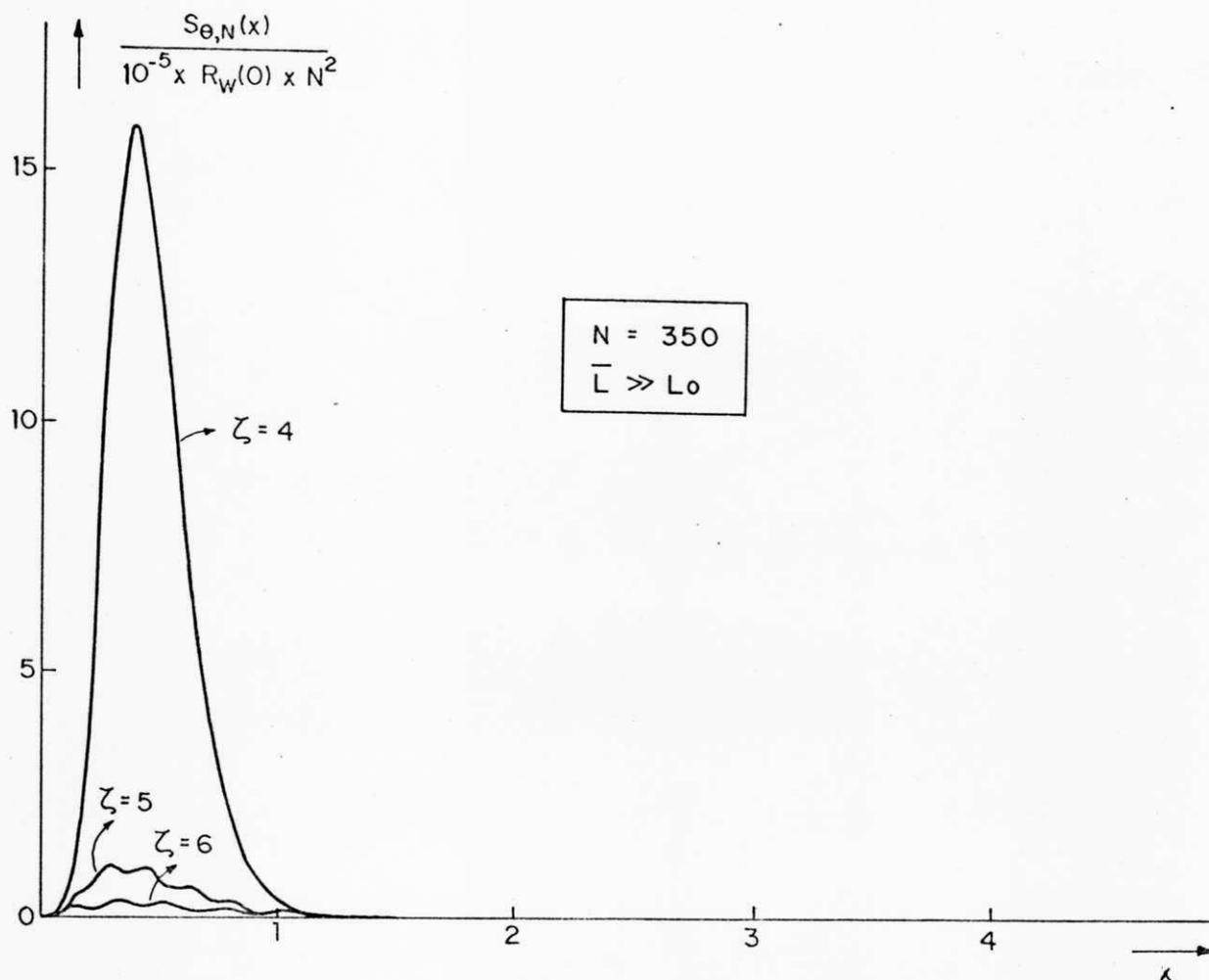


Fig. 3.5.b - Espectro de Potência (normalizado) do Jitter Acumulado da IES, $\bar{L} \gg L_0$.

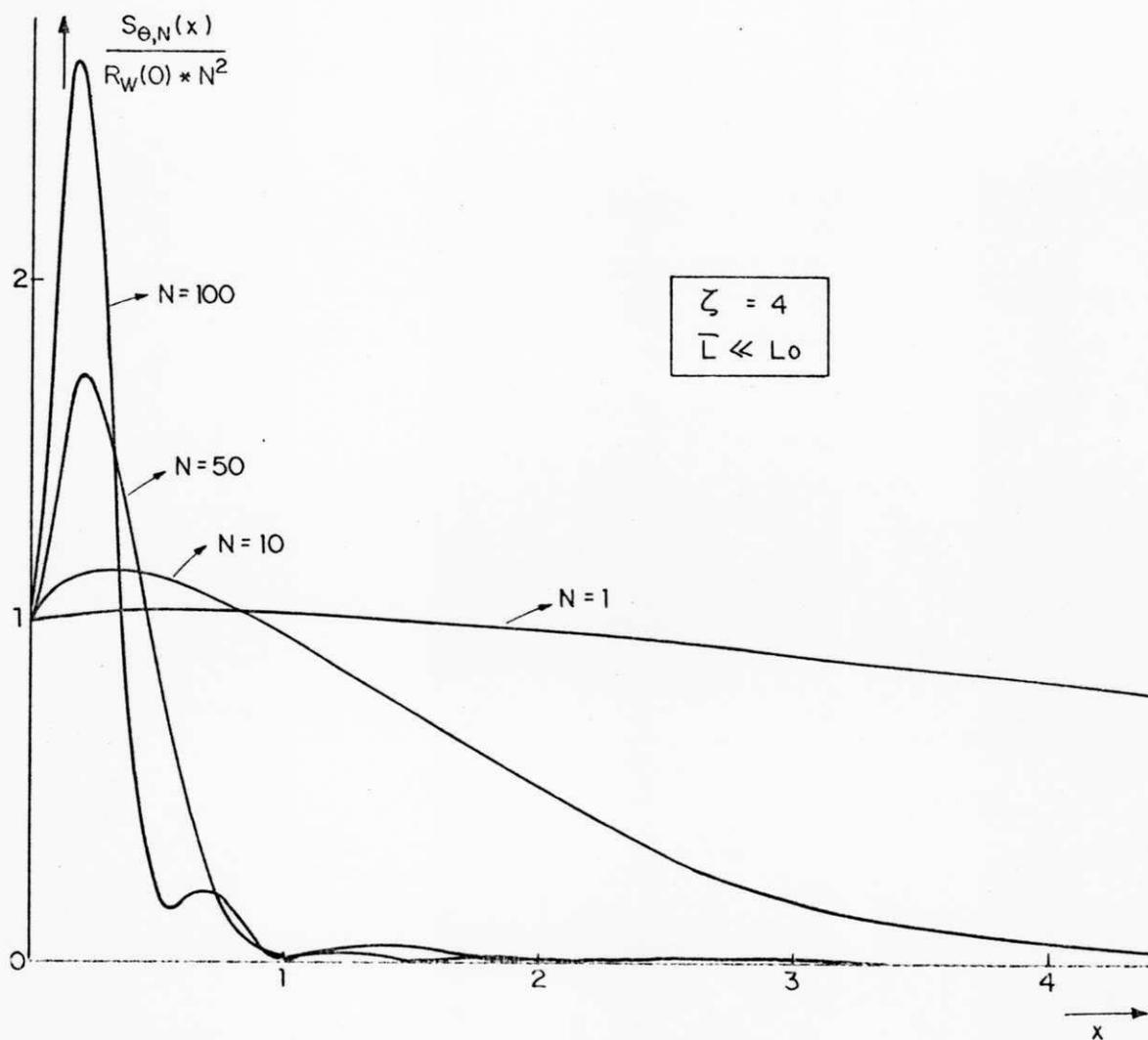


Fig. 3.5.c - Espectro de Potência (normalizado) do Jitter Acumulado da IES, $\bar{L} \ll L_0$.

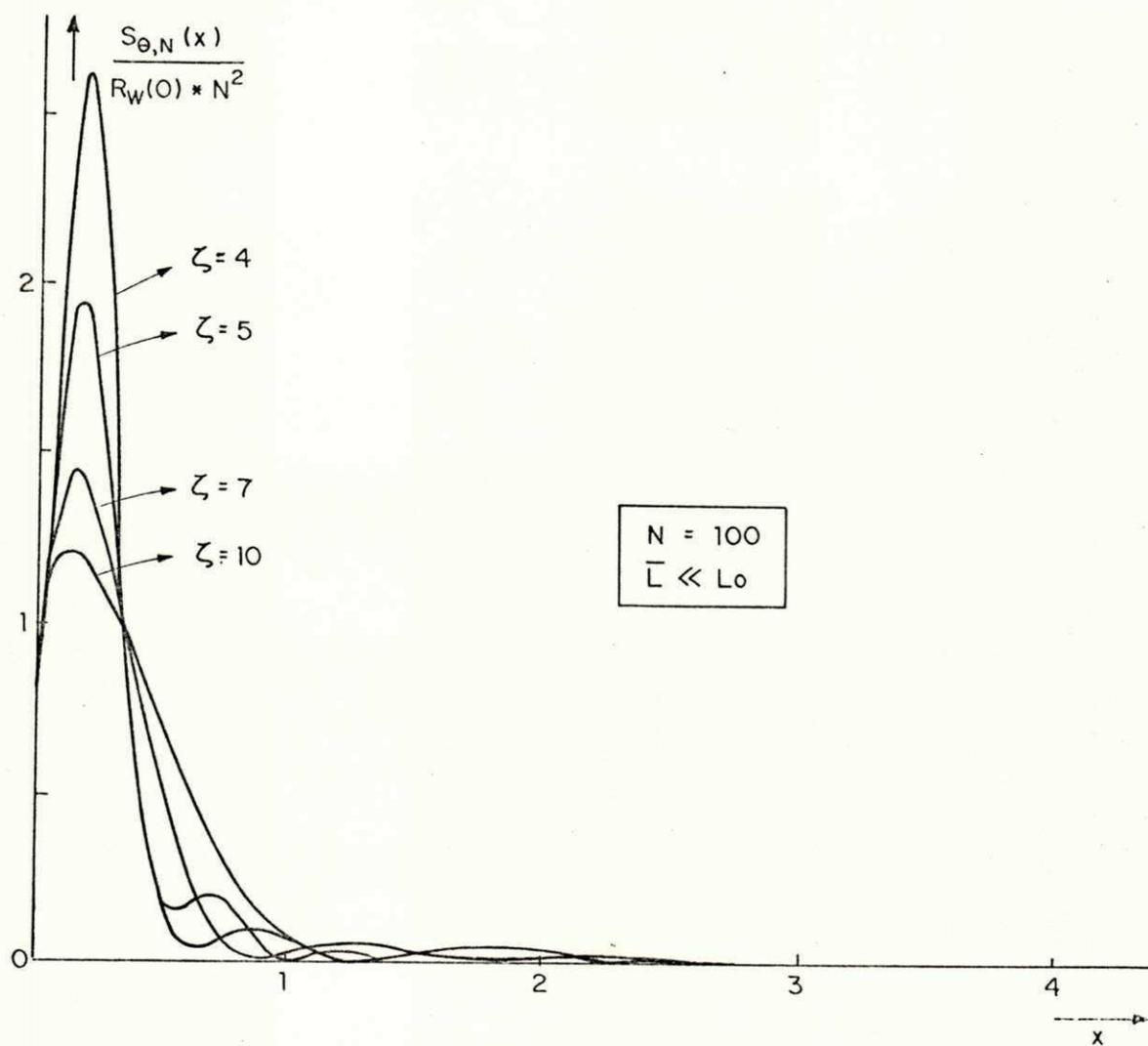


Fig. 3.5.d - Espectro de Potência (normalizado) do Jitter Acumulado da IES, $\bar{L} \ll L_0$.

O processo de formação do pico no espectro do jitter acumulado resulta da combinação dos efeitos de filtração e "amplificação" produzidos pelo sistema da fig. 3.4 sobre o jitter $\Gamma_1(\omega)$. À medida que cresce o número de nós repetidores, aumenta a variância do jitter acumulado como se este passasse por um processo de amplificação. Ao mesmo tempo, o jitter torna-se cada vez mais lento nas suas variações. A formação do pico no espectro está intimamente relacionada ao formato da função de transferência $H(j\omega)$ dos nós repetidores. Para sistemas de 2ª ordem em geral, a função de transferência apresenta um ganho de amplitude efetivo ($|H(j\omega)| > 1$) em parte de sua resposta em frequência. Esse ganho é tanto maior quanto menor for o valor do fator de amortecimento do sistema, como mostra a fig. 3.6. Com o encadeamento de vários nós repetidores, o ganho é multiplicado e torna-se mais acentuado resultando no pico espectral.

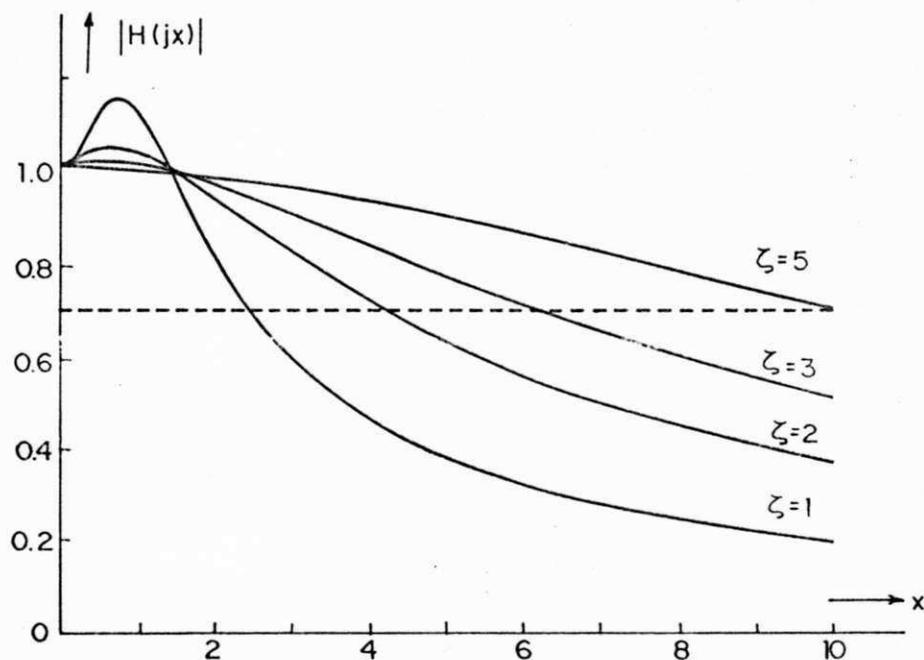


Fig. 3.6 - Resposta de Um Sistema de 2ª Ordem.

A fig. 3.7 mostra, em função do número de nós repetidores, o crescimento da variância do jitter acumulado, normalizada em relação à variância do jitter após o primeiro repetidor, usando como parâmetro o fator de amortecimento do PLL. A variância do jitter acumulado é dada por:

$$\sigma_{\theta,N}^2 = \frac{\omega_n}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\theta,N}(x) dx \quad 3.21$$

onde $S_{\theta,N}(x)$ é dado pela eq. 3.20.

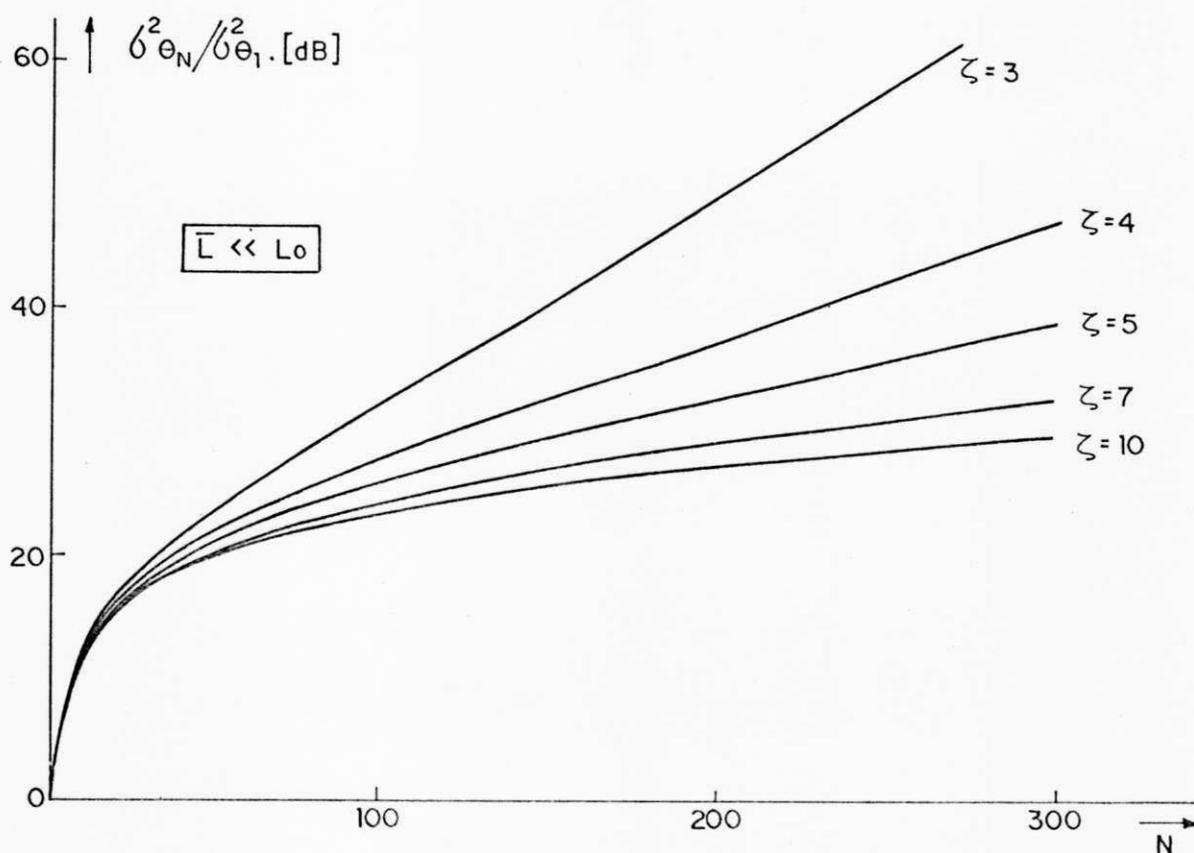


Fig.3.7.a- Variância do Jitter Acumulado da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \ll L_0$.

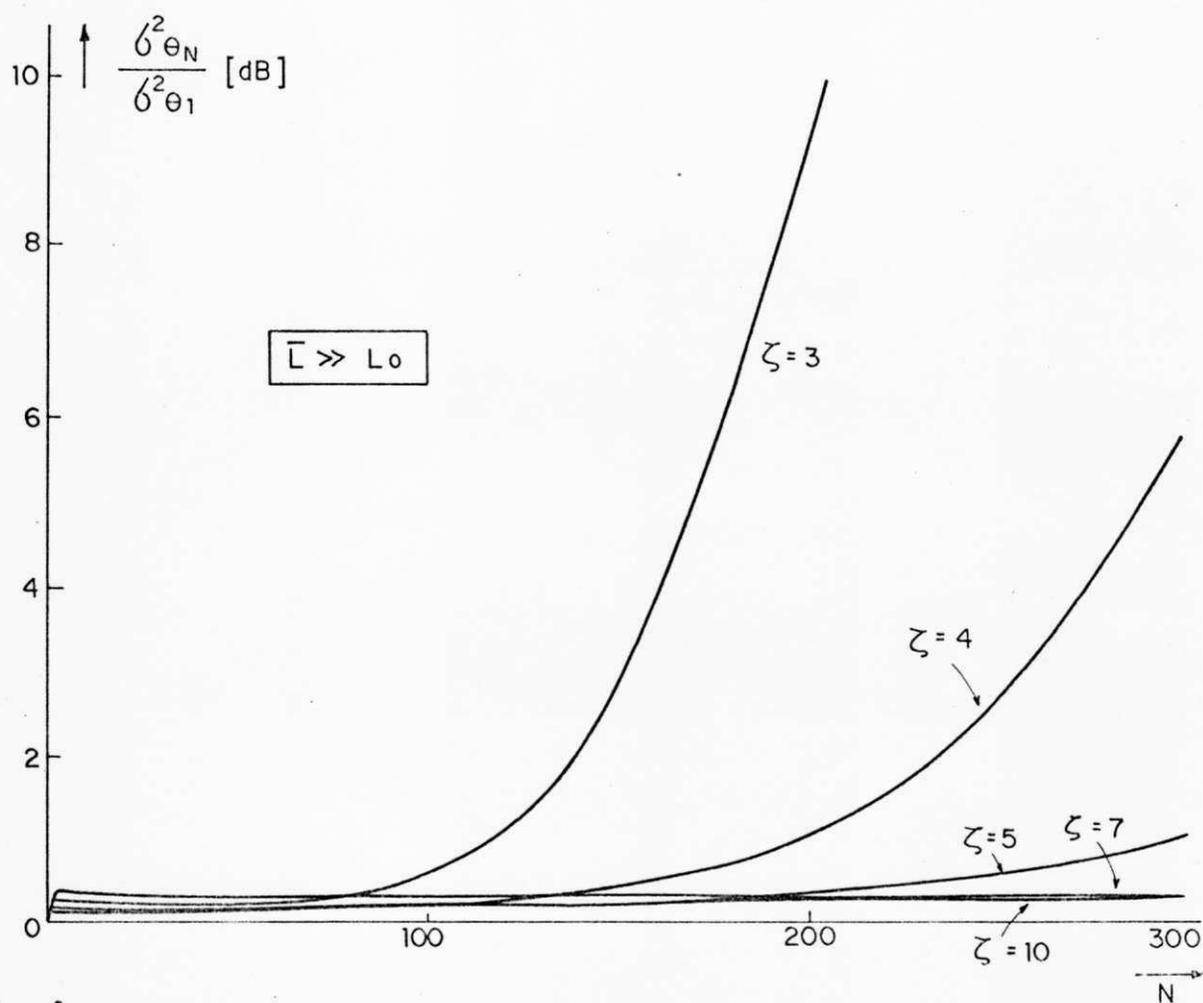


Fig. 3.7.b. - Variância do Jitter Acumulado da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \gg L_0$.

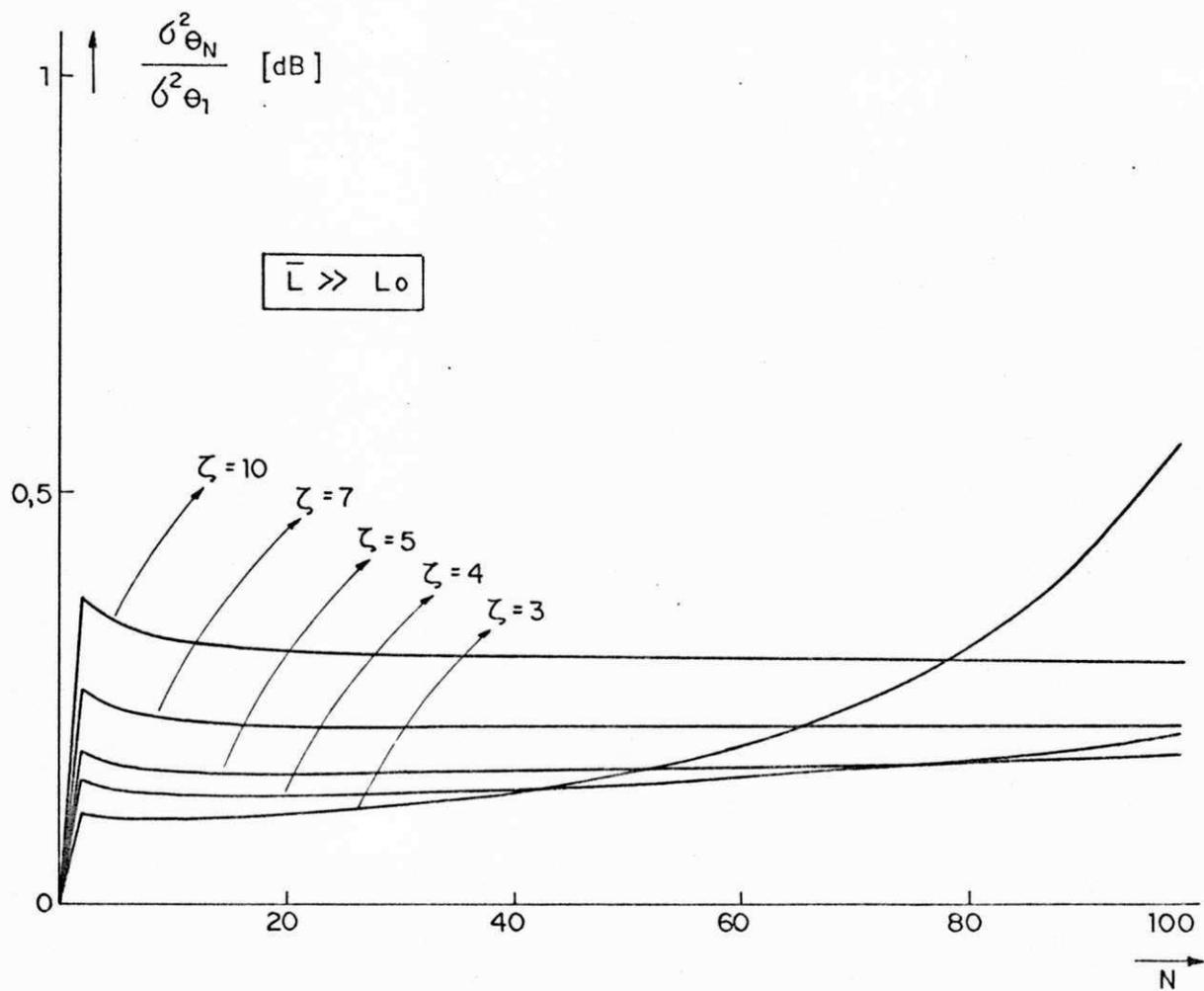


Fig. 3.7.c - Variância do Jitter Acumulado da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \gg L_0$.

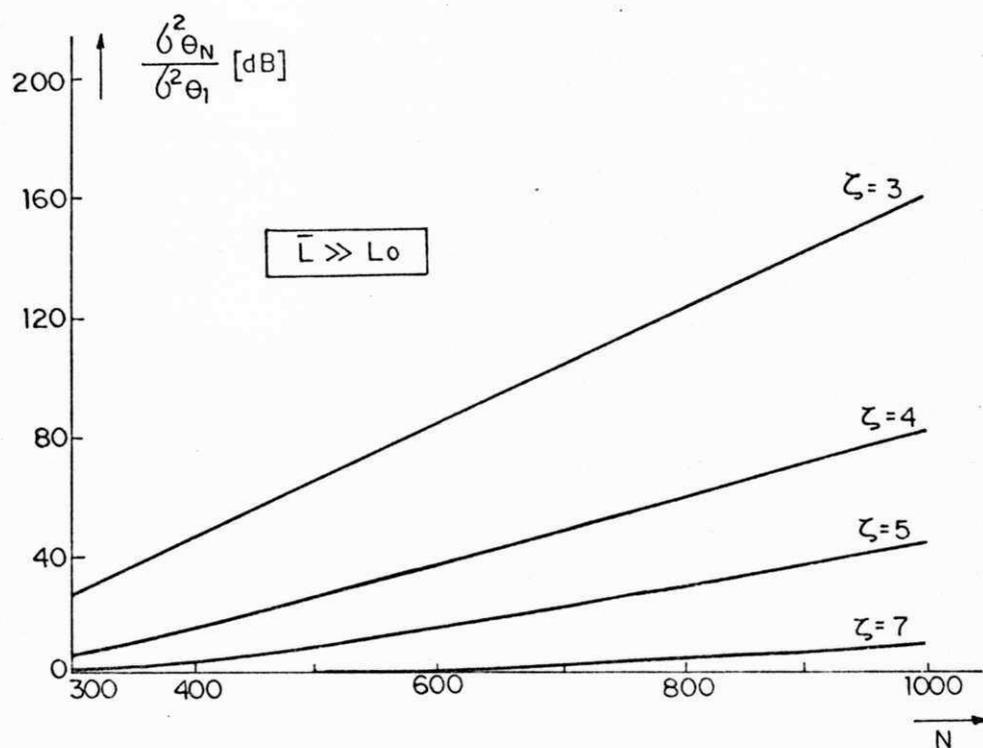


Fig. 3.7.d - Variância do Jitter Acumulado da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \gg L_0$.

Pelas curvas da fig. 3.7, verifica-se que o processo de acumulação depende da distribuição espectral do jitter introduzido em cada repetidor, $\Gamma_i(\omega)$, e do fator de amortecimento dos PLL's. (Indiretamente, a acumulação depende do comprimento médio dos enlaces óticos.). Nos sistemas em que $\Gamma_i(\omega)$ é plano, observa-se que, o aumento do fator de amortecimento reduz o nível da potência do jitter acumulado, independentemente do número de nós repetidores da cadeia. A redução do jitter acumulado pelo aumento de ζ é consequência direta da diminuição no "pico" da função de transferência dos PLL's. No entanto, para o caso de sistemas que $\Gamma_i(\omega)$ é quadrático, esta redução do jitter acumulado apresenta uma dependência em relação ao número de nós repetidores da cadeia. Apenas a partir de determinado número de nós repetidores ($N \sim 300$) é que os sistemas em que $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$ passam a se comportar como os sistemas em que $\Gamma_i(\omega)$ é plano.

Esse comportamento ligeiramente diferente no processo de acumulação do jitter nos sistemas em que o espectro do jitter local não é plano é determinado pela característica espectral do jitter $\Gamma_2(\omega)$ e pode ser explicado a partir da análise dos efeitos de filtragem e amplificação produzidos pela cadeia sobre o jitter. Para isto, no entanto, é preciso se dispor de uma indicação sobre o grau de formação do pico no espectro do jitter acumulado.

O grau da formação do pico espectral pode ser medido através do segundo momento espectral (normalizado) de

finido pelas seguintes equações [26]:

$$\delta_N = \left(\frac{M_N}{M_1} \right)^2 \quad 3.22a$$

onde (*):

$$M_N = \frac{\int_I \omega^2 S_{\theta, N}(\omega) d\omega}{\int_I S_{\theta, N}(\omega) d\omega} \quad 3.22b$$

$$M_1 = \frac{\int_I \omega^2 |H(j\omega)|^2 \Gamma_i(\omega) d\omega}{\int_I |H(j\omega)|^2 \Gamma_i(\omega) d\omega} \quad 3.22c$$

A fig.3.8 mostra o parâmetro δ_N para três fatores de amortecimento. Quando δ_N diminui ($\delta_N \rightarrow 0$), o efeito de pico torna-se mais acentuado. Observa-se, também, que para atingir determinado nível de formação de pico, os sistemas em que $\Gamma_i(\omega)$ não é plano, requerem um maior número de nós repetidores. Por exemplo, para $N=50$ e $\zeta=4$, enquanto o espectro do jitter nos sistemas em que $\Gamma_i(\omega)=\Gamma_2(\omega)$ apresenta a formação de um pico bem definido (fig.3.5b), o espectro do jitter acumulado para $\Gamma_i(\omega)=\Gamma_2(\omega)$ ainda se distribui de maneira um tanto uniforme ao longo de uma ampla largura de faixa (fig.3.5a).

(*) - Note que as integrais das eqs. 3.22a,b se estendem somente sobre um intervalo finito e divergem para $I \rightarrow \infty$.

Em termos do segundo momento espectral, isto corresponde a $\delta_N \approx 0,01$ (fig. 3.8), para $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$ e $\delta_N \approx 1,0$ para $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_1(\omega)$.

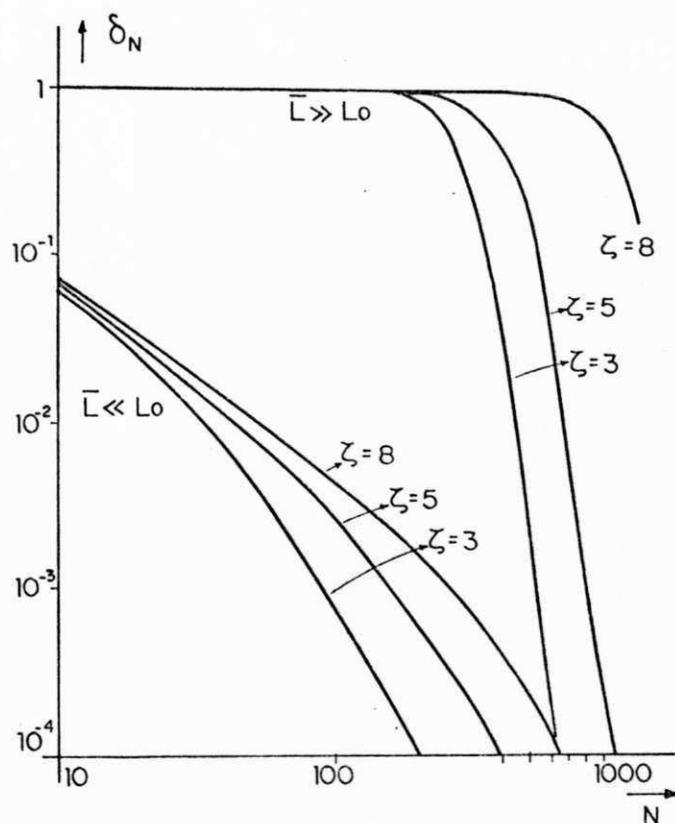


Fig. 3.8 - Segundo Momento Espectral do Jitter Acumulado.

Para valores de N abaixo de 300 nós repetidores, nos sistemas em que o jitter local não é plano, a formação do pico espectral, correspondendo a valores de $\delta_N < 0,01$, é dificultada pelo fato de $\Gamma_2(\omega)$ ser nulo na origem. O efeito de amplificação é parcialmente anulado pela característica quadrática do espectro e, até que se tenha um determinado número de repetidores (número este dependente do valor de ζ), o efeito dominante no sistema em cascata é o da filtragem. Assim, ao invés de um crescimen

to na potência do jitter, há uma redução do nível de jitter na cadeia provocada pela diminuição da largura de banda da cascata de repetidores: $\sigma_{\theta, N}^2 / \sigma_{\theta 1}^2 < 1\text{dB}$ (fig. 3.7.c). Como a função de transferência de sistemas de 2ª ordem é mais estreita para fatores de amortecimento menores (veja fig. 3.6), a potência do jitter acumulado nestes casos é menor do que nos sistemas onde ζ é maior, como se pode verificar na fig. 3.7c. Quando o número de nós repetidores é tal que o efeito de amplificação supera o de filtragem, há uma inversão na influência de ζ no comportamento da acumulação do jitter e começam a valer as considerações feitas para o caso dos sistemas em que $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_1(\omega)$: a elevação de ζ significa menor acumulação do jitter.

3.4 - O Jitter de Alinhamento

Em uma cadeia de repetidores é necessário analisar tanto o jitter acumulado quanto o jitter de alinhamento dado por:

$$\phi_K(t) = \theta_K(t) - \theta_{K-1}(t) \quad 3.23$$

O jitter de alinhamento indica o quanto o instante de amostragem (transição no sinal da saída do oscilador local) no k-ésimo repetidor está desalinhado em relação ao instante ideal de amostragem.

O jitter de alinhamento, em conjunto com o parâmetro δ_N , são os fatores mais importantes (veja cap. 4) na determinação de ocorrência de quebras de sincronismo na cadeia de PLL's. Para avaliar as estatísticas de quebras de sincronismo usa-se a variância do jitter de alinhamento:

$$\sigma_{\phi,N}^2 = \frac{\omega_n}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\phi,N}(x) dx \quad 3.24$$

onde $S_{\phi,N}(x)$ é a densidade espectral de potência do jitter de alinhamento. Substituindo a equação 3.14 na equação 3.23 mostra-se que:

$$S_{\phi,N}(x) = |H^N(x)|^2 \Gamma_i(x) \quad 3.25$$

As fig. 3.7a,b mostram que para cadeias muito longas o jitter total acumulado é muitas vezes superior ao jitter gerado em cada repetidor. Isto permite uma simplificação no cálculo da variância do jitter de alinhamento. A eq. 3.23 pode ser reescrita como:

$$\phi_N(s) = \left[\Gamma_i(s) + \Theta_{N-1}(s) \right] H(s) - \Theta_{N-1}(s) \quad 3.26a$$

$$= \Theta_{N-1}(s) \left[H(s) - 1 \right] - \Gamma_i(s) H(s) \quad 3.26b$$

O último termo da eq. 3.26 é a contribuição do jitter local e pode ser desprezada. Neste caso, a variância do jitter de alinhamento fica:

$$\sigma_{\phi, N}^2 = \frac{\omega_n}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\theta, N-1}(x) |1-H(x)|^2 dx \quad 3.27$$

onde

$S_{\theta, N-1}(x)$ é dado pela equação 3.17.

As fig. 3.9a,b mostram o crescimento, em função do número de repetidores, da variância do jitter de alinhamento, normalizada em relação à potência do jitter na saída do primeiro repetidor. O cálculo foi realizado utilizando-se a eq. 3.24. Como ocorre com o jitter acumulado, a elevação do fator de amortecimento reduz a potência do jitter de alinhamento.

Para pequenos valores de N, a variância do jitter de alinhamento diminui porque o efeito de filtragem supera o de amplificação. Para grandes valores de N, os efeitos são invertidos e o jitter de alinhamento torna-se progressivamente maior. Mais uma vez, no entanto, o comportamento do sistema de sincronização depende do espectro do jitter gerado em cada repetidor. Para $\Gamma_1(\omega) = \Gamma_2(\omega)$, é necessário um maior número de nós para ocorrer o crescimento na variância no jitter de alinhamento.

As fig.3.10a,b mostram o crescimento da variância do jitter de alinhamento utilizando-se a eq. 3.27. Os valores encontrados para $\sigma_{\phi, N}^2$ são maiores do que os fornecidos

pela eq. 3.24 e podem ser usados como uma cota superior, indicando a pior situação de funcionamento, na análise do sistema de sincronização da rede. Deve-se ressaltar, todavia, que a diferença entre o valor real e o aproximado da variância do jitter diminui com o número de nós repetidores, e para cadeias longas varia entre 1 e 3 dB, a depender do valor do fator de amortecimento. Além disso, para $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_1(\omega)$, é necessário um número maior de nós repetidores para que a aproximação pela eq. 3.27 forneça resultados com a mesma divergência encontrada no caso em que $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$.

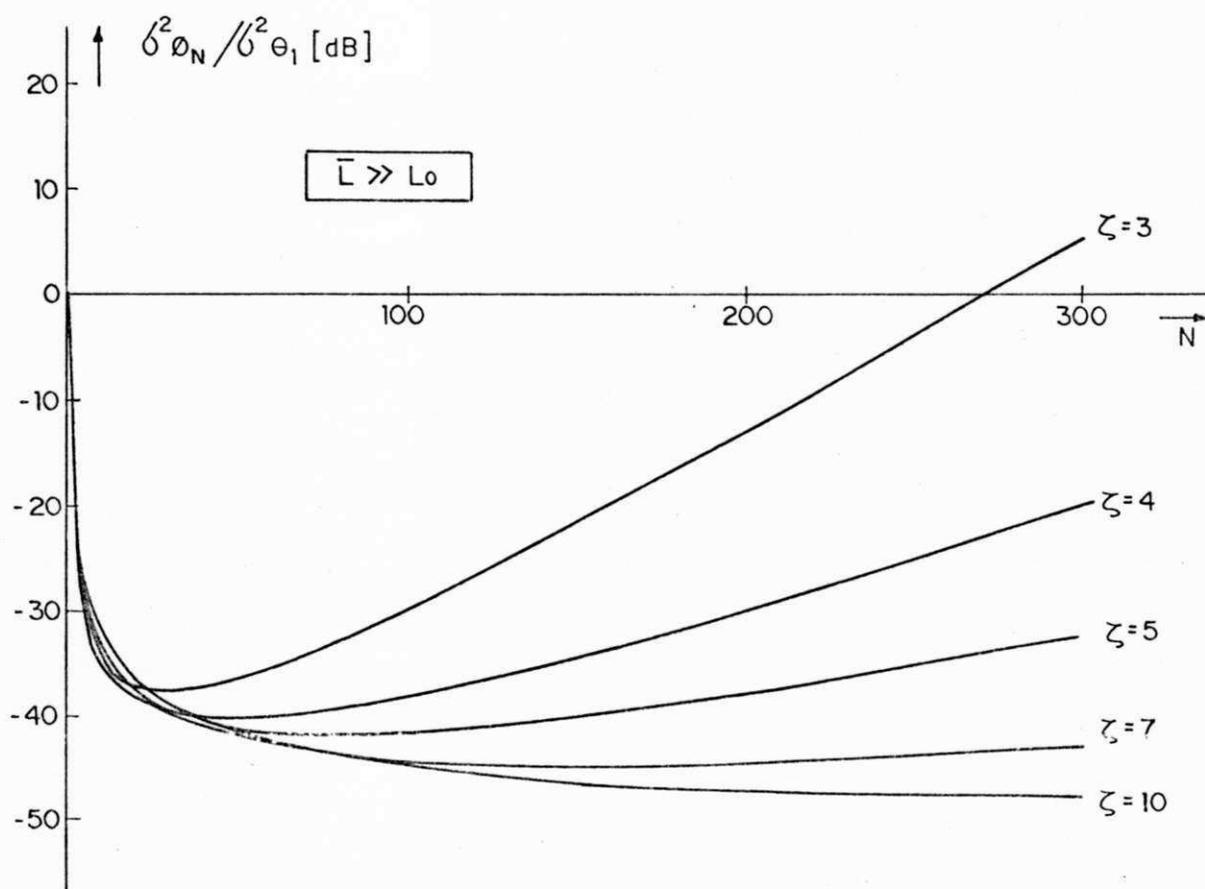


Fig.3.9.a- Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor $\bar{L} \gg L_0$.

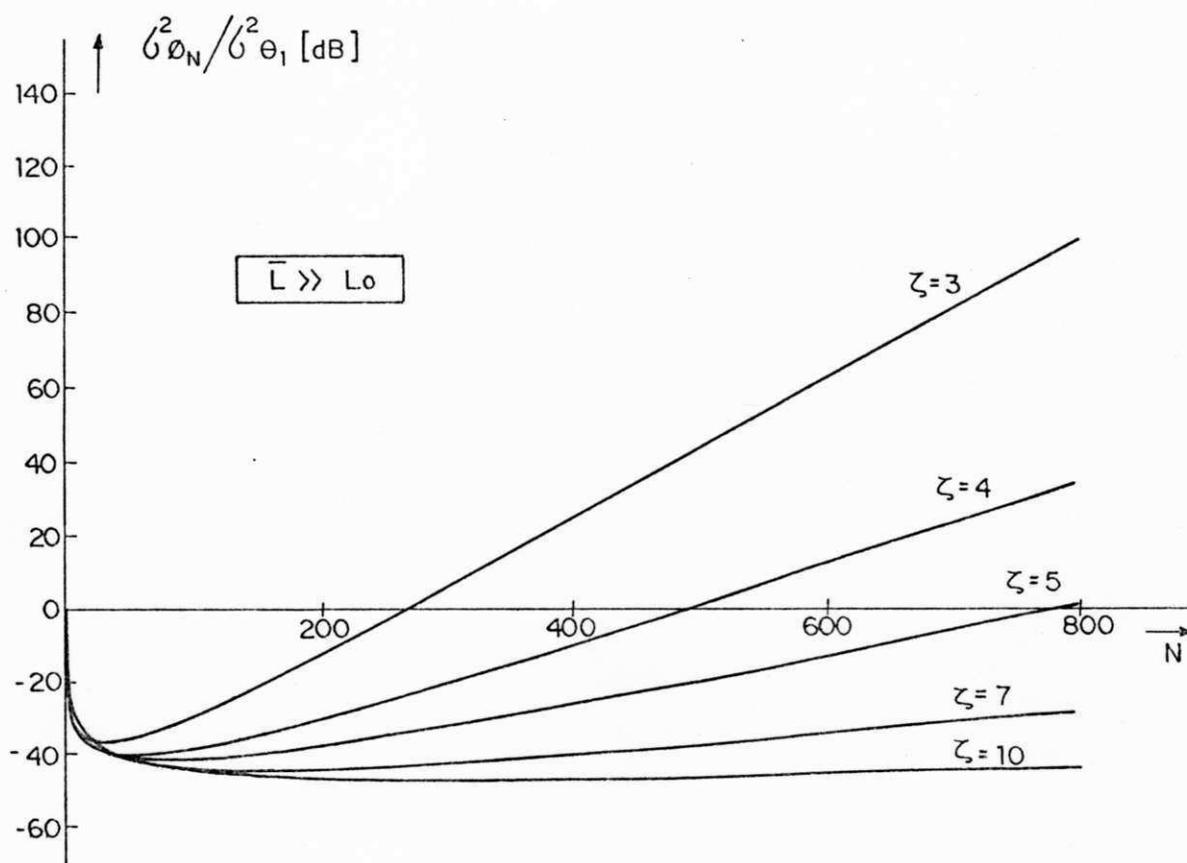


Fig. 3.9.a - Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \gg L_0$.

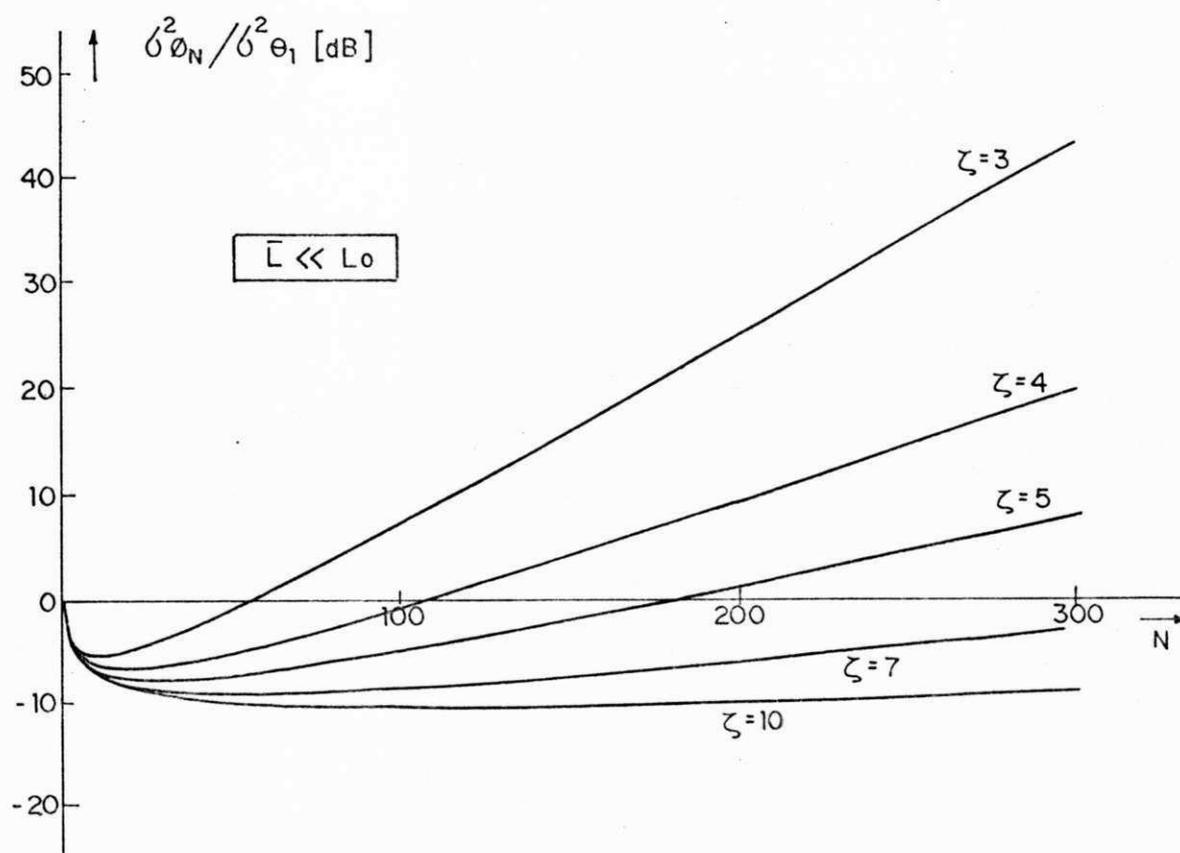


Fig. 3.9.b - Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \ll L_0$.

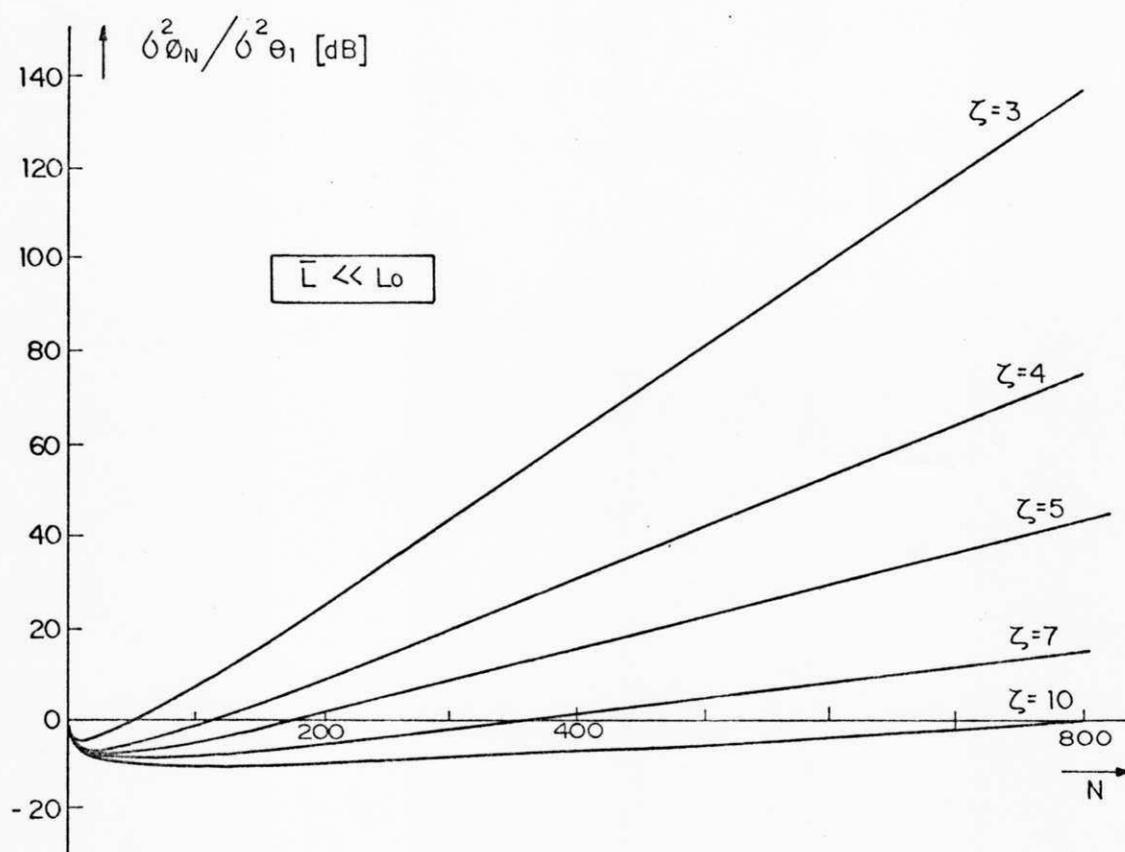


Fig. 3.9.b - Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \ll L_0$.

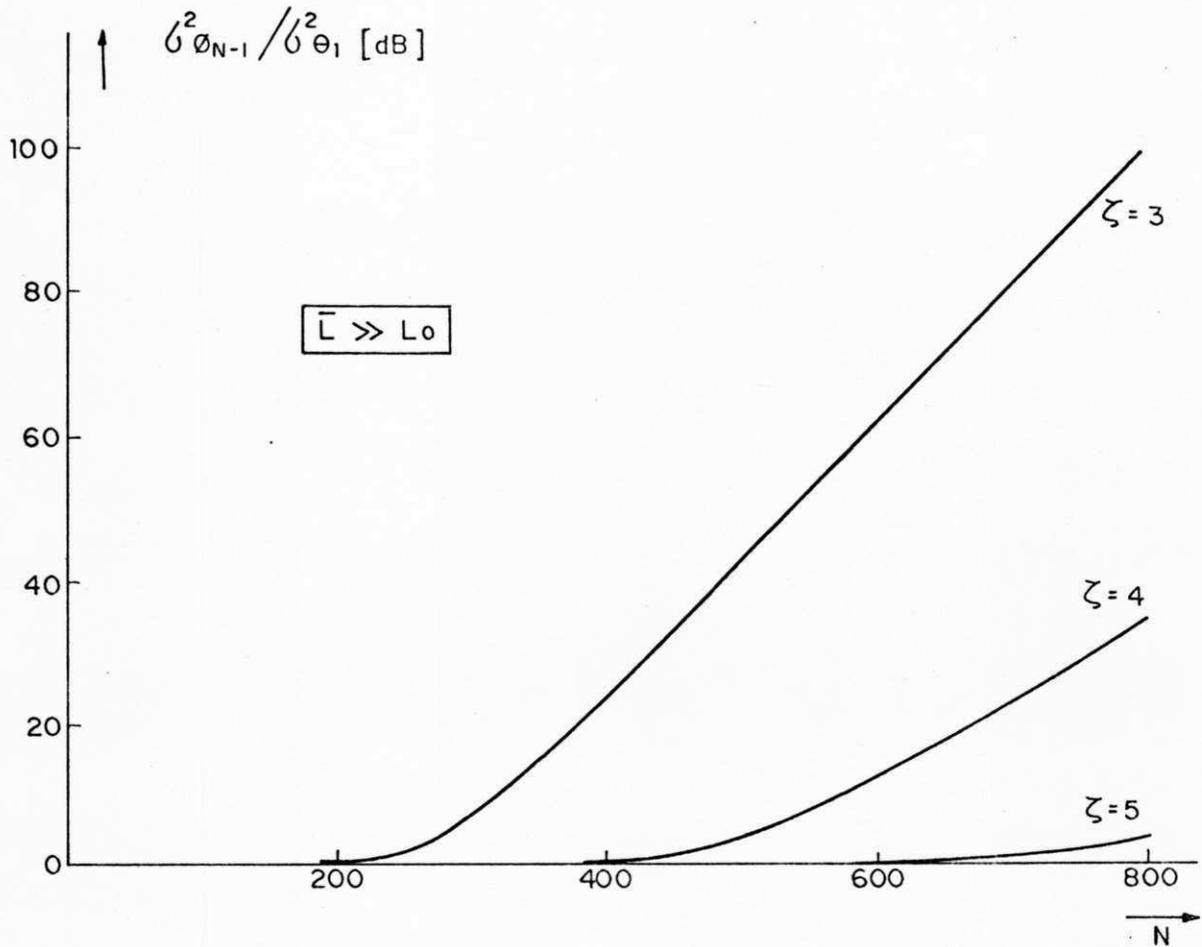


Fig. 3.10.a - Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \gg L_0$. (Sem considerar o último enlace de transmissão.)

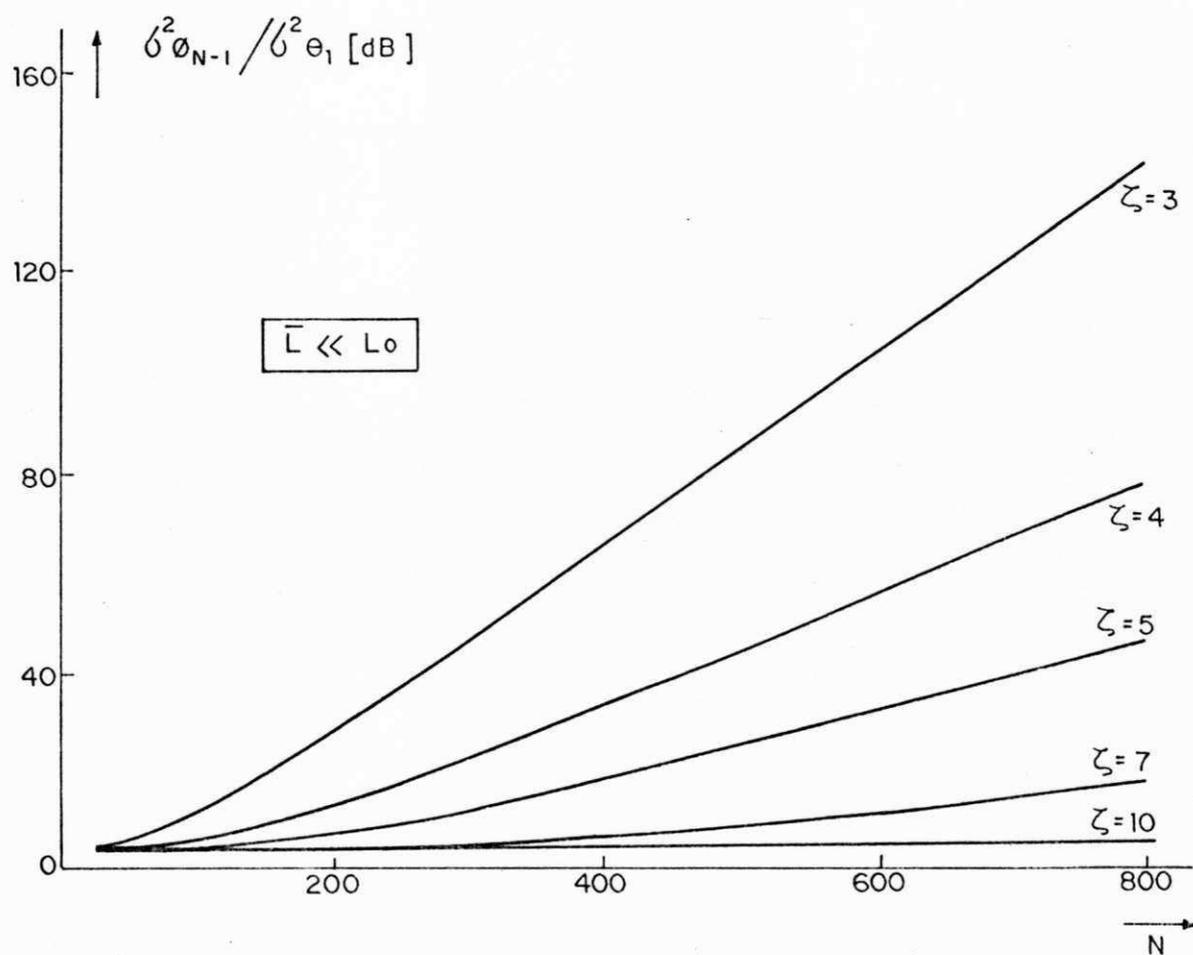


Fig. 3.10.b - Variância do Jitter de Alinhamento da IES, Normalizada em Relação a Variância do Jitter Após o Primeiro Repetidor, $\bar{L} \ll L_0$. (Sem considerar o último enlace de transmissão.)

3.5 - Comprimento do Tampão de Sincronização

A fig. 1.4 mostra que existem dois relógios no nó repetidor mestre. Os dois relógios são sincronizados através de um tampão ("buffer"). Após a detecção e regeneração, os bits recebidos são armazenados sequencialmente no tampão, sob o comando do relógio recuperado, como mostra a fig. 3.11a. No outro extremo, sob a cadência da base de tempo mestra, os bits são retransmitidos para o próximo nó repetidor. Entre a primeira e última célula do tampão, os bits levam um certo tempo para se deslocar. Este tempo é determinado pelas características de propagação do tampão. Além disso, as células E e L, de escrita e leitura respectivamente, gastam um certo tempo para executarem suas próprias funções.

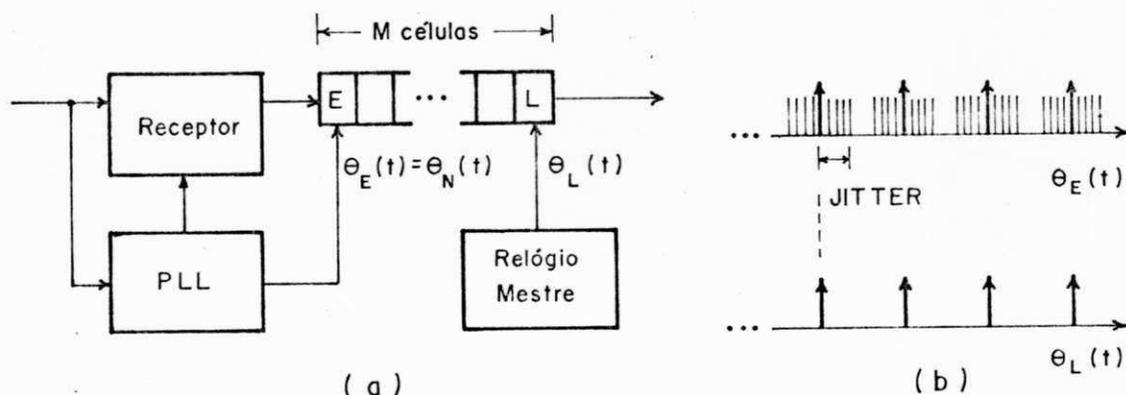


Fig. 3.11 - Tampão de Sincronização.

A fig. 3.11b mostra, a seqüência de instantes em que os relógios comandam as operações de leitura e escrita. A base de tempo mestre é normalmente fornecida por um relógio de alta estabilidade, como um relógio a quartzo, e não apresenta flutuações de fase. O relógio de escrita é fornecido pelo PLL, cuja fase é contaminada pelo jitter da ca

deia. Para prevenir contra erros de leitura e escrita, o número M de células do tampão de sincronização do anel deve ser no mínimo, maior do que a máxima diferença entre as fases dos dois relógios. Admitindo-se então, que os relógios estão inicialmente defasados de $M/2$ células, quando ambos estão livres de jitter, a condição de sincronização pode ser expressa por:

$$M/2 - \epsilon \geq |\theta_E(t) - \theta_L(t)|_{\text{pico}} \quad 3.28$$

onde, ϵ é uma margem de segurança incluída para levar em conta as características de propagação do tampão e seus tempos de leitura/escrita. Como o relógio de leitura não apresenta flutuações, a eq.3.28 passa a ser:

$$M/2 - \epsilon \geq |\theta_E(t)|_{\text{pico}} = |\theta_N(t)|_{\text{pico}} \quad 3.29$$

e $\theta_N(t)$ é a fase de saída do último nó repetidor. Para obter o valor de M , pode-se usar o modelo de Bates [27] descrito em seguida.

A fase $\theta_N(t)$ na saída do último PLL de uma cadeia de repetidores pode ser considerada numa boa aproximação como uma variável aleatória gaussiana [24,27,28]. Isto permite a utilização de resultados clássicos da teoria de processos estocásticos no cálculo do comprimento do tampão. Neste caso, a determinação do valor apropriado de M , torna-se um

problema de avaliação do número médio de vezes em que um processo estocástico cruza um determinado nível durante um determinado intervalo de tempo ("zero-crossing problem").

A fig. 3.12 mostra uma representação genérica do processo $\{\theta_N(t)\}$. Durante o intervalo $(0, T)$, o nível Y é superado um determinado número de vezes (instantes t_1, t_3). Seja n o número de vezes em que o nível Y é excedido:

$$n = \left\{ \begin{array}{l} \text{número total de} \\ \text{cruzamentos pelo} \\ \text{nível } Y \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{l} \text{número de vezes em} \\ \text{que o processo cai} \\ \text{abaixo do nível } Y \end{array} \right\} \quad 3.30$$

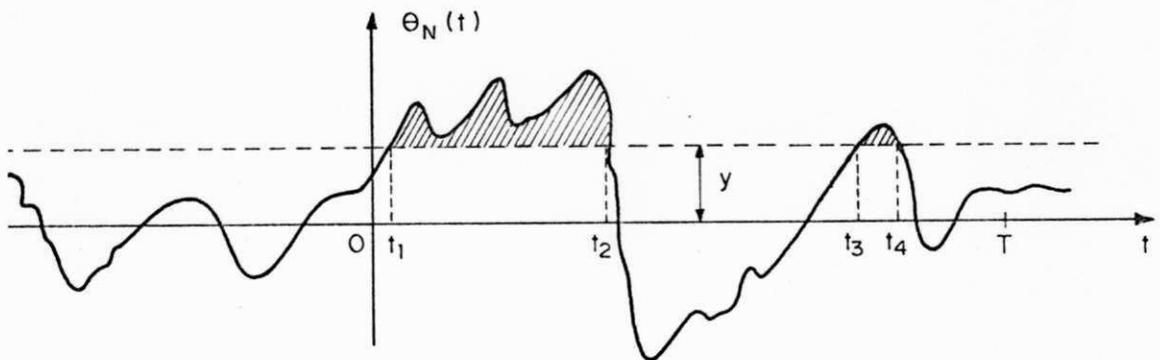


Fig. 3.12 - Representação Genérica do Processo $\{\theta_N(t)\}$.

Uma reflexão atenta sobre a ocorrência dos cruzamentos conduz às seguintes conclusões: (a) a probabilidade de que n assumira um determinado valor depende somente do comprimento do intervalo $(0, T)$; (b) se intervalos (a_i, b_i) são independentes, então as variáveis $n(a_i, b_i)$ são independentes, e (c) a probabilidade de $n = \infty$ num intervalo qualquer é nula.

Essas três condições caracterizam um processo de Poisson [29], e, neste caso, a probabilidade $p(n)$ de que $O_N(t)$ ultrapassa n vezes o nível Y durante o período $(0, T)$ é dada por:

$$p(n) = e^{-\bar{N}(y)} [\bar{N}(y)]^n, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad 3.31$$

onde [30]:

$$\bar{N}(y) = N_0 e^{-1/2(y/\alpha)^2} \quad 3.32$$

$$\alpha^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\Theta, N}(\omega) d\omega \quad 3.33$$

$$N_0^2 = \frac{1}{\pi^2 \alpha^2} \int_0^\infty \omega^2 S_{\Theta, N}(\omega) d\omega \quad 3.34$$

A condição para que o jitter de alinhamento não exceda o nível Y mais de m vezes durante um período de operação T , com probabilidade q , pode ser expressa por:

$$\sum_{n=0}^m \frac{e^{-\bar{N}(y)} [\bar{N}(y)]^n}{n!} \geq 1 - q \quad 3.35$$

Seja L_T , o valor de y que satisfaz a igualdade da expressão 3.35. Então:

$$M \geq 2(L_T + \epsilon) \quad 3.36$$

A fig. 3.13 mostra o comprimento do tampão de

sincronização em função do número de repetidores para uma rede cujo enlace ótico médio é bem menor do que o comprimento de equilíbrio ($\bar{L} \ll L_0$). O comprimento do tampão é calculado pelo modelo de Bates acima discutido para um tempo de operação de 24 horas. Admite-se que a probabilidade de ocorrer um erro de leitura ou escrita é de 10^{-11} , que $\tau=0,2$, e adota-se uma margem de segurança ϵ de duas células. Observa-se que o comprimento do tampão permanece constante até um determinado valor de N (número de nós repetidores), a partir do qual ele cresce rapidamente. Antes do ponto de inflexão ser atingido, o comprimento requerido para o tampão é equivalente à margem de segurança. Isto significa que, para redes onde N é menor do que o valor de inflexão, não há necessidade de um tampão para acomodar o jitter, mas apenas para casar as duas bases de tempo. A fig. 3.14 mostra o mesmo cálculo feito para dois intervalos de operação distintos. Observa-se que não há muita diferença para o valor do comprimento do tampão.

A fig. 3.15 mostra o valor do comprimento do tampão para redes onde $\bar{L} \gg L_0$ e $\sigma = 0,2$. Nota-se que o comprimento do tampão corresponde à margem de segurança, mesmo para sistemas com 400 nós repetidores, independentemente do valor do fator de amortecimento.

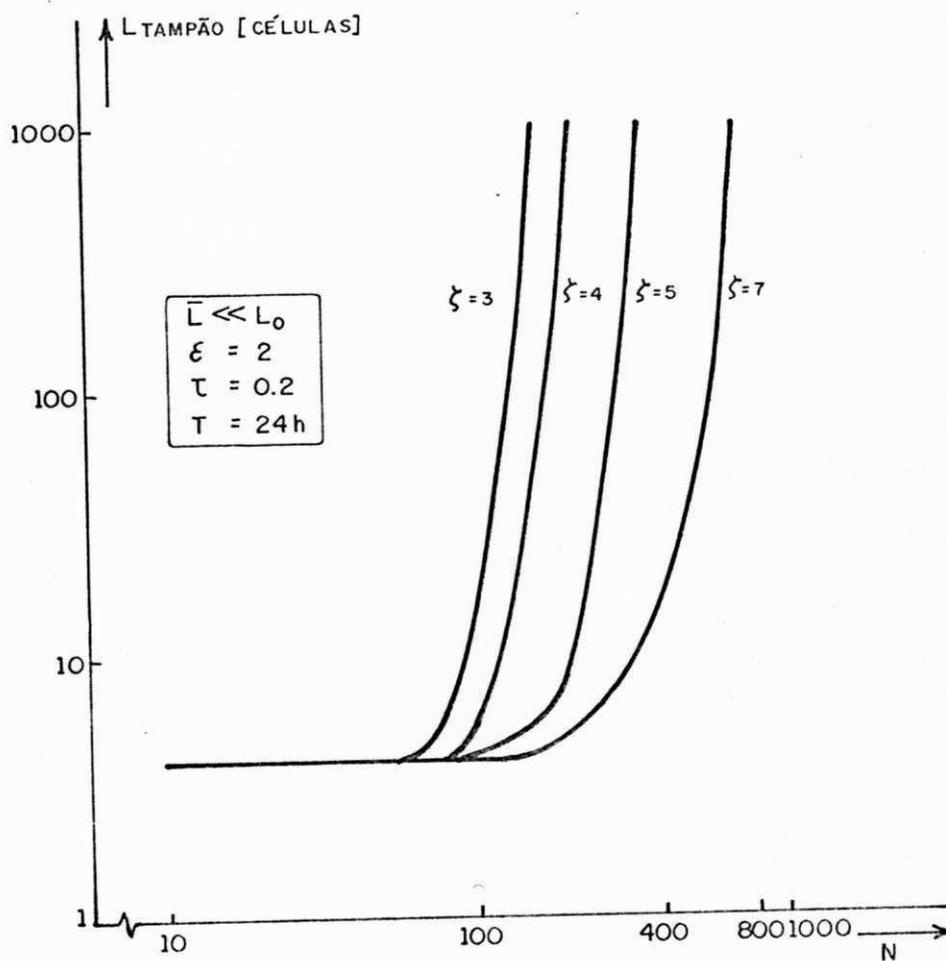


Fig. 3.13 - Comprimento do Tampão do Nó Repetidor Mestre em Função do Número de Repetidores, $\bar{L} \ll L_0$.

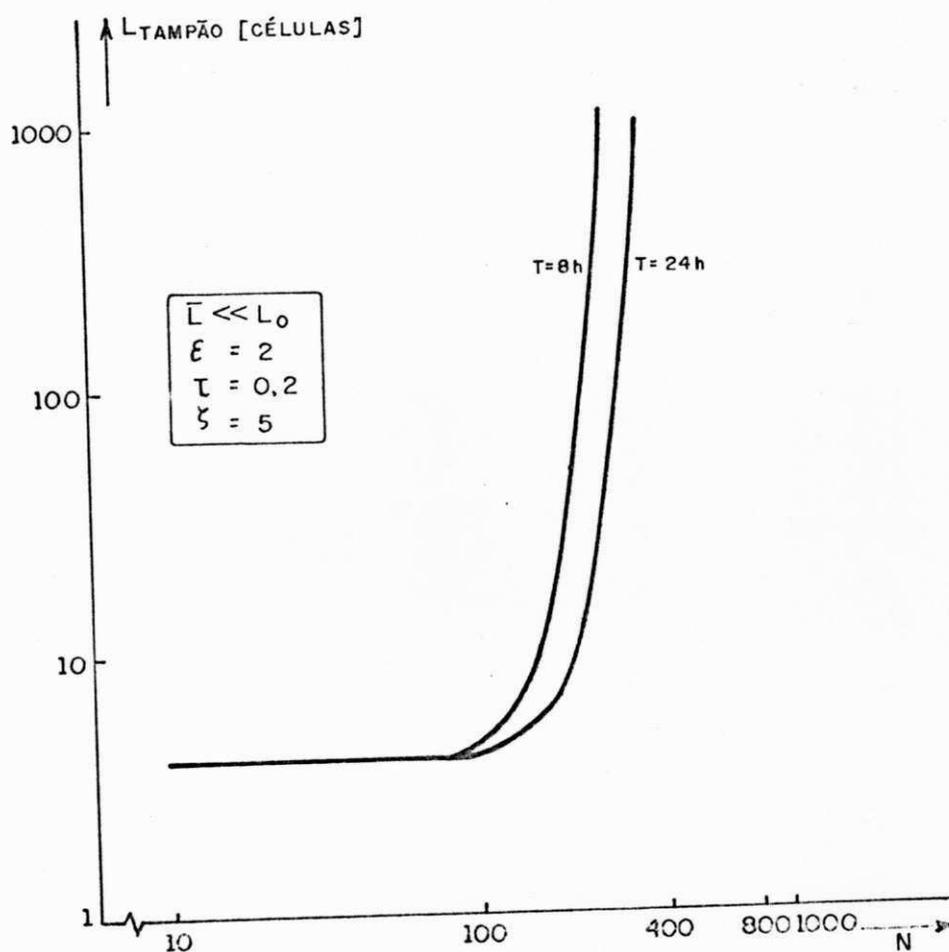


Fig. 3.14 - Comprimento do Tampão do Nó Repetidor Mestre em Função do Número de Repetidores, $\bar{L} \ll L_0$.

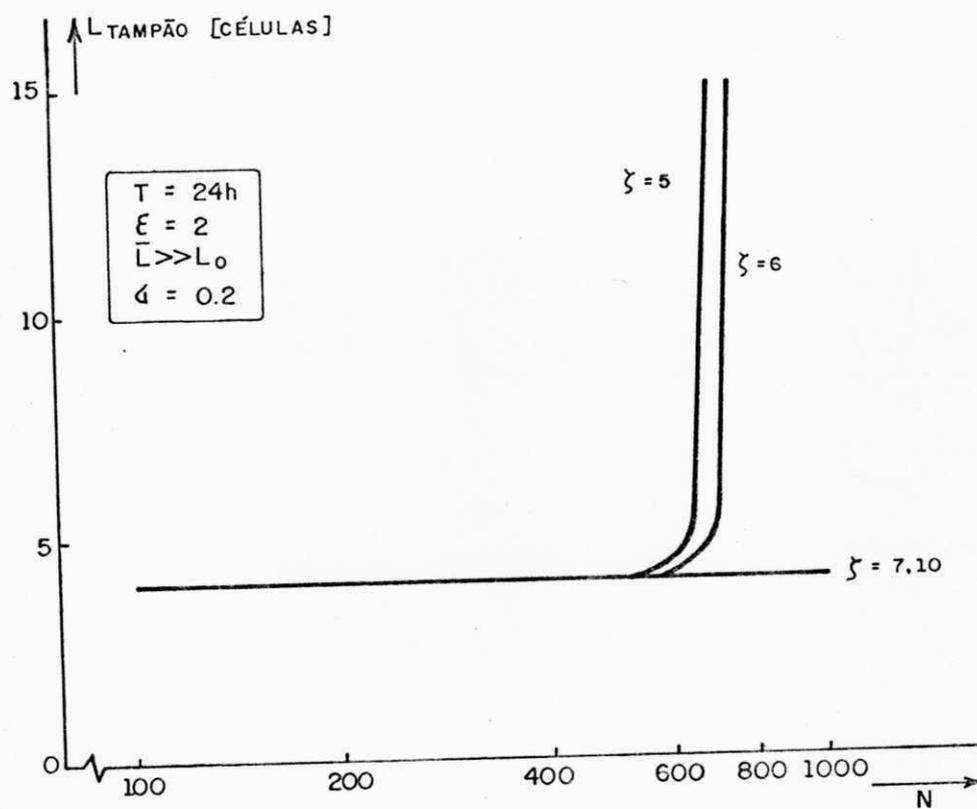


Fig. 3.15 - Comprimento do Tampão do Nó Repetidor Mestre em Função do Número de Repetidores, $\bar{L} \gg L_0$.

CAPÍTULO 4

CÁLCULO DAS FALHAS DE SINCRONIZAÇÃO

Um PLL que recebe um sinal contaminado pelo ruído aditivo do canal de transmissão pode ser modelado pelo sistema não-linear da fig. 4.1, em que $n'(t)$ é um ruído cujas características dependem da não-linearidade $g(\phi)$ e da modulação particular utilizada. A presença do ruído leva a fase do VCO a variar aleatoriamente. Se a variância do erro de fase ($\phi = \theta_i - \theta_0$) cresce muito, ou seja, se diminuir a relação sinal-ruído (RSR), podem ocorrer duas situações [31]:

- o PLL salta um ou mais ciclos em relação à fase do sinal recebido, mantém a mesma frequência, e recupera em seguida o sincronismo da fase ("cycle-slips");
- o PLL perde o sincronismo de frequência e fase e é preciso reiniciar o processo de aquisição para atingir outra vez a sincronização ("drop-lock").

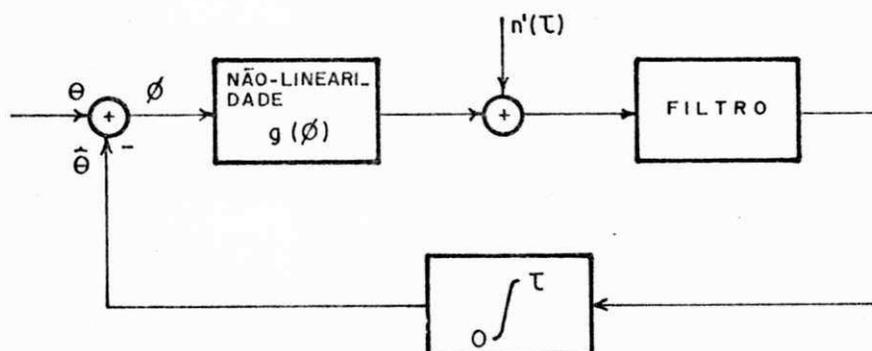


Fig. 4.1 - Modelo Geral de um PLL.

A princípio, esses dois fenômenos podem ser vistos como se entre eles não houvesse uma diferença fundamental, e um pode ser considerado como sendo uma extensão do outro [32]. A perda total do sincronismo tende a ocorrer quando as condições de operação, principalmente a RSR, ultrapassam um determinado ponto, a partir do qual o PLL não consegue mais recuperar a sincronização quando começa a perder ciclos.

No entanto, o limite nas condições de operação que separa a ocorrência desses dois fenômenos não é passível de uma determinação analítica e não existe, por enquanto, um modelo que forneça subsídios para sua determinação. O conhe

cimento técnico atual associado ao fenômeno "drop-lock" bascia-se, essencialmente, em resultados experimentais, os quais, por sua vez, não permitem o estabelecimento de princípios gerais por sofrerem de limitação de se restringirem às características da aplicação e do tipo de PLL analisados. Como regra geral, apenas se pode afirmar que para as mesmas condições de operação (mesma RSR, mesmo tipo de PLL, etc.) , a perda total do sincronismo é fortemente influenciada pelas características (imperfeições) dos circuitos do PLL, e pelo valor da diferença de frequência entre o sinal recebido e o VCO ("off-set") [25]. Melhorias nos circuitos do PLL e a diminuição no erro de frequência podem estender o limiar de ruído suportável pelo PLL sem que este perca o sincronismo.

Por outro lado, a ocorrência de perdas de ciclos pode ser tratada analiticamente de forma satisfatória admitindo-se que o PLL opera acima do limiar que indica a quebra completa do sincronismo após a perda de ciclos. A perda de ciclos nos PLL's corresponde ao sistema síncrono, saltar de um ponto de equilíbrio para outro [31]. As perdas de ciclos podem ocorrer em surtos, quando o PLL salta vários ciclos, ou isoladamente.

É possível avaliar a frequência dessas perdas através de um método que, a princípio, pode ser aplicado a sistemas de qualquer ordem. O procedimento seguido consiste em: primeiro, determinar a função densidade de probabilidade

(f.d.p) do erro de fase $\phi(t)$, resolvendo-se a equação de Fokker-Planck [31] associada ao tipo de PLL; segundo, calcular a variância da fase do erro e, em seguida, investigar os parâmetros relativos às perdas de ciclos que interessam: tempo médio para primeira perda de ciclo, número médio de ciclos perdidos por unidade de tempo, probabilidade de perdas de ciclos em função do tempo, etc.

O método baseado na equação de Fokker-Planck leva a resultados analíticos exatos apenas para PLL's de primeira ordem. Para sistemas de segunda ordem só em alguns casos se consegue soluções analíticas a depender do tipo de filtro do PLL, da relação sinal/ruído e da existência ou não de uma diferença entre as frequências do sinal recebido e o sinal de VCO. Apesar de não haver meios de se obter expressões exatas para a fdp em todos os casos, as aproximações conhecidas possibilitam a realização de projetos de PLL's os quais atingem os requisitos desejados para a grande maioria das aplicações. Resultados experimentais e de simulações, em função dos parâmetros do PLL, confirmam a validade das equações aproximadas e fornecem subsídios para o projeto [25].

Para um PLL de 2ª ordem são válidas as seguintes considerações [32]:

- se $\zeta < 0,9$ as perdas de ciclos ocorrem em surtos;
- a existência de uma diferença de frequência entre o VCO e o sinal recebido aumenta a taxa de

perdas de ciclos.

4.1 - Perdas de Ciclos Numa Cadeia de PLL's

Na secção anterior apresentou-se o problema de ocorrência de perdas de ciclos num PLL quando este recebe um sinal contaminado por ruído. Essas perdas de ciclos, apesar de demandarem uma explicação física complexa, podem ser vistas como resultado do aumento no erro de fase ($\phi(t)$) provocado pelo ruído, até o ponto em que o erro atinge um valor que corresponde a um novo ponto de equilíbrio do sistema síncrono ($\phi = \pm 2n\pi$).

Em uma cadeia de PLL's, levando-se em conta o jitter da IES, o erro de fase pode ultrapassar o limite de sincronismo de fase tanto pelo efeito do jitter gerado localmente, $\Gamma_i(\omega)$, quanto pelo efeito do jitter acumulado. Entretanto, a potência do jitter introduzida em cada repetidor é normalmente muito baixa mesmo para sistemas com fibras de elevada dispersão ($\sigma, \tau > 0,2$), como mostram as tabelas 2.1 e 2.2. Essa potência do jitter é tão reduzida que não provoca perdas de ciclos pelo PLL. Assim, as falhas de sincronismo apenas começam a ocorrer quando uma quantidade significativa de jitter tem se acumulado. Logo, para um número de nós repetidores tal que a potência do jitter de alinhamento, $\sigma_{\phi, N}^2$, é muito maior do que a potência de jitter na saída do primeiro repetidor, $\sigma_{\phi, 1}^2$:

$$\sigma_{\phi, N}^2 / \sigma_{0,1}^2 \gg 1$$

4.1

pode-se desprezar o efeito do jitter gerado localmente. Neste caso, o aumento no erro de fase $\phi(t)$, e, conseqüentemente, a estatística das perdas de ciclos, não é mais determinada pela elevação da fase do VCO, como nos modelos das fig. 4.1 e 2.8, mas, ao contrário, pelo crescimento da fase do sinal recebido.

No entanto, a perda de ciclos nos PLL's de uma cadeia de nós repetidores devido à acumulação do jitter é um fenômeno que aparentemente não pode ocorrer. Esta contradição decorre do fato do jitter acumulado ser um processo muito lento, como mostra a fig. 3.5. Como se pode observar, o espectro do jitter acumulado se concentra numa faixa muito estreita de frequências baixas (menor do que a largura de banda do PLL). A princípio, o PLL é capaz de rastrear estas variações lentas na sua entrada. Mas, ocasionalmente, quando a variação na intensidade do jitter $(d\theta_N/dt)$, que o PLL interpreta como sendo um degrau de frequência, ultrapassa durante um intervalo de tempo suficientemente grande os limites da faixa de rastreamento (fig. 4.2), o PLL não consegue rastrear o sinal na entrada e perde um ou mais ciclos.

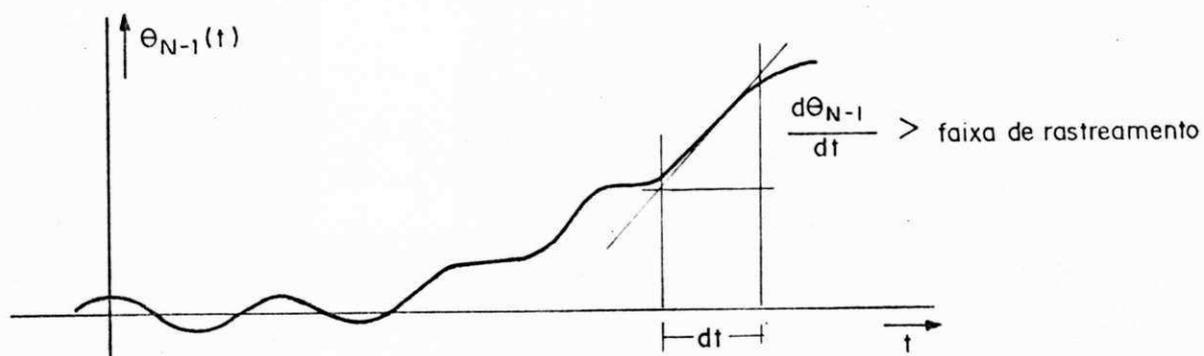


Fig. 4.2 - Trajetória Típica da Fase de Entrada do N-ésimo Repetidor.

Dois problemas básicos dificultam o cálculo da taxa de falhas de sincronismo na cadeia de nós repetidores em uma rede em anel pelo método da equação de Fokker-Planck. O primeiro reside no fato de que para PLL's de 2^a ordem do tipo aqui analisado, a equação de Fokker-Planck não apresenta solução. A outra dificuldade se encontra na natureza do espectro do jitter acumulado. Não é possível associar a um PLL uma equação de Fokker-Planck quando o processo ruidoso que o excita não é um ruído branco, como é o caso do jitter acumulado. Conseqüentemente, para calcular a taxa de falhas de sincronismo na rede é necessário fazer simplificações na modelagem do sistema que levem a um problema matematicamente tratável.

4.2 - Modelo para o Cálculo das Perdas de Ciclos

Meyr et al [26,33] apresentam uma maneira de se calcular a taxa de falhas de sincronismo numa cadeia de nós repetidores sincronizados a PLL's com função de transferência dada pela equação 2.34, para sistemas em que $\zeta > 1$. O modelo não considera a contribuição do jitter gerado no repetidor onde se calcula a taxa de falhas de sincronismo e se baseia, em primeiro lugar, no fato de que para $\zeta > 1$, a taxa de falhas de sincronismo em PLL's de 2^a ordem com função de transferência dada pela eq. 2.34 é o dobro da taxa de falhas de sincronismo em PLL's de 1^a ordem do tipo:

$$H(x) = \frac{2\zeta}{x + 2\zeta} \quad 4.2$$

Em segundo lugar, o modelo utiliza a idéia de que a estrutura fina do jitter (frequências altas) tem pouca influência no efeito final do jitter acumulado sobre o sistema de sincronização. Neste caso, o espectro "com pico" do jitter acumulado até a entrada o último repetidor $S_{\theta, N-1}(\omega)$, pode ser substituído por outro com estrutura mais simples, $S_{\theta, N-1}^*(\omega)$, como mostra a fig. 4.3, e o PLL de 2^a ordem pode ser trocado por um de 1^a ordem.

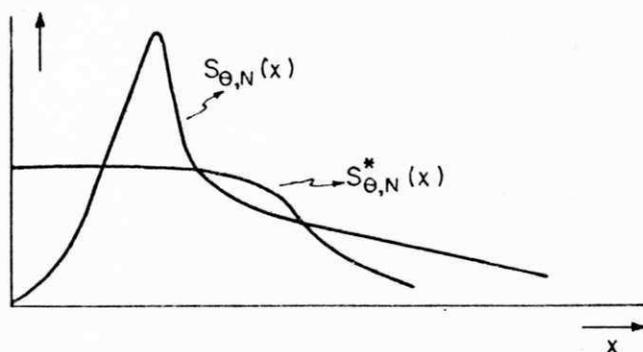


Fig. 4.3 - Espectros de Potência Equivalentes Para o Jitter Acumulado da IES.

Ao se calcular a taxa de falhas de sincronismo admite-se que o jitter acumulado até o penúltimo nó repetidor não ultrapassa o limite que invalida o modelo linear do PLL e, desta forma, os repetidores anteriores ao N -ésimo permanecem sincronizados. Além disso, se despreza o jitter produzido no último repetidor. Estas duas aproximações, quando analisadas rigorosamente, se mostram contraditórias. Se a contribuição do jitter da IES do último repetidor é insignificante não é possível que a variância do erro de fase até o $(N-1)$ -ésimo repetidor permaneça dentro das condições de linearidade enquanto a variância do erro de fase no próximo repetidor cresce ao ponto de romper o equilíbrio do sincronismo. Não obstante essa divergência, dados experimentais [33] têm mostrado a validade das hipóteses e garantido os resultados analíticos obtidos a partir do modelo (fig. 4.4).

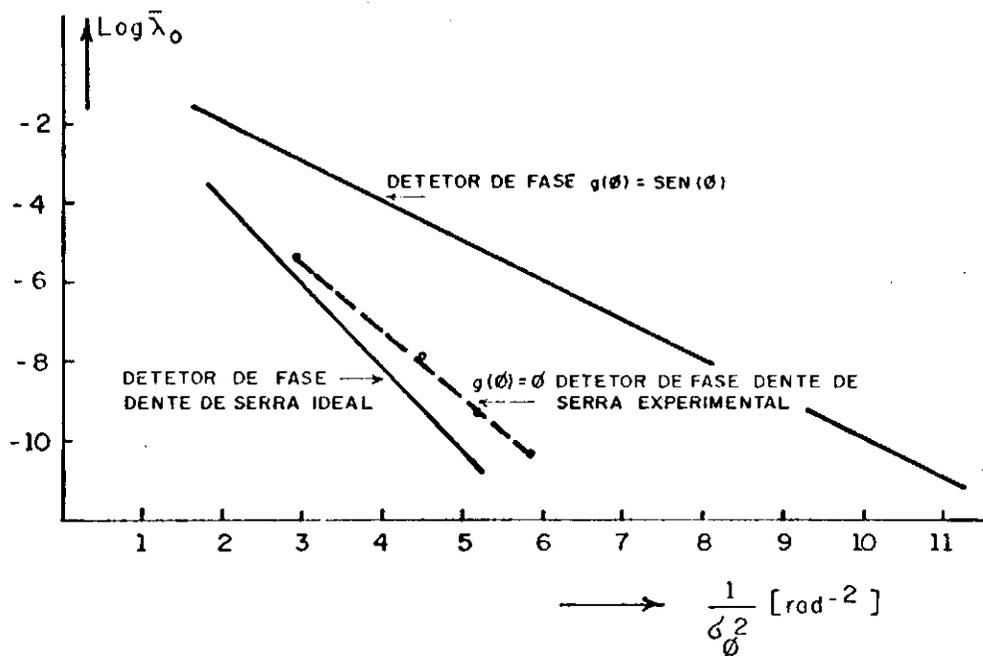


Fig. 4.4 = Resultados Experimentais Obtidos Para a Taxa de Falhas de Sincronismo, λ_0 . (O parâmetro λ_0 é definido na eq. 4.7.) [33] .

Por outro lado, a taxa de falhas de perdas de sincronismo calculada, mesmo não sendo exata, pode ser tomada como uma cota superior (pior caso) em relação ao valor real da taxa de falhas do sistema como se pode concluir ao se comparar as curvas das fig. 3.9 com as da fig. 3.10. Para comprimentos de cadeia com probabilidade de haver falhas de sincronismo (N muito grande), a variância do erro de fase obtida quando não é levada em conta a contribuição do último repetidor é sempre maior do que nos casos em que se considera o jitter do N -ésimo repetidor.

A simplificação básica na análise de Meyr et al é a substituição do espectro "com pico" por outro mais simples. No modelo, se repõe $S_{\theta, N-1}(\omega)$ por:

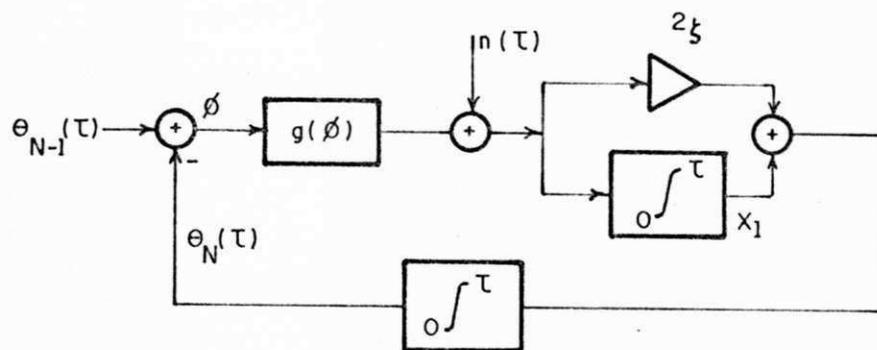
$$S_{\theta, N-1}^*(\omega) = \frac{(2 \omega_n \delta_{N-1})^2}{\omega^2 + (2 \omega_n \delta_{N-1})^2} S_n^*(0) \quad 4.3$$

onde δ_{N-1} é o segundo momento espectral, definido no capítulo anterior, e $S_n^*(0)$ é a potência de um ruído branco. A fig. 4.5b mostra o modelo equivalente para o PLL. Note que o PLL é de 1ª ordem e não se considera o jitter gerado localmente no DF.

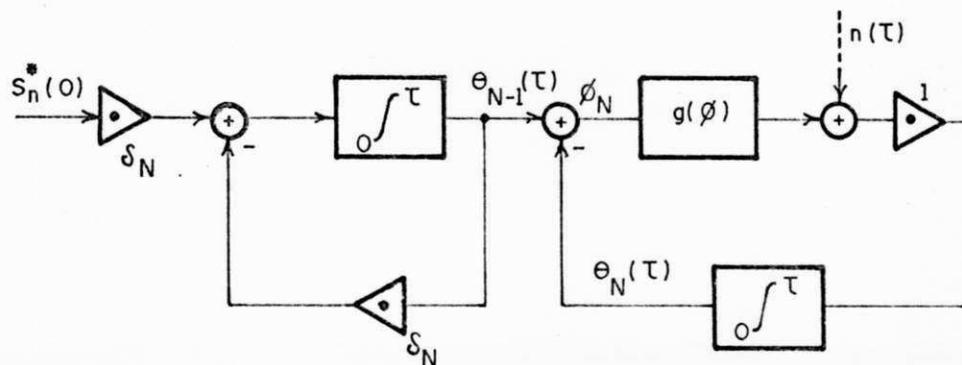
Para tornar equivalente os espectros $S_{\theta, N-1}$ e $S_{\theta, N-1}^*$ é necessário estabelecer quais os parâmetros dos espectros devem ser mantidos iguais. No modelo, δ_{N-1} e $S_n^*(0)$ são calculados de forma a se garantir a mesma variância para o erro de fase, isto é:

$$\sigma_{\phi^*, N}^2 \Big|_{\text{modelo}} = \sigma_{\phi, N}^2 \Big|_{\text{real}} \quad 4.4$$

O parâmetro δ_{N-1} à primeira vista deveria ser definido em função do conceito tradicional de largura de banda equivalente de ruído. Neste caso, para um PLL com fator de amortecimento elevado, δ_{N-1} é dado por:



(a)



(b)

Fig. 4.5.a - Modelo Normalizado de Um PLL de 2^a Ordem
 $(\tau = \omega_n t)$.

b - Modelo Normalizado Para Calcular a Taxa de Perdas de Ciclos do N-ésimo Repetidor
 $(\tau = 2\zeta \omega_n t)$.

$$\delta_{N-1} = \frac{B_{\theta, N-1}}{B_L} = \frac{1}{\pi \omega_n} \int_0^\pi \frac{S_{\theta, N-1}(\omega)}{S_{\theta, N-1}(0)} d\omega \quad 4.5$$

onde $B_L = 1/2\zeta\omega_n$ é a largura de banda equivalente de ruído para um PLL de 2ª ordem. O resultado conseguido pela integração numérica da eq. 4.5 está plotado na fig. 4.6, bem como o valor de δ_{N-1} calculado pela eq. 3.22. Para pequenos valores de N, a largura de banda equivalente diminui, como é de se esperar, uma vez que, gradativamente, a largura do espectro diminui com o crescimento de cadeia. No entanto, para valores muito grande de N, a largura de banda equivalente começa a crescer rapidamente e não consegue levar em conta o efeito do pico. Como consequência, δ_{N-1} é definido no modelo como o segundo momento espectral.

Finalmente, se a linearidade é válida para o modelo da fig. 4.5b pode-se mostrar que a variância do jitter de alinhamento é:

$$\sigma_{\phi^*, N}^2 = 2B_L \frac{\delta_{N-1}}{1+\delta_{N-1}} S_n^*(0) \quad 4.6$$

e o fator restante, $S_n^*(0)$ deve ser escolhido tal que a variância $\sigma_{\phi^*, N}^2$ se iguale à variância do processo original $\sigma_{\phi, N}^2$ (eq. 3.27).

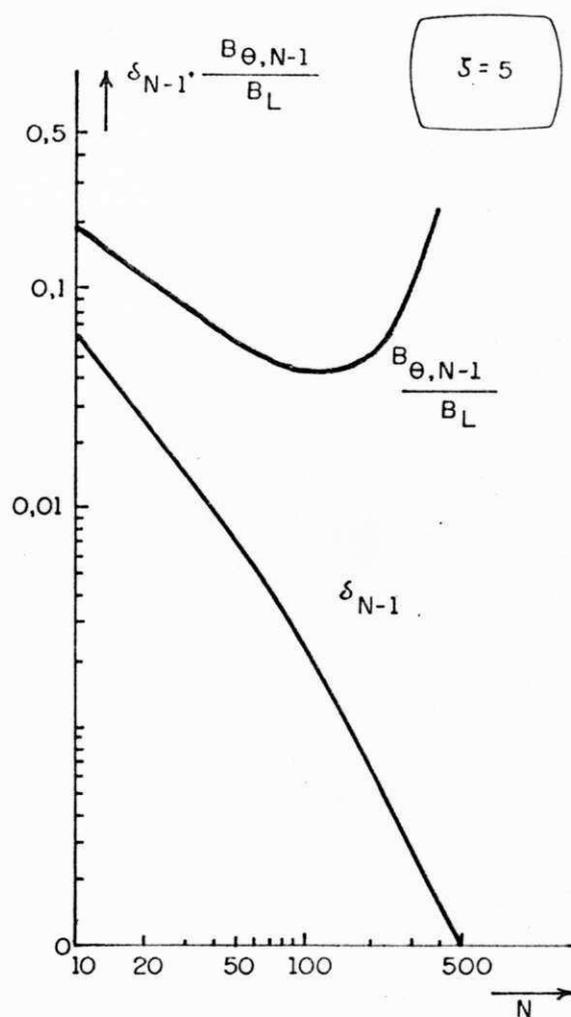


Fig. 4.6 - Largura de Banda Equivalente de Ruído e Segundo Momento Espectral.

A partir do modelo da fig. 4.5b calcula-se a taxa de falhas de sincronismo na cadeia pela técnica de Fokker-Planck. A equação então obtida é resolvida numericamente. Dois resultados gerais importantes surgem desta equação: primeiro, o de que sistemas com PLL's com detetores de fase senoidais requerem menos potência (~ 6dB) de jitter para apresentar o mesmo desempenho dos sistemas com detetores de fase dente-de-serra; e, segundo, que para cadeias muito longas, onde o efeito de pico é muito acentuado ($\delta_{N-1} \rightarrow 0$), a equação de Fokker-Planck associada ao N-ésimo repetidor a partir do modelo simplificado reduz-se a equação que se obtém para um PLL de 1ª ordem quando este é excitado por um ruído branco. Essa equação apresenta uma solução analítica exata, e para PLL's com característica dente-de-serra, a taxa de falhas de sincronismo normalizada em relação à largura de faixa do PLL é dada por [34]:

$$\bar{\lambda}_0 = \frac{\lambda_0}{B_L} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sigma_\phi} e^{-\pi^2/2\sigma_\phi^2}, \quad \sigma_\phi^2 < 1 \quad 4.7$$

onde: B_L = largura de faixa do PLL [Hz]

σ_ϕ^2 = potência (variância) do jitter de alinhamento dada pela eq. 3.27

$\bar{\lambda}_0$ = taxa de falhas de sincronismo normalizada

Para $1/\sigma_\phi^2 \rightarrow 0$, a equação 4.7 reduz-se a:

$$\bar{\lambda}_0 = \frac{\lambda_0}{B_L} = \frac{\sigma_\phi^2}{\pi} \quad 4.8$$

A fig. 4.7 mostra o crescimento da taxa de falhas de sincronismo (normalizada) em função do número de nós repetidores da cadeia (rede). Os valores de $\bar{\lambda}_0$ foram calculados apenas para $\delta_{N-1} < 0,01$, usando-se as eqs. 4.7 e 4.8 (Na fig. 3.8 observa-se que em sistemas onde $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_1(\omega)$, o segundo momento espectral é menor do que 0,01 para $N > 50$, independentemente do fator de amortecimento. No entanto, quando $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$, δ_{N-1} é menor do que 0,01 para $N > 300$, a depender do fator de amortecimento. Por exemplo, com $\zeta = 5$, $\delta_{N-1} < 0,01$ quando $N \geq 350$ e para $\zeta = 5$ isto ocorre com $N \geq 650$.

Para comprimentos de cadeia em que $\delta_{N-1} > 0,01$, a aproximação realizada no modelo proposto, qual seja, a de desconsiderar a contribuição do jitter gerado no N-ésimo repetidor leva a resultados muito pessimistas, principalmente em sistemas onde $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$. Isto é facilmente verificado comparando-se as curvas das fig. 3.9 e 3.10. Como se pode notar, para um número de nós repetidores em que $\delta_{N-1} > 0,01$, o valor da variância do jitter de alinhamento obtida pela aproximação (eq. 3.27) fica muito acima do valor real (eq. 3.24), chegando mesmo a diferenças da ordem de mais de 25 dB no caso de $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$. Na fig. 4.7.a, os valores correspondentes a parte hachuriada das curvas são extrapolações porque equivalem à região de valores de N onde $\delta_{N-1} > 0,01$.

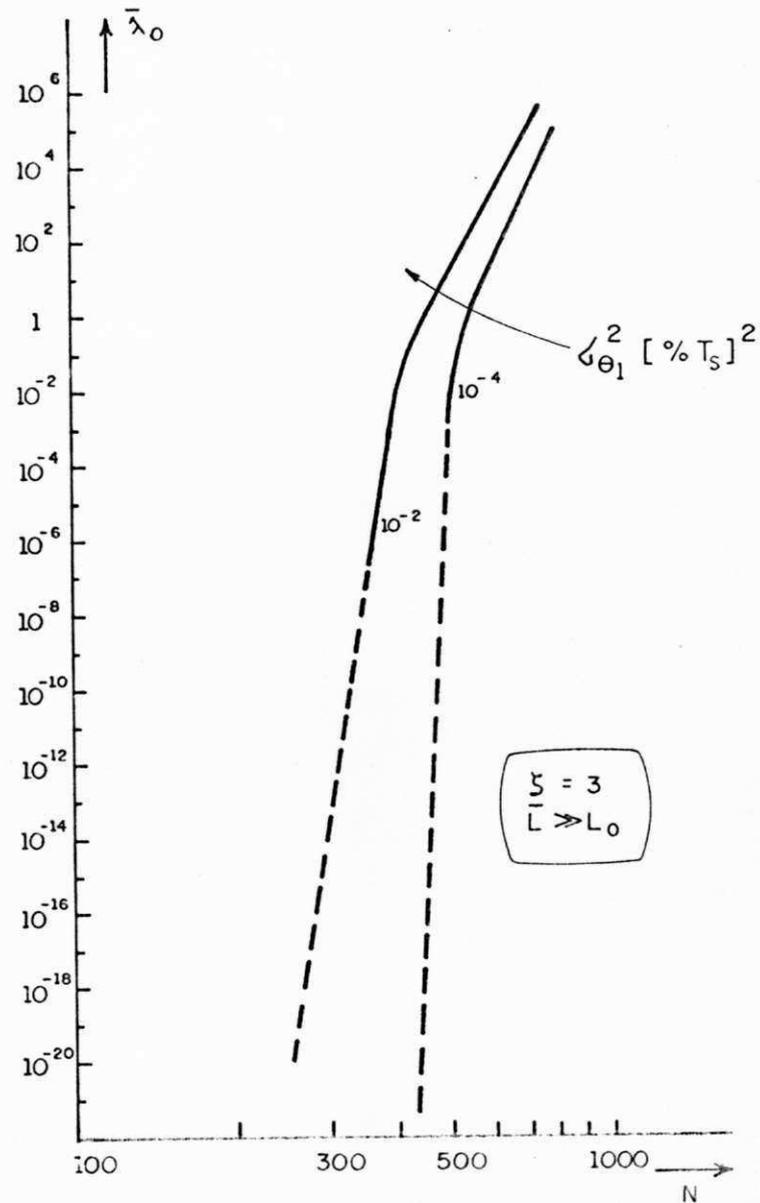


Fig. 4.7.a - Taxa de Falhas de Sincronismo (perdas de ciclos) ao Longo da Cadeia de Repetidores $\bar{L} \gg L_0$.

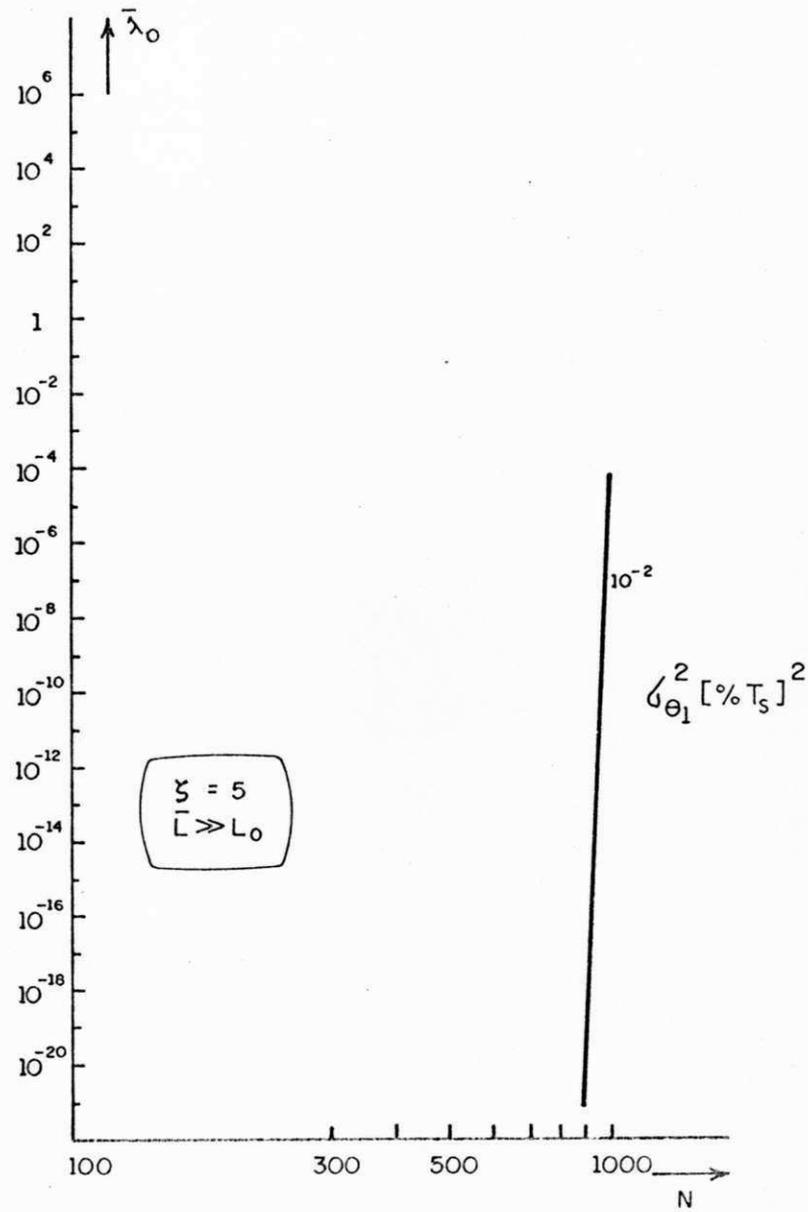


Fig. 4.7.a - Taxa de Falhas de Sincronismo (perdas de ciclos) ao Longo da Cadeia de Repetidores $\bar{L} \gg L_0$.

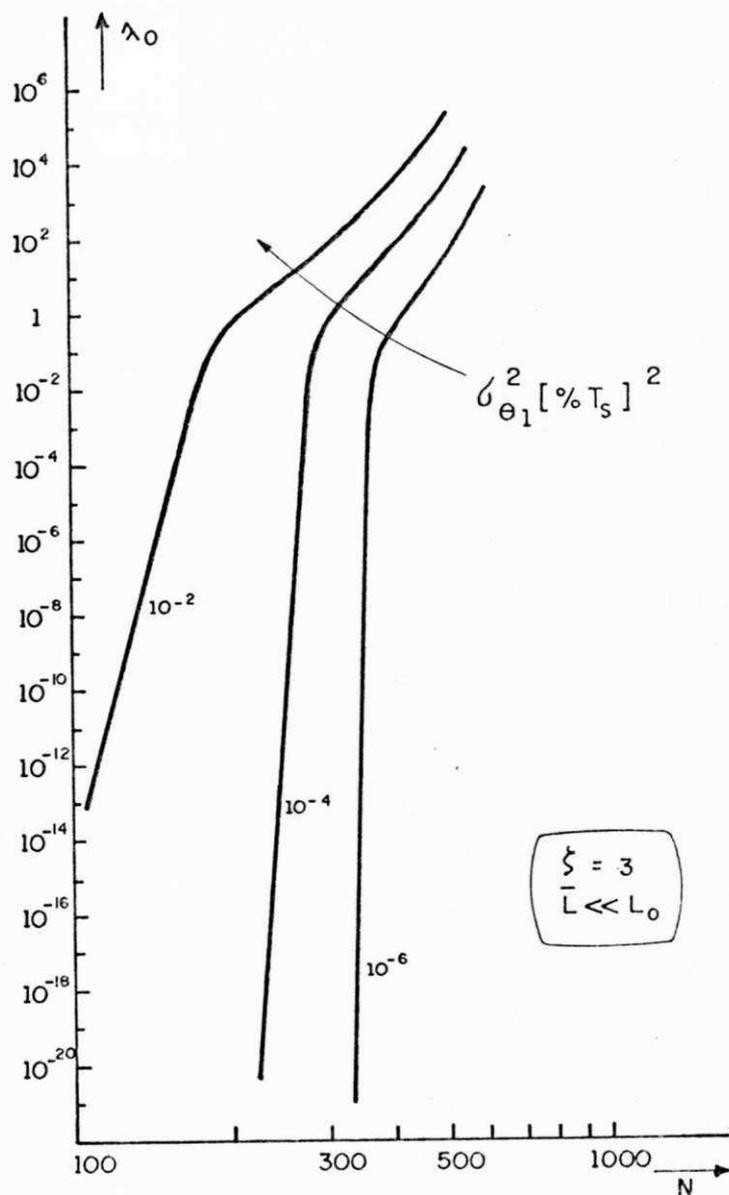


Fig. 4.7.b - Taxa de Falhas de Sincronismo (perdas de ciclos) ao Longo da Cadeia de Repetidores $\bar{L} \ll L_0$.

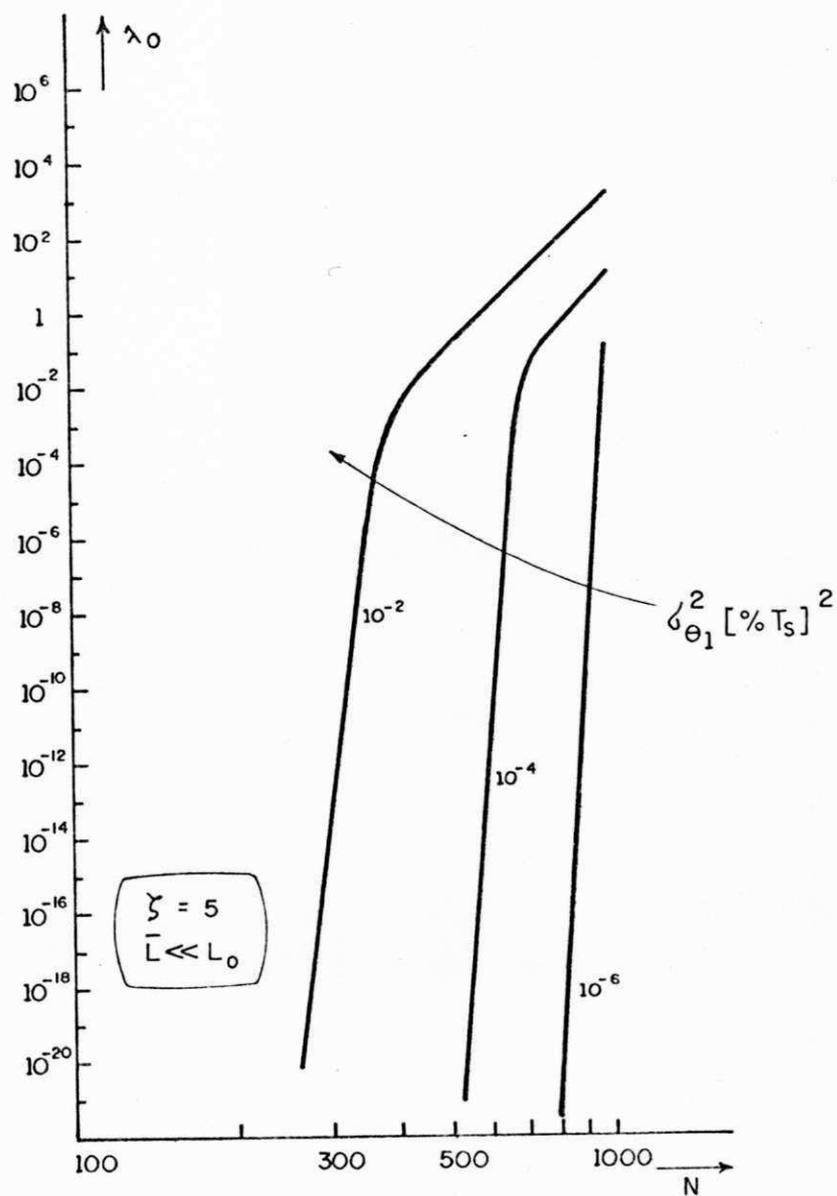


Fig. 4.7.b - Taxa de Falhas de Sincronismo (perdas de ciclos) ao Longo da Cadeia de Repetidores $\bar{L} \ll L_0$.

Os valores admitidos para $\sigma_{\theta 1}^2$ na fig. 4.7 são mais significativos para os sistemas em que $\Gamma_1(\omega) = \Gamma_2(\omega)$, como mostra a fig. 2.5. No entanto, as curvas permitem uma comparação entre os dois casos. Como característica geral, os dois tipos de sistemas ($\bar{L} \ll L_0$, $\bar{L} \gg L_0$) apresentam em comum o fato da taxa de falhas de sincronismo crescer muito rapidamente a partir de um determinado número de nós repetidores, indicando a existência de um limiar de operação no sistema de sincronização. Após um certo número de nós repetidores, o desempenho do sistema de sincronização cai de maneira acentuada.

Este efeito de crescimento rápido no valor de λ_0 em função de N requer a definição de uma margem de segurança no projeto de qualquer sistema prático. Por exemplo, em um sistema com $\bar{L} \gg L_0$, $\zeta = 3$ e $\sigma_{\theta 1}^2 = 10^{-4}$ (fig. 4.7.a), a taxa de falhas de sincronismo não exerce uma influência significativa no sistema de sincronização em cadeias com $N < 450$. Contudo, um aumento da ordem de 5% no número de nós repetidores resulta na elevação brusca da taxa de perdas de ciclos. Conseqüentemente, para as condições estabelecidas ($\bar{L} \gg L_0$, $\zeta = 3$, $\sigma_{\theta 1}^2 = 10^{-4}$) a operação do sistema de sincronização é garantida para cadeias até 400 nós repetidores, podendo ser aumentada para no máximo $N = 400 + 40$ estações.

Por outro lado, o desempenho da cadeia de repeti

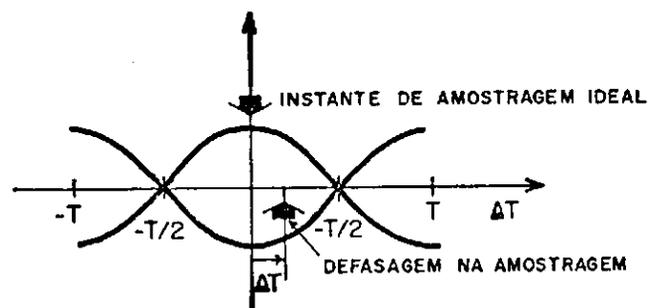
dores óticos no que diz respeito à influência destrutiva do jitter pode ser considerado em geral muito satisfatório. Para fibras pouco dispersivas, correspondendo a $\sigma_{\theta 1}^2 < 10^{-6}$ quando $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_1(\omega)$ e $\sigma_{\theta 1}^2 < 10^{-4}$ no caso de $\Gamma_i(\omega) = \Gamma_2(\omega)$, observa-se que falhas de sincronismo são eventos muito raros ($\lambda_0 < 10^{-15}$) nas cadeias com PLL's com $\zeta \geq 3$ e no máximo 200 nós repetidores. Em cadeias com mais de 200 nós repetidores, os sistemas onde $\bar{L} \ll L_0$ apresentam um comportamento ligeiramente inferior ao das cadeias em que $\bar{L} \gg L_0$, requerendo um fator de amortecimento mais elevado para garantir o mesmo nível de falhas de sincronismo. Todavia, para $\zeta > 5$, é possível a operação de cadeias com até 1.000 nós repetidores.

4.3 - Efeito das Falhas de Sincronismo na Qualidade da Transmissão

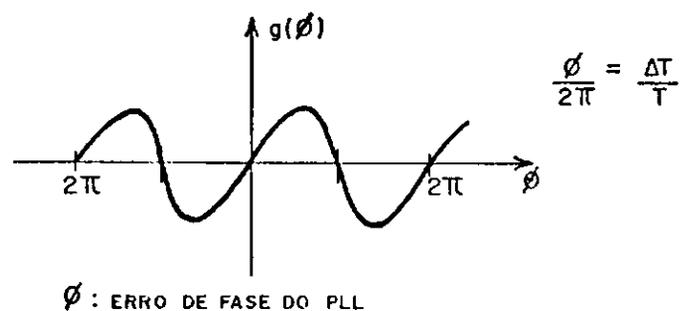
A qualidade de um sistema de transmissão digital é geralmente associada à probabilidade de ocorrer erro na detecção de um bit (P_E). Numa transmissão síncrona, a probabilidade P_E depende, essencialmente, da relação sinal ruído (RSR) na entrada do detector e do desempenho do sub-sistema de temporização.

Numa rede local de computadores em anel, com fibras óticas, a RSR no sistema de detecção é normalmente muito grande e, nesse caso, o diagrama de olho do sistema de

transmissão praticamente não apresenta fechamento, como está mostrado na fig. 4.8.a. Conseqüentemente, apenas ocorre um erro na transmissão quando a base de tempo local leva a uma defasagem acentuada nos instantes de amostragem. Nestas circunstâncias, o desempenho do sistema de transmissão fica dependendo quase exclusivamente do sub-sistema de temporização.



(a)



(b)

Fig. 4.8.a - Diagrama do Olho.

b - Característica Geral do Detetor de Fase.

No caso de se usar PLL's como sincronizadores, a ocorrência da perda de um ciclo implica, em geral, com um erro na transmissão. Quando o erro de fase ϕ excede π , como mostra a fig. 4.8b., o PLL, em geral, perde um ciclo, porque a força restauradora $g(\phi)$ assume a polaridade errada. Como o crescimento do jitter é quem provoca o aumento do erro de fase dos PLL's numa cadeia de nós repetidores, levando às perdas de ciclos, é possível estabelecer uma relação entre P_E e a taxa de falhas de sincronismo normalizada $\bar{\lambda}_0$. Tal relação pode servir de referência para o projeto do sub-sistema de sincronização da rede local.

A perda de um ciclo pelo PLL não acarreta apenas a detecção errada de um único bit mas, ao contrário, introduz um surto de bits errados no fluxo de dados. Assim, a probabilidade de erro na detecção de um bit (P_E) pode ser aproximada pelo produto da probabilidade da perda de um ciclo vezes o número médio de bits transmitidos durante aquele ciclo perdido [33]:

$$P_E = P_{\text{perda}} \cdot N_E \quad 4.9$$

Mas, a probabilidade de uma perda de ciclo ocorrer no k -ésimo intervalo de sinalização é dada por

$$P_{\text{perda}} = \lambda_0 T_s \quad 4.10$$

onde, λ_0 : número médio de ciclos perdidos por segundo.

$1/T_s$ taxa de sinalização.

e a eq. 4.10 fica sendo:

$$P_E = \lambda_0 T_s N_E \quad 4.11$$

A duração de uma perda de ciclo num PLL de 2^a ordem com elevado fator de amortecimento ($\zeta > 1$) é, a grosso modo, inversamente proporcional à largura de banda do PLL. Neste caso, o número médio de bits transmitido durante um surto de bits errados é dada por:

$$N_E = \frac{1}{2} \frac{1}{B_L \cdot T_s} \quad 4.12$$

Substituindo a eq. 4.12 na eq. 4.11, obtém-se:

$$P_E = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_0}{B_L} \right) \quad 4.13$$

A eq. 4.13 mostra que a probabilidade de erro na detecção dos bits aproximadamente igual à metade da taxa de falhas de sincronismo normalizada (em relação à largura de banda do PLL).

Na dedução da eq. 4.13, admite-se que os erros da transmissão estão diretamente associados ao mal funciona

mento dos circuitos PLL. No entanto, esses erros não são eventos isolados (e estatisticamente independentes) como são os erros devido ao circuito detector, provocados pela presença de ruído aditivo. Numa rede local em anel, a detecção errada de vários bits sucessivos podem significar a perda de sincronismo de quadro, implicando na necessidade de reinicializar a operação do sistema. Para evitar tal efeito, que deteriora gravemente a qualidade do funcionamento da rede, deve-se especificar a taxa de falhas de sincronismo normalizada bem abaixo do valor requerido para a probabilidade de erro na detecção dos bits. Um valor razoável é fazer $\bar{\lambda}_0$ no mínimo 100 vezes menor do que P_E .

CAPÍTULO 5

ESPECIFICAÇÃO DO PLL

O elemento chave do sistema de sincronismo ao nível de bit da rede em anel é o PLL. A especificação de um PLL de 2ª ordem com função de transferência segundo a eq. 2.34 consiste, basicamente, na escolha de dois parâmetros: o fator de amortecimento, ζ , e a largura da banda B_L , ou, indiretamente, a frequência natural ω_n . Ao se projetar o PLL, deve-se procurar reduzir os efeitos negativos do jitter sem que para isto se prejudique os aspectos dinâmicos do sistema de sincronização, isto é, rapidez na aquisição e na manutenção do sincronismo. A realização conjunta do controle da acumulação do jitter e de uma boa característica dinâmica do sistema de sincronismo não é, em princípio, alcançada de uma forma direta. Essas duas exigências são conflitantes entre si e para compatibilizá-las é necessário a adoção de soluções de compromisso dentro de um esquema de prioridade. Deve-se dar prioridade a um aspecto do sistema de sincronização

em detrimento do outro.

A necessidade de uma solução de compromisso surge, em primeiro lugar, quando se analisa a especificação do fator de amortecimento em função do comportamento transitório do sistema de sincronização. Uma situação típica de ocorrência de transitórios numa rede durante sua operação é provocada pela inserção ou a remoção de um nó repetidor. A inserção/remoção de um nó repetidor provoca a dessincronização parcial da rede e em termos do modelo para cadeia de nós repetidores (fig. 3.2), corresponde à aplicação de um degrau de frequência, ou de fase, na entrada do primeiro repetidor. Este erro se propaga ao longo da cadeia, e leva um certo tempo até atingir níveis em que se pode considerar a rede novamente operacional. Meyr et al [35] mostram que um fator de amortecimento pequeno reduz o tempo gasto pela cadeia de PLL's para atingir o estado de operacionalidade. Por outro lado, como está analisado no cap. 3, o fator de amortecimento dos PLL's sincronizadores da rede em anel deve ser feito o maior possível para se reduzir o nível de acumulação de jitter ao longo da cadeia. Consequentemente, é necessário o estabelecimento de uma solução de compromisso para o valor de ζ .

A solução de compromisso também é motivada ao se escolher a largura de faixa do PLL, levando-se em conta o processo de aquisição de sincronismo dos PLL's. A maneira de naturalmente se conseguir uma rápida aquisição de sincronismo

é construir o PLL com uma largura de faixa a mais ampla possível. No entanto, isto reduz o efeito de filtragem produzido pelos PLL's e eleva o nível de acumulação de jitter na rede. Além disso, pode-se mostrar [35] que o tempo de restabelecimento da rede para rastrear erros de fase devido à inserção/remoção de um nó repetidor é inversamente proporcional à largura de banda do PLL. Logo, para se conseguir um bom desempenho em relação ao rastreamento deve-se tentar fazer B_L a maior possível, mas isso, outra vez, vai de encontro ao controle do jitter.

Um bom compromisso em relação à largura de banda, que possibilite uma aquisição confiável e pequenos transitórios no rastreamento de erros de fase ou frequência é fazer a largura de faixa da ordem de 1% da frequência de sinalização [35]:

$$B_L = 0,01(1/T_s) \text{ [Hz]} \quad 5.1$$

O fato da largura de faixa do PLL ser da ordem de 1% da frequência de sinalização implica numa dependência entre os valores de ζ e ω_n , que pode dificultar ainda mais a especificação do PLL, como mostra o exemplo seguinte.

Considerando um erro de frequência Δf , a resposta transitória do erro de fase do PLL para $\zeta > 1$ é dada por [25]:

$$\phi_{\Delta f}(t) = \frac{\Delta f}{2\zeta\omega_n} \left[e^{-(\omega_n/2\zeta)t} - e^{-2\zeta\omega_n t} \right] \quad 5.2$$

Ao mesmo tempo a largura de banda do PLL é dada aproximadamente por:

$$B_L = \frac{1}{2} \zeta\omega_n \quad 5.3$$

Logo, se ζ for aumentado para controlar o jitter, ω_n tem que ser reduzido na mesma proporção, para que B_L permaneça constante. No entanto, a diminuição de ω_n eleva o valor de $\phi_{\Delta f}$ e piora a resposta transitória do sistema.

Para especificação de um PLL visando prioritariamente o controle de jitter, Shinamura e Eguchi [36] apresentam uma maneira para se otimizar ζ e ω_n . Os valores encontrados não satisfazem necessariamente as exigências em relação aos tempos de resposta transitória. Apenas se garante que dado o valor máximo admitido para a potência do jitter até o N-ésimo repetidor, o erro $\phi_{\Delta f}$ associado ao par (ζ, ω_n) ótimo é mínimo. Os valores ótimos para (ζ, ω_n) não são, necessariamente, encontrados numa primeira estimativa e são necessárias aproximações sucessivas até que se obtenha um conjunto de parâmetros que melhor satisfaça os requisitos do sistema que se pretende construir.

As figs. 5.1 e 5.2 mostram as curvas da variação da potência do jitter em função do fator de amortecimen

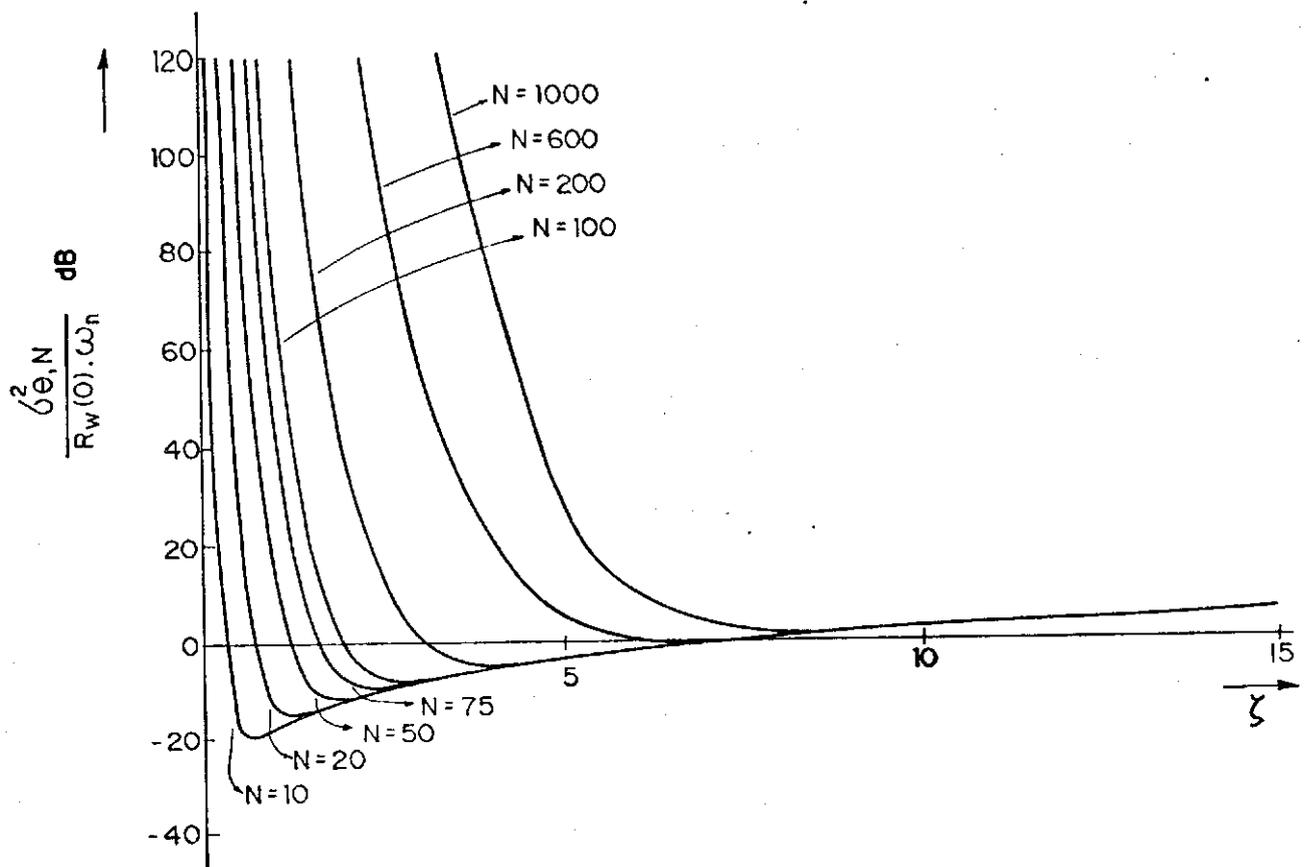


Fig. 5.1 - Variância do Jitter Acumulado em Função do Fator de Amortecimento, Parametrizado Pelo Número de Repetidores, $\bar{L} \gg L_0$.

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
 Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
 Coordenação Setorial de Pós-Graduação
 Rua Aprígio Veloso, 882 - Tel (083) 321-7222-R 355
 58.100 - Campina Grande - Paraíba

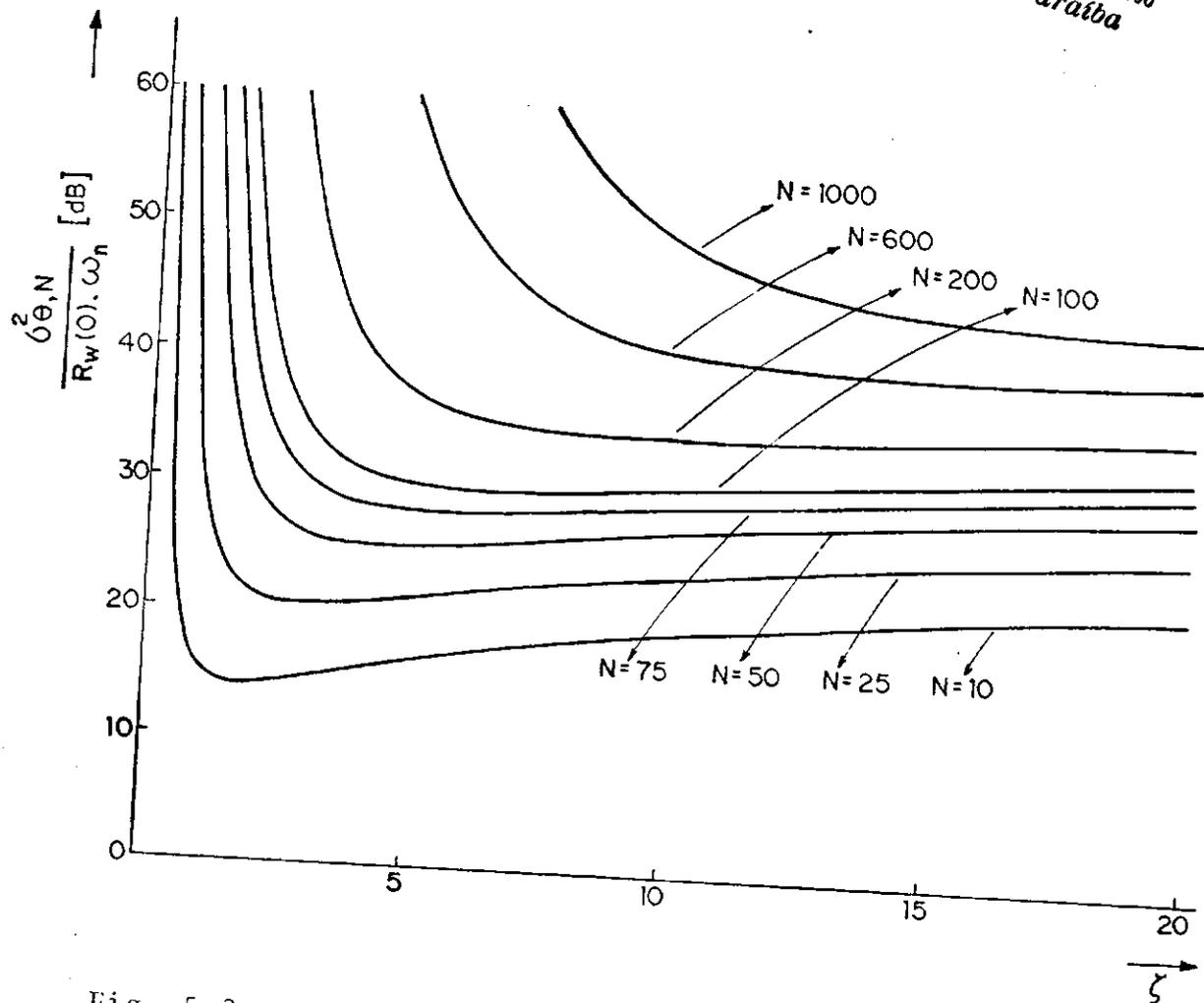


Fig. 5.2 - Variância do Jitter Acumulado em Função do Fator de Amortecimento Parametrizado Pelo Número de Repetidores, $\bar{L} \ll L_0$.

to, normalizadas em relação a ω_n . Observa-se que para um determinado número de repetidores existe um valor de ζ que minimiza a potência do jitter. Os sistemas onde $\bar{L} \ll L_0$ requerem, em geral, um maior fator de amortecimento para otimizar o nível do jitter.

Um último aspecto importante deve ser discutido no que se refere à especificação do PLL. Ele diz respeito à confiabilidade oferecida pelo sistema de sincronização em relação à própria aquisição do sincronismo.

Em geral, o mecanismo natural de aquisição do sincronismo dos PLL's, conhecido como "pull-in", é um efeito muito fraco quando a diferença entre as frequências do sinal recebido e do VCO é muito grande. Nestes casos de grande assintonia, dependendo do estado do PLL no instante inicial da operação, as pequenas imperfeições dos circuitos dos PLL's (como, por exemplo, um "off-set" no detetor de fase) podem impedir totalmente a aquisição. Além disso, o processo de aquisição natural do sincronismo é vagaroso e requer, normalmente, um intervalo de tempo muito grande para ser completado.

Para a maioria das aplicações [25], o que se observa na prática é que a aquisição do sincronismo pelo efeito de "pull-in" somente é viável em ambientes muito favoráveis, isto é: quando o ruído é pequeno; a largura de banda PLL é muito larga, para permitir uma ação de sincronismo rá

pida; e a estrutura do PLL não apresenta polos extras. (Estes polos extras são decorrentes da presença de outros filtros na malha do PLL. Filtros extras aparecem em PLL's superheterodinos que operam baseados numa frequência intermediária.). Como numa rede local em anel com fibras óticas o nível de ruído térmico do canal de comunicação é baixo e o PLL requerido para a sincronização pode ser construído utilizando apenas um filtro, o principal fator que impede a adoção do processo de "pull-in" na aquisição de sincronismo é o requisito de se construir os PLL's sincronizadores com uma largura de banda muito estreita (para reduzir o nível de acumulação de jitter). Uma maneira de se garantir uma aquisição rápida e confiável é dotar os PLL's de algum circuito adicional que auxilie no processo de aquisição. Uma boa alternativa é dotar os PLL's de discriminadores de frequência [25].

O uso de um circuito discriminador auxiliar associado ao PLL, além de tornar mais rápida a aquisição, mesmo quando a largura de faixa do PLL é estreita, possibilita a aquisição do sincronismo quando os erros de frequências entre o sinal transmitido e o VCO ultrapassam os limites da faixa de captura. Estes erros podem ocorrer, por exemplo, durante a inicialização da rede ou quando é desativado o nó repetidor mestre [35]. Nessas circunstâncias, o discriminador de frequência leva inicialmente os osciladores dos PLL's a operarem numa frequência a mais próxima possível da frequência do sinal transmitido (até a faixa de "lock-in") e, em seguida, os

PLL's são deixados para atuarem livremente. A partir daí, os PLL's adquirem o sincronismo pelo processo natural de "pull-in". Uma análise detalhada do projeto de um PLL com discriminador de frequência é apresentada na referência [37]. A otimização dos parâmetros ζ e ω_n , visando o controle do jitter, também é analisada.

CONCLUSÃO

Ao longo do trabalho é feito um estudo analítico sobre um sistema de sincronização (a nível de bit) adequado para uma rede local de computadores em anel, com vistas à integração de serviços, que utiliza fibras óticas como suporte de transmissão. A análise realizada se fundamenta em quase sua totalidade na abordagem desenvolvida por Meyr et al [14, 15, 26, 33, 35] para o sistema de sincronização de uma rede em anel utilizando par trançado como meio de transmissão.

As equações e modelos apresentados em conjunto com os resultados disponíveis nas referências citadas, possibilitam, em princípio, o projeto do sistema de temporização. A restrição sobre o alcance dos resultados obtidos é motivada pelo fato de todos os resultados associados à acumulação do jitter serem dependentes do modelamento do jitter gerado em cada nó repetidor o qual, por sua vez, requer ainda uma confirmação experimental.

No entanto, se a caracterização do jitter da IES

gerado em cada repetidor é considerada, a priori, como cor
reta, pode-se admitir que o sistema de sincronização prop
o para a rede em anel não é, praticamente, afetado pela
ocorrência de jitter na fase dos circuitos recuperadores do
relógio. A disponibilidade de fibras óticas com baixos índi
ces de dispersão possibilita a implementação de redes com um
número elevado de usuários.

O desempenho do sistema de sincronização é determinado
essencialmente pela operação dos PLL's sincronizado
res. Pela análise empreendida é admissível esperar que a con
figuração admitida para o PLL permita uma boa operação do
sistema de temporização. Contudo, a implementação dos PLL's
com a configuração de 2^a ordem analisada pode tornar-se in
viável em função da taxa de sinalização que se requeira para
a transmissão dos dados. Para taxas muito elevadas (>50Mbps),
os problemas de granularidade (decorrentes do chaveamento da
operação do detetor de fase) podem atingir níveis intolerá
veis, requerendo um outro capacitor no filtro dos PLL's,
tornando-os sistemas de 3^a ordem. Esse fato invalida parci
almente a análise realizada, uma vez que as considerações de
projeto do PLL (cap. 5) adquirem um novo aspecto. Permanecem
válidos a caracterização do jitter em um enlace, a modelagem
sobre a acumulação do jitter, o cálculo das falhas de sincro
nismo e do tampão. A única modificação a ser feita nesta par
te do trabalho (caps. 2, 3, 4) é na forma da função de trans
ferência do PLL.

O trabalho pode ser visto como um primeiro estudo sobre o tipo de sistema de sincronização considerado. A partir do modelamento já desenvolvido pode-se repetir toda a análise tomando como meio de transmissão uma fibra multimodo índice gradual. A caracterização do jitter gerado nos PLL's também suporta um trabalho posterior. No modelo aqui analisado pode ser incluída a componente de jitter sistemático provocada pelas imperfeições dos circuitos.

Finalmente, uma complementação ao trabalho seria validar os resultados sobre a influência do jitter no sistema de temporização através da simulação do mesmo em computadores digitais. Esta simulação, provavelmente, deve ser dividida em duas partes. Uma primeira relativa ao funcionamento de um único enlace, e outra sobre o comportamento da cadeia.

REFERÊNCIAS

- [1] GIOZZA, W.F. et al., Redes Locais de Computadores: Tecnologia e Aplicações., McGraw-Hill do Brasil, 1986.
 - [2] ZUCCHI, W.L. & RUGGIERO, W.V., "Redes Locais com Integração de Serviço de Voz e Dados", Anais do 2º Simpósio Brasileiro sobre Redes de Computadores (2º SBRC), Campina Grande, Abril, 1984.
 - [3] MEDEIROS, E. & GIOZZA, W.F., "Técnicas de Sincronismo ao Nível de Bit em Redes Locais Integradas", Anais do 3º Simpósio Brasileiro sobre Redes de Computadores (3º SBRC), Rio de Janeiro, Abril, 1985.
 - [4] GIOZZA, W.F., "Tecnologia de Redes Locais com Fibras Óticas", Anais do 2º Simpósio Brasileiro sobre Redes de Computadores (2º SBRC), Campina Grande, Abril, 1984.
-

- [5] MINAMI, T. et al., "200 Mbps Synchronous TDM Loop Optical LAN Suitable for Multi-service Integration", GLOBECOM'85, pp. 15-20.

- [6] LINDSEY, W.C. et al., "Network Synchronization", Proceedings of the IEEE, Vol. 73, N° 10, Outubro, 1985.

- [7] FRANKS, L.E., "Carrier and Bit Synchronization in Data Communication - A Tutorial Review", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, N° 8, Agosto, 1980.

- [8] LINDSEY, W.C. & SIMON, M.K., Telecommunication System Engineering, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1973.

- [9] GAGLIARDI, R., Introduction to Communications Engineering, John Wiley & Sons, USA, 1976.

- [10] ROZA, E., "An alysis of Phase-Locked Timing Extraction Circuits for Pulse Code Transmission", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-22, N° 9, Setembro, 1974.

- [11] DUTTWEILER, D.L., "The Jitter Performance of Phase-Locked Loops Extracting Timing from Baseband Data Waveforms", B.S.T.J., Vol. 55, pp.37-58, Janeiro, 1976.

- [12] SALTZBERG, B.R., "Timing Recovery for Synchronous Binary Data Transmission", B.S.T.J., pp. 593-622, Março, 1967.
- [13] GARDNER, F.M., "Self-noise in Synchronizers", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp. 1159-1163, Agosto, 1980.
- [14] KELLER, H.J., MEYR, H. & MÜELLER, H.R., "Transmission Design Criteria for a Synchronous Token Ring", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-1, Nº 5, Novembro, 1983.
- [15] MEYR, H. et al., "Manchester Coding with Predistortion: an Efficient and Simple Transmission Technique in Local Digital Ring Networks", IEEE National Telecommunications Conference, Dezembro, 1980.
- [16] MEDEIROS, E., FARIAS, J.E.P. & GIOZZA, W.F., "Jitter Evaluation in an Optical Fiber Transmission System with Manchester Signaling", GLOBECOM'85, pp. 708-711.
- [17] GLOGE, D., "Impulse Response of Clad Optical Multimode Fibers", B.S.T.J., Vol. 52, pp. 801-816, Jul-Agosto, 1973.

- [18] PERSONICK, S.D., Optical Fiber Transmission Systems, Plenum Press, New York, 1981.
- [19] PERSONICK, S.D., "Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems", B.S.T.J., Vol. 52, pp. 843-886, Jul-Agosto, 1973.
- [20] GARDNER, F.M., "Charge-Pump Phase-Locked Loops", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, N° 11, Novembro, 1980.
- [21] BLANCHARD, A., "Phase-Locked Loops: Application to Coherent Receiver Design", John Wiley & Sons, USA, 1976.
- [22] MEDEIROS, E. & GIOZZA, W.F., "Jitter Accumulation in an Optical Fiber Ring Local Area Network", GLOBECOM'86, Dezembro, 1986.
- [23] MEDEIROS, E. & GIOZZA, W.F., "Efeito da Acumulação de Jitter no Sistema de Sincronização de Bits em uma Rede Local de Computadores com Fibras Óticas", Anais do 4º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (4º SBT), Setembro, 1986.

- [24] BYRNE, C.J., KARAFIN, B.J. & ROBINSON, D.B.,
"Systematic Jitter in a Chain of Digital
Regenerators", B.S.T.J., Vol. 42, pp. 2697-2714,
Novembro, 1963.
- [25] GARDNER, F.M., Phaselock Techniques, 2^a ed., John
Wiley & Sons, Inc., USA, 1979.
- [26] MEYR, H. et al., "Synchronization Failures in a Chain
of Repeaters", GOBECOM'82, pp. 859-868.
- [27] BATES, R.J.S., "A Model for Jitter Accumulation in
Digital Networks", GLOBECOM'83, pp. 145-149.
- [28] WU, J. & VARMA, E.L., "Analysis of Jitter
Accumulation in a Chain of Digital Regenerators",
GLOBECOM'82, pp. 653-656.
- [29] PAPOULIS, A., Probability, Random Variables and
Stochastic Processes, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd;
Tokio, 1965.
- [30] MIDLFTON, D., An Introduction to Statistical
Communication Theory, McGraw-Hill, USA, 1960.

- [31] LINDSEY, W.C., Synchronization Systems in Communication and Control, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1972.
- [32] ASCHEID, G. & MEYR, H., "Cycle Slips in Phase-Locked Loops: A Tutorial Survey", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-30, N° 10, Outubro, 1982.
- [33] MEYR, H., POPKEN, I. & MÜELLER, H.R., "Synchronization Failures in a Chain of PII Synchronizers", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-34, N° 5, Maio, 1986.
- [34] CHIE, C.M., "New Results on Mean Time-to-First Slips for a First-Order Loop", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-33, pp. 897-903, Setembro, 1985.
- [35] MEYR, H., KELLER, H. & MÜELLER, H.R., "Synchronization Design Criteria for a Token Ring", GLOBECOM'83, pp. 447-455.
- [36] SHINAMURA, T. & EGUCHI, J., "An Analysis of Jitter Accumulation in a Chain of PLL Timing Recovery Circuits", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-25, N° 9, Setembro, 1977.

- [37] AFONSO, J.A.F., "Uma Análise dos Circuitos de Extração de Relógio Empregando PLL", Dissertação de Mestrado, UNICAMP. 1983.

APÊNDICE A

AUTOCORRELAÇÃO DO PROCESSO $W(k)$

O processo $W(k)$ é definido pela equação (A.1) , quando o comprimento do enlace ótico é muito maior do que o comprimento de equilíbrio da fibra ($L \gg L_0$)

$$W(k) = \frac{\rho - \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(.)}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} h'(.)} \quad \text{A.1}$$

Para um determinado intervalo de sinalização, e considerando que para fibras pouco dispersivas o valor de $h(.)$ é praticamente nulo após dois intervalos de sinalização, apenas cinco pulsos contribuem para o valor de $W(k)$. Neste caso, o processo $W(k)$ é um processo discreto que pode assumir 2^5 valores distintos; $w_v(k)$, $v = 1, \dots, 32$. Cada possível valor tem a mesma probabilidade de ocorrência, $\Pr[w_v(k)] = 1/32$, e é função dos valores assumidos num determinado instante pelos cinco bits que determinam $W(k)$.

Para cada valor $w_v(k)$ pode-se associar um vetor $\vec{V}_v^k = (a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2)$, $a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2 = 0, 1$, representando o conjunto de bits que determina o valor de $w_v(k)$. Neste vetor o bit a_0 está localizado no k -ésimo intervalo de sinalização como mostra a fig. A.1 .

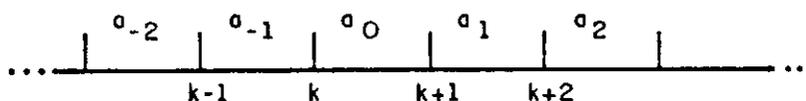


Fig. A.1 - Bits que contribuem para o valor de $w(k)$.

Seja $w_v(k+u)$ o valor do processo $W(k)$ u intervalos de sinalização após o k -ésimo intervalo. O valor de $w_v(k+u)$ é função do vetor \vec{V}_v^{k+u} , o qual, dependendo do valor de u , incorpora alguns bits que contribuem para determinação de $w_v(k)$ (veja fig. A.2). Por exemplo, se $u=2$, \vec{V}_v^{k+2} é dado por:

$$\vec{V}_v^{k+2} = (b_{-2}, b_{-1}, b_0, b_1, b_2)$$

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação
Rua Aprígio Veloso, 882 - Tel (083) 321-7222-PA352
58.100 - Campina Grande - Paraíba

onde: $b_{-2} = a_0$, $b_{-1} = a_1$, $b_0 = a_2$, e $b_1, b_2 = 0, 1$. Neste caso, tomando como referência o vetor \vec{V}_v^k , pode-se determinar, para cada u , 2^u vetores distintos $\vec{V}_{v,i}^{k+u}$, desde que $u \leq 4$. Para $u=5$, o vetor \vec{V}_v^{k+5} é independente do vetor \vec{V}_v^k e pode assumir 32 valores diferentes. Assim,

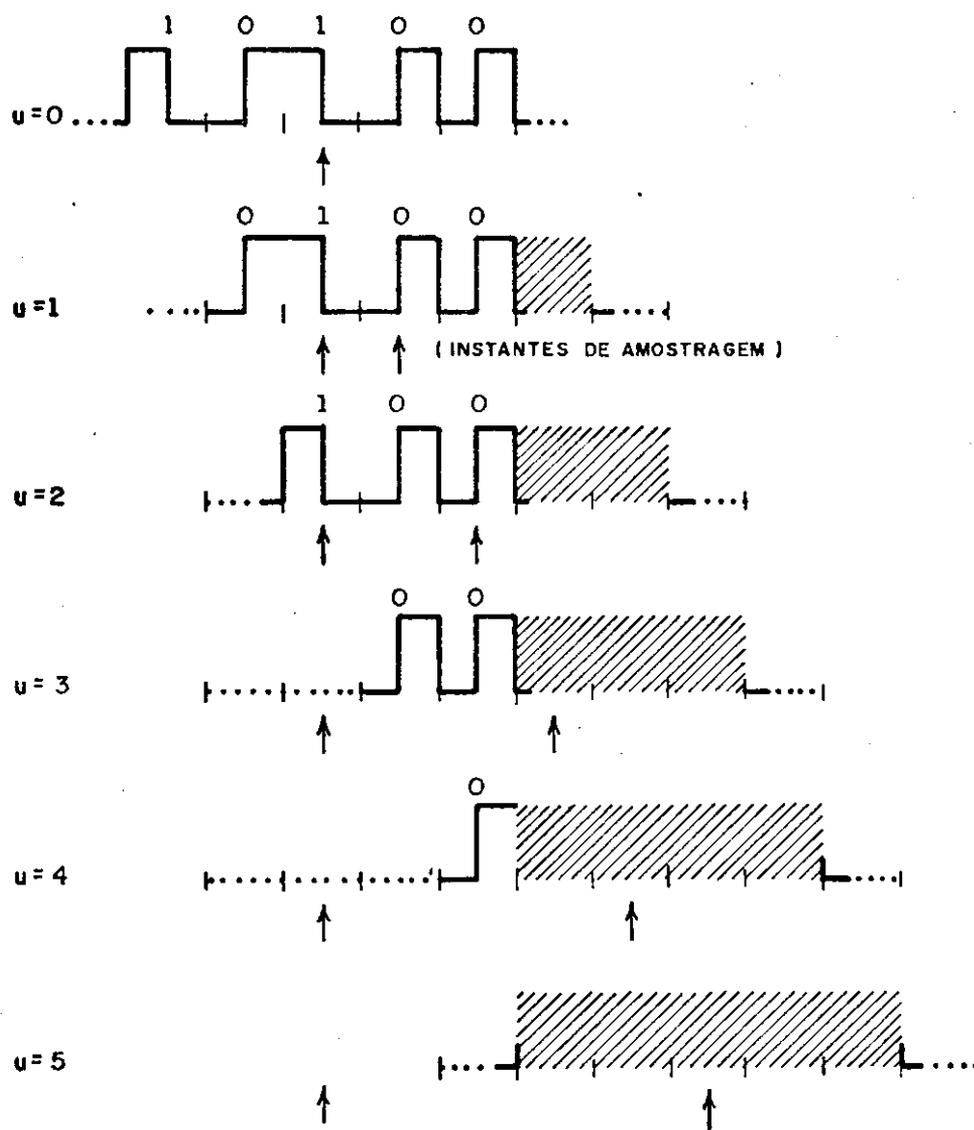


Fig. A.2 - Pulsos que Contribuem Para o Valor do Processo no Instante $k+u$. Os Pulsos Hachurados Não Contribuem Para o Valor no Instante k .

$$\vec{V}_v^{k+5} = \vec{V}_v^{k'} \quad \text{onde } k' = k+5$$

A.3

Seja $w_{v,i}^{(k+u)}$ o valor do processo $W(k)$ no $(k+u)$ -ésimo intervalo de sinalização, associado ao vetor $\vec{V}_{v,i}^{k+u}$.
Sejam, também, as seguintes probabilidades:

$\Pr[\vec{V}_v^k]$ = probabilidade do valor do processo $W(k)$, no k -ésimo intervalo de sinalização, ser determinado pelo vetor \vec{V}_v^k .

$\Pr[\vec{V}_{v,i}^{k+u}]$ = probabilidade do valor do processo $W(k)$, no $(k+u)$ -ésimo intervalo de sinalização, ser determinado pelo vetor $\vec{V}_{v,i}^{k+u}$.

A probabilidade $\Pr[\vec{V}_v^k]$ é a probabilidade de ocorrer um dos 32 possíveis conjuntos de cinco bits que terminam os valores de $w(u)$, logo:

$$\Pr[\vec{V}_v^k] = \Pr[w(k)] = 1/2^5$$

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
Pró-Reitoria Para Assuntos do Interior
Coordenação Setorial de Pós-Graduação A.4
Rua Aprígio Veloso, 882 - Tel. (083) 321-7222-R 355
58.100 - Campina Grande - Paraíba

Semelhantemente, $\Pr[\vec{V}_{v,i}^{k+u}]$ é a probabilidade de ocorrer um determinado conjunto de bits nos u bits que diferenciam $\vec{V}_{v,i}^{k+u}$ de \vec{V}_v^k , dado que ocorreu \vec{V}_v^k .

Seja $\Pr[\vec{S}_i^u]$ a probabilidade de ocorrer um determinado conjunto nos u bits que diferenciam $\vec{V}_{v,i}^{k+u}$ de \vec{V}_v^k . Como os bits são equiprováveis ($p=1/2$) e estatisticamente inde

pendentes entre si:

$$\Pr[\vec{S}_i^u] = \Pr[\vec{S}^u] = 1/2^u \quad \text{A.5}$$

Assim

$$\Pr[\vec{V}_{v,i}^{k+u}] = \Pr[\vec{S}_i^u | \vec{V}_v^k] = \frac{\Pr[\vec{S}_i^u \vec{V}_v^k]}{\Pr[\vec{V}_v^k]} \quad \text{A.6}$$

Mas,

$$\Pr[\vec{S}_i^u \vec{V}_v^k] = \Pr[\vec{S}_i^u] \cdot \Pr[\vec{V}_v^k] \quad \text{A.7}$$

porque os bits são independentes . Logo:

$$\Pr[\vec{V}_{v,i}^{k+u}] = \Pr[\vec{S}_i^u] = 1/2^u \quad \text{A.8}$$

Usando a notação anteriormente desenvolvida, e considerando que:

$$\vec{V}_{v,1}^{k+0} = \vec{V}_v^k \quad \text{A.9}$$

$$w_{v,1}(k+0) = w_v(k) \quad \text{A.10}$$

a autocorrelação do processo $W(k)$ é dada por:

$$R_W(u) = \langle W(k)W(k+u) \rangle = \Pr[\vec{V}_V^k] w_V(k) .$$

$$\cdot \sum_{i=1}^{2^u} \Pr[\vec{V}_{V,i}^{k+u}] w_{V,i}(k+u) ,$$

$$, u=0,1,2,3,4 \quad \text{A.11}$$

$$= 1/2^{5+u} \{w_V(k) \cdot \sum_{i=1}^{2^u} w_{V,i}(k+u)\} , u=0,1,2,3,4 \quad \text{A.12}$$

Para $u \geq 5$, os vetores $\vec{V}_{V,i}^{k+u}$ e \vec{V}_V^k tornam-se independentes e $R_W(u)$ passa a ser:

$$R_W(u) = \langle W(k) \rangle \cdot \langle W(k+u) \rangle = \langle W(k) \rangle^2 , \quad u \geq 5 \quad \text{A.13}$$

Por definição, o jitter não deve apresentar nenhuma direção de preferência, assim $W(k)$ é um processo com média nula. Logo:

$$R_W(u) = 0 , \text{ para } u \geq 5$$

Para um sistema com pulsos assimétricos, a equação de $W(k)$ é:

$$W(k) = \frac{\rho \cdot \sum_{m=-2}^0 h(.)}{\sum_{m=-2}^0 h'(.)} \quad \text{A.14}$$

Neste caso, os vetores \vec{V}_V^k e $\vec{V}_{V,i}^{k+u}$ tornam-se inde

pendentes para $u \geq 3$ e $R_w(u)$ passa a ser dada por:

$$R_w(u) = 1/2^{3+u} \{w_v(k) \cdot \sum_{i=1}^{2^u} w_{v,i}(k+u)\}, \quad u=0,1,2 \quad \text{A.15}$$

e

$$R_w(u) = 0 \quad \text{para} \quad u \geq 3 \quad \text{A.16}$$


```
60 REM =====
70 REM
80 REM
90 REM
100 REM
110 REM
120 REM =====
130 REM Seccao que calcula Rw(1)
140 REM =====
150 FOR I=0 TO 31
160 FOR J=0 TO 3
170 CE(J)=A(I,J+1)
180 NEXT J
190 FOR V=0 TO 1
200 CE(4)=C(V)
210 FOR M=0 TO 4
220 Z=CE(M)
230 NM=NM+HK(Z,M)
240 DN=DN+DM(Z,M)
250 NEXT M
260 W1(V)=((RO-NM)/DN)
270 NM=0:DN=0
280 NEXT V
290 RW=.5*WK(I)*(W1(0)+W1(1))
300 R1W=R1W+RW
310 NEXT I
320 PRINT "Rw(1)=";R1W
330 U=U+1
340 GOTO 390
350 REM =====
360 REM
370 REM
380 REM
390 REM
400 REM =====
410 REM Seccao que calcula Rw(2)
420 REM =====
430 FOR I=0 TO 31
440 FOR J=0 TO 2
450 DE(J)=A(I,J+2)
460 NEXT J
470 FOR V=0 TO 3
480 DE(3)=D(V,0)
490 DE(4)=D(V,1)
500 FOR M=0 TO 4
510 Z=DE(M)
520 NM=NM+HK(Z,M)
530 DN=DN+DM(Z,M)
540 NEXT M
550 W2(V)=((RO-NM)/DN)
560 NM=0:DN=0
570 W2=W2+W2(V)
580 NEXT V
590 RW=.25*WK(I)*W2
```

```
2790 GOTO 2810
2800 T=1.75-M
2810 W1=-(((4*T+1)/(SG*SQR(2)))^2)
2820 W2=-(((4*T-1)/(SG*SQR(2)))^2)
2830 DM(Z,M)=(EXP(W1)-EXP(W2))/SQR(PI)
2840 NEXT M
2850 IF Z=1 THEN 2880
2860 Z=1
2870 GOTO 2760
2880 RETURN
2890 REM -----
2900 DATA 0,0,0,0,0
2910 DATA 0,0,0,0,1
2920 DATA 0,0,0,1,0
2930 DATA 0,0,0,1,1
2940 DATA 0,0,1,0,0
2950 DATA 0,0,1,0,1
2960 DATA 0,0,1,1,0
2970 DATA 0,0,1,1,1
2980 DATA 0,1,0,0,0
2990 DATA 0,1,0,0,1
3000 DATA 0,1,0,1,0
3010 DATA 0,1,0,1,1
3020 DATA 0,1,1,0,0
3030 DATA 0,1,1,0,1
3040 DATA 0,1,1,1,0
3050 DATA 0,1,1,1,1
3060 DATA 1,0,0,0,0
3070 DATA 1,0,0,0,1
3080 DATA 1,0,0,1,0
3090 DATA 1,0,0,1,1
3100 DATA 1,0,1,0,0
3110 DATA 1,0,1,0,1
3120 DATA 1,0,1,1,0
3130 DATA 1,0,1,1,1
3140 DATA 1,1,0,0,0
3150 DATA 1,1,0,0,1
3160 DATA 1,1,0,1,0
3170 DATA 1,1,0,1,1
3180 DATA 1,1,1,0,0
3190 DATA 1,1,1,0,1
3200 DATA 1,1,1,1,0
3210 DATA 1,1,1,1,1
3220 DATA 0,1
3230 DATA 0,0
3240 DATA 0,1
3250 DATA 1,0
3260 DATA 1,1
3270 DATA 0,0,0
3280 DATA 0,0,1
3290 DATA 0,1,0
3300 DATA 0,1,1
3310 DATA 1,0,0
3320 DATA 1,0,1
3330 DATA 1,1,0
3340 DATA 1,1,1
3350 END
```

```

10 REM #####
20 REM #####
30 REM Programa que calcula a autocorrelacao do processo w(k)
40 REM #####
50 REM #####
60 REM
70 REM
80 REM
90 REM
100 REM
110 PRINT " Entre com o valor da seguinte variavel:TAU"
120 INPUT TAU
130 TS=1
140 A=1/TAU
150 CLS
160 LPRINT "TAU=";TAU," Ts=";TS,"A=";A
170 CTE1=EXP(TS/TAU)
180 CTE2=EXP(.5*TS/TAU)
190 CTE3=1-CTE2
200 CTE4=CTE2-CTE1
210 CTE5=-A*TAU
220 PI=3.1415926#
230 RO=.5
240 DIM E(7,2),WK(7),C(1),D(3,1)
250 DIM CE(4),DE(4),W1(1),W2(3)
260 DIM HX1(2),DHX1(2),HX0(2),DHX0(2)
270 DIM TESTE(300),IGAMA(300)
280 FOR I=0 TO 1
290 READ C(I)
300 NEXT I
310 FOR I=0 TO 3
320 FOR J=0 TO 1
330 READ D(I,J)
340 NEXT J,I
350 FOR I=0 TO 7
360 FOR J=0 TO 2
370 READ E(I,J)
380 NEXT J,I
390 GOSUB 1870
400 GOSUB 1300
410 GOSUB 1610
420 U=0
430 ON U+1 GOTO 500,660,1000,3140
440 REM =====
450 REM
460 REM
470 REM
480 REM
490 REM
500 REM =====
510 REM Seccao que calcula Rw(0)
520 REM =====
530 FOR I=0 TO 7
540 RW=.125*WK(I)^2
550 ROW=RW+ROW

```

```
560 NEXT I
570 U=U+1
580 LPRINT "Rw(0)=";ROW
590 GOTO 430
600 REM =====
610 REM
620 REM
630 REM
640 REM
650 REM
660 REM =====
670 REM Seccao que calcula Rw(1)
680 REM =====
690 FOR I=0 TO 7
700 FOR J=0 TO 1
710 CE(J)=E(I,J+1)
720 NEXT J
730 FOR V=0 TO 1
740 CE(2)=C(V)
750 FOR M=0 TO 2
760 L=2-M
770 Z=CE(M)
780 IF Z=0 THEN 820
790 NM=NM+HX1(L)
800 DN=DN+DHX1(L)
810 GOTO 840
820 NM=NM+HX0(L)
830 DN=DN+DHX0(L)
840 NEXT M
850 W1(V)=((RO-NM)/DN)
860 NM=0:DN=0
870 NEXT V
880 RW=.125*.5*WK(I)*(W1(0)+W1(1))
890 R1W=R1W+RW
900 NEXT I
910 LPRINT "Rw(1)=";R1W
920 U=U+1
930 GOTO 430
940 REM =====
950 REM
960 REM
970 REM
980 REM
990 REM
1000 REM =====
1010 REM Seccao que calcula Rw(2)
1020 REM =====
1030 FOR I=0 TO 7
1040 DE(0)=E(I,2)
1050 FOR V=0 TO 3
1060 DE(1)=D(V,0)
1070 DE(2)=D(V,1)
1080 FOR M=0 TO 2
1090 L=2-M
1100 Z=DE(M)
```

```

1110 IF Z=0 THEN 1150
1120 NM=NM+HX1(L)
1130 DN=DN+DHX1(L)
1140 GOTO 1170
1150 NM=NM+HX0(L)
1160 DN=DN+DHX0(L)
1170 NEXT M
1180 W2(V)=(RO-NM)/DN
1190 NM=0:DN=0
1200 W2=W2+W2(V)
1210 NEXT V
1220 RW=.125*.25*WK(I)*W2
1230 R2W=R2W+RW
1240 NEXT I
1250 LPRINT "Rw(2)=";R2W
1260 LPRINT
1270 LPRINT
1280 U=U+1
1290 GOTO 430
1300 REM =====
1310 REM =====
1320 REM Subrotina que calcula a I.E.S. e o valor da derivada da I.E.S.
1330 REM =====
1340 REM =====
1350 REM
1360 REM
1370 REM
1380 REM
1390 REM
1400 FOR I= 0 TO 2
1410 T=(I+GAMAMED)*TS
1420 VFE=EXP(-T/TAU)
1430 IF T>TS/2 THEN 1490
1440 HX1(I)=CTE5*(VFE-1)
1450 HX0(I)=0
1460 DHX1(I)=A*VFE
1470 DHX0(I)=0
1480 GOTO 1590
1490 IF T>TS THEN 1550
1500 HX1(I)=CTE5*VFE*CTE3
1510 HX0(I)=CTE5*(CTE2*VFE-1)
1520 DHX1(I)=A*VFE*(1-CTE2)
1530 DHX0(I)=A*VFE*CTE2
1540 GOTO 1590
1550 HX1(I)=CTE5*VFE*CTE3
1560 HX0(I)=CTE5*VFE*CTE4
1570 DHX1(I)=A*VFE*(1-CTE2)
1580 DHX0(I)=A*VFE*CTE4
1590 NEXT I
1600 RETURN
1610 REM =====
1620 REM =====
1630 REM Sub-rotina para o calculo de W(k)
1640 REM =====
1650 REM =====
1660 REM

```

```

1670 REM
1680 REM
1690 REM
1700 FOR I=0 TO 7
1710 FOR J=0 TO 2
1720 Z=E(I,J)
1730 L=2-J
1740 IF Z=0 THEN 1780
1750 NM=NM+HX1(L)
1760 DN=DN+DHX1(L)
1770 GOTO 1800
1780 NM=NM+HX0(L)
1790 DN=DN+DHX0(L)
1800 NEXT J
1810 W=(RO-NM)/DN
1820 WK(I)=W
1830 W=0:NM=0:DN=0
1840 NEXT I
1850 RETURN
1860 REM =====
1870 REM #####
1880 REM #####
1890 REM Subrotina que calcula o valor do instante medio em que
1900 REM o processo W(k) cruza pelo limiar no intervalo de
1910 REM uma janela de sinalizacao
1920 REM #####
1930 REM #####
1940 REM
1950 REM
1960 REM
1970 REM
1980 REM =====
1990 REM Seccao que calcula o intervalo onde esta localizado o valor
2000 REM medio do instante de cruzamento
2010 REM =====
2020 REM
2030 REM
2040 V=0
2050 GAMA=.55
2060 GOSUB 2480
2070 TESTE(V)=MEDWK:IGAMA(V)=GAMA
2080 MEDWK=0
2090 V=V+1:GAMA=GAMA+9.999999E-04
2100 GOSUB 2480
2110 TESTE(V)=MEDWK:IGAMA(V)=GAMA
2120 MEDWK=0
2130 IF TESTE(V)*TESTE(V-1)>0 THEN 2090
2140 A1=IGAMA(V-1):B=IGAMA(V)
2150 REM =====
2160 REM =====
2170 REM Seccao qu calcula o instante do cruzamento medio
2180 REM =====
2190 REM =====
2200 REM
2210 REM
2220 REM

```

```

2230 REM
2240 N=0
2250 N=N+1
2260 GAMA=A1
2270 GOSUB 2480
2280 FA=MEDWK
2290 GAMA=B
2300 GOSUB 2480
2310 FB=MEDWK
2320 X=A1-((B-A1)/(FB-FA))*FA
2330 GAMA=X
2340 GOSUB 2480
2350 FX=MEDWK
2360 IF ABS(FX)<9.999999E-07 THEN 2450
2370 P1=FX*FA:P2=FX*FB
2380 IF P1>0 THEN 2420
2390 B=X:FB=FX
2400 PRINT
2410 GOTO 2320
2420 A1=X:FA=FX
2430 PRINT
2440 GOTO 2320
2450 GAMAMED=X
2460 PRINT "gama medio=";GAMAMED
2470 RETURN
2480 REM =====
2490 REM =====
2500 REM      Subrotina que calcula o valor medio do processo W(k)
2510 REM =====
2520 REM =====
2530 REM
2540 REM
2550 REM
2560 REM
2570 REM
2580 FOR I= 0 TO 2
2590 T=(I+GAMA)*TS
2600 VFE=EXP(-T/TAU)
2610 IF T>TS/2 THEN 2670
2620 HX1(I)=CTE5*(VFE-1)
2630 HX0(I)=0
2640 DHX1(I)=A*VFE
2650 DHX0(I)=0
2660 GOTO 2770
2670 IF T>TS THEN 2730
2680 HX1(I)=CTE5*VFE*CTE3
2690 HX0(I)=CTE5*(CTE2*VFE-1)
2700 DHX1(I)=A*VFE*(1-CTE2)
2710 DHX0(I)=A*CTE2*VFE
2720 GOTO 2770
2730 HX1(I)=CTE5*VFE*CTE3
2740 HX0(I)=CTE5*VFE*CTE4
2750 DHX1(I)=A*VFE*(1-CTE2)
2760 DHX0(I)=A*VFE*CTE4
2770 NEXT I
2780 REM

```

```
2790 REM
2800 REM
2810 REM
2820 MEDWK=0
2830 FOR I=0 TO 7
2840 FOR J=0 TO 2
2850 Z=E(I,J)
2860 L=2-J
2870 IF Z=0 THEN 2910
2880 NM=NM+HX1(L)
2890 DN=DN+DHX1(L)
2900 GOTO 2930
2910 NM=NM+HX0(L)
2920 DN=DN+DHX0(L)
2930 NEXT J
2940 W=(RO-NM)/DN
2950 WK(I)=W
2960 MEDWK=MEDWK+.125*WK(I)
2970 W=0:NM=0:DN=0
2980 NEXT I
2990 RETURN
```



```
3000 REM =====
3010 DATA 0,1
3020 DATA 0,0
3030 DATA 0,1
3040 DATA 1,0
3050 DATA 1,1
3060 DATA 0,0,0
3070 DATA 0,0,1
3080 DATA 0,1,0
3090 DATA 0,1,1
3100 DATA 1,0,0
3110 DATA 1,0,1
3120 DATA 1,1,0
3130 DATA 1,1,1
3140 END
```