

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

A REGENERAÇÃO DE SINAIS MCP DE 2,048 Mb/s ATRAVÉS DE UMA CADEIA DE  
REPETIDORES

por

Walter da Cunha Borelli

Tese submetida como requisito parcial  
para a obtenção do grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

DE

ENGENHARIA ELÉTRICA

Campinas, Fevereiro de 1975.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
BIBLIOTECA CENTRAL

À minha esposa Eloisa

e a nossos pais

## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador Dr. Hêlio Waldman pela sua intensa e valiosa colaboração; ao Dr. Rege Romeu Scarabucci pela orientação inicial - deste trabalho e orientação do meu programa de Mestrado; ao Eng<sup>o</sup>. Shusaburo Motoyama pelas significativas contribuições; à Srta. Alice Vicente pelo trabalho de dactilografia; ao Sr. Antonio Carlos de Oliveira Campos pelo trabalho de desenho, como também a todas as pessoas que de alguma forma colaboraram para a elaboração - deste trabalho.

## SUMÁRIO

Em uma transmissão por técnica MCP através de cabos, os sinais são atenuados e distorcidos. Para uma adequada decodificação dos diversos sinais multiplexados em tempo, é necessário que estes cheguem ao receptor MCP sem praticamente nenhum ruído. - Este objetivo pode ser alcançado mediante sucessivas regenerações do sinal ao longo da linha de transmissão.

Nesta operação, reconstrói-se o sinal em cada repetidor enviando-o novamente à linha com a relação sinal-ruído melhorada.

O inconveniente é que aparece alguma modulação em posição dos pulsos o que poderá resultar numa decodificação precária ou muito ruidosa dos sinais.

Esta modulação, conhecida como jitter, depende fortemente do modo como o sinal é processado no repetidor, devido ao caráter aleatório do padrão transmitido.

É feito neste trabalho, um estudo do repetidor regenerativo e um estudo comparativo de algumas estruturas de código, técnica e economicamente viáveis, para uma transmissão em 2,048 Mbits/seg.

As causas do jitter são analisadas, dando-se mais atenção àquelas inerentes ao processo de aquisição de sincronismo em cada repetidor, tais como a inevitável assintonia do circuito de extração de sincronismo, e a conversão de amplitude para fase introduzida por desvios no nível de gatilhamento dos pulsos de relógio.

Introduz-se um método computacional de previsão do jitter rms em uma cadeia de repetidores. A estrutura do código de linha como também as características de fontes de jitter em cada re-

petidor podem ser supostas, livremente no método.

Devido à dificuldade de se medir diretamente o jitter rms, procura-se geralmente medir com um osciloscópio a diferença de fase entre os pulsos regenerados em dois padrões periódicos diferentes. Esta diferença, conhecida como desvio de padrão, é estudada na sua dependência com a assintonia e a conversão de amplitude para fase, e o comportamento deduzido é comparado ao do jitter rms. Conclui-se que o desvio de padrão só é uma boa medida do jitter rms em circunstâncias bastante específicas, não obstante o seu valor no diagnóstico da presença de jitter no sistema.

## ÍNDICE

Páginas

SUMÁRIO .....	
ÍNDICE .....	
I. INTRODUÇÃO .....	
II. O REPETIDOR REGENERATIVO .....	
II.1 - Introdução .....	
II.1.1 - Espaçamento entre os Repetidores ..	
II.1.2 - Linhas Básicas do Projeto das Li nhas Repetidoras .....	
II.1.3 - Processamento do Sinal pelos Re- petidores .....	
II.2 - Problemas inerentes a uma Repetição Re- generativa .....	
II.2.1 - Diafonia .....	
II.2.2 - Interferência Intersimbólica .....	
II.2.3 - Ruído Térmico .....	
II.2.4 - Ruído Impulsivo .....	
II.2.5 - Conversão de Amplitude para Fase ..	
II.2.6 - Assintonia do Circuito Sintonizado.	
II.2.7 - Resumo dos Problemas Apresentados .	
II.3 - Equalização dos Pulsos nos Repetidores ...	
II.4 - Extração de Tempo nos Repetidores .....	
II.5 - Regeneração da Forma Retangular dos Pulsos	
II.5.1 - Opção de Regeneradores .....	

	a) - Generalidades .....
	b) - Considerações sobre o circuito de regeneração .....
	c) - Considerações sobre a Tensão de Realimentação $V_f$ .....
	II.5.2 - Interfaces de Lógica TTL com os Cabos de Transmissão .....
	II.6 - Medições da Taxa de Erro para o Repetidor Regenerativo .....
	II.7 - Medições do Desvio de Padrão para o Repetidor Regenerativo .....
	II.8 - Conclusões .....
III.	CÓDIGOS DE LINHA .....
	III.1 - Introdução .....
	III.2 - Definição e subdivisão de Códigos de Linha .....
	III.3 - Tipos de Códigos .....
	III.3.1 - Estrutura Unipolar .....
	III.3.2 - Código Bipolar Alternado (AMI = Alternate Mark Inversion) .....
	III.3.3 - Código de Par Ternário Seleccionado - (PST) .....
	III.3.4 - Código Bipolar com Extração de Zeros ou Código de Alta Densidade de Pulsos .....
	III.4 - Comparação entre as estruturas Bipolar, PST, HDB3 .....

III.5	- Conclusões .....	
Apêndice A1	- Densidade Espectral de Potência .....	
IV.	SIMULAÇÃO DOS PROCESSOS DE JITTER .....	
IV.1	- Introdução .....	
IV.2	- Excitação Impulsiva do Circuito Sintonizado.	
IV.3	- Fórmulas de Recorrência para $A(t)$ .....	
IV.3.1	- Breve Sumário dos Objetivos .....	
IV.3.2	- Estudo do Fator $A(t)$ com Vistas a Tratamento por Computador .....	
IV.4	- Caracterização dos Problemas de Assintonia e Conversão de Amplitude para Fase como Causa- dores de Jitter .....	
IV.4.1	- Somente Assintonia .....	
IV.4.2	- Somente Conversão de Amplitude para Fase .....	
IV.4.3	- Os Dois Efeitos Juntamente .....	
IV.5	- Simulação Numérica do Jitter .....	
IV.5.1	- Generalidades .....	
IV.5.2	- Método Computacional para Um e Vários Repetidores em Cascata	
IV.6	- Estudo do Desalinhamento Médio	
IV.6.1	- Inicialização em Repouso .....	
IV.6.2	- Regime Periódico .....	
IV.6.3	- Desvio de Padrão .....	

IV.6.4 - Inicialização a partir do Regime Periódico .....	
IV.7 - Jitter rms em Um Repetidor .....	
IV.7.1 - Comparação do Jitter rms (JIT) com o Desvio de Padrão (DP) em um Repetidor .....	
IV.8 - Jitter rms em Uma Cadeia de Repetidores .....	
IV.9 - Conclusões .....	
Apêndice A2 - Relação entre Desvio de Padrão e o Jitter rms em um Repetidor .....	
V. CONCLUSÕES GERAIS .....	
REFERÊNCIAS .....	

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

A transmissão digital de sinais a curtas e longas distâncias através de cabos teve nas décadas passadas uma atenção muito grande quando do aperfeiçoamento de técnicas como a de modulação codificada por pulsos (MCP). Para uma implementação de tais sistemas deve-se levar em conta problemas referentes a:

- . custos do sistema
- . qualidade de transmissão
- . compatibilidade com sistemas, já existentes, de multiplexagem em frequência
- . aumento da capacidade de informação das linhas através de códigos eficientes de transmissão.

Em sistemas MCP a informação digital na forma de pulsos e ausência de pulsos, é mandada pelo meio, do qual se conhecem as características de atenuação. Devido ao fato de se utilizar pares do mesmo cabo para transmissão de diferentes sinais, haverá uma interferência entre estes, conhecida como diafonia, que contribuirá para uma maior deterioração da qualidade de transmissão.

O resultado é que os pulsos de sinal, após um certo comprimento elétrico de transmissão, estarão fortemente atenuados, alargados e distorcidos, havendo a necessidade de uma melhoria na relação sinal-ruído através de seções repetidoras distribuídas pela linha de transmissão.

Preservando-se uma certa relação sinal ruído, e mantendo-se o espaçamento entre os pulsos razoavelmente uniforme, o sinal entregue ao terminal receptor é adequado a uma perfeita decodificação para a reconstrução dos diversos sinais multiplexados em tempo.

As seções repetidoras podem ser do tipo analógico ou digital.

Nas do tipo analógico, é feita uma amplificação e equalização dos pulsos; estes não são utilizados para gatilhar a geração local de novos pulsos, conhecido como regeneração. Conforme o número de seções colocadas em cascata, haverá uma - acumulação excessiva de ruído, o que poderá degradar a informação contida no si - nal até níveis indesejados.

Nas seções digitais, nenhum ruído é passado adiante, uma vez que os pulsos são regenerados localmente, sendo suas posições determinadas por um sinal de sincronismo obtido a partir do próprio trem de pulsos recebido. Com este sincronismo, cada pulso de sinal é processado para ser mandado novamen - te à linha com uma forma retangular apropriada. Este tipo de repetição é trata - do na literatura como repetição regenerativa, e seria ideal se a extração de sincronismo não impusesse aos pulsos reconstruídos uma pequena modulação espú - ria de posição conhecida como jitter.

No Capítulo IV será mostrado que este jitter apresenta um caráter acumulativo ao longo da cadeia de repetidores o que o torna altamente - indesejado para uma transmissão em longas cadeias. A parcela de jitter em cada repetidor será menor se a extração de sincronismo for efetuada por componentes mais precisos e confiáveis, precaução esta que apresenta o inconveniente de - onerar o custo do sistema.

A possibilidade de se utilizar seções analógicas entre sec - ções de repetição regenerativa (linhas híbridas) parece estar se tornando alta - mente viável e econômica em distâncias longas para sistemas MCP de altas taxas - de bits que usam cabos coaxiais ou cabos com malhas de proteção para a transmis - são.

Nestas aplicações, o uso de linhas híbridas é altamente de - sejado pelo custo operacional menor do sistema, devido a maior simplicidade das seções analógicas comparadas com a complexidade necessária aos repetidores rege - nerativos (Chang et al<sup>1</sup> |1968|; Kawashima et al<sup>2</sup> |1970|; Ericson et al<sup>3</sup> |1973|).

Para transmissões urbanas entre centrais telefônicas, os sistemas MCP existentes de baixas e médias capacidades de informação utilizam - transmissões por códigos pseudoternários (três níveis de transmissão para dois - níveis lógicos) através de cabos troncos de pares balanceados. Nestes casos, os

repetidores regenerativos, tendo projetos relativamente simples e implementações relativamente baratas, são os preferidos devido aos seus melhores desempenhos - quanto ao ruído inerente nestes tipos de transmissões.

Por esta razão, o sistema MCP para 30 canais de voz a uma taxa de 2,048 Megabits/segundo, preliminarmente apresentado por Scarabucci et al<sup>4</sup> [1973] e em desenvolvimento nos laboratórios do Departamento de Eletrônica & Comunicações da Faculdade de Engenharia da UNICAMP, utilizará linhas repetidoras - inteiramente regenerativas.

Os projetos das linhas repetidoras estão altamente condicionados às características do sistema a ser instalado. Como os cabos a serem utilizados são aqueles já existentes entre centrais telefônicas e não foram construídos para este fim, o fenômeno da diafonia somado ao da interferência entre símbolos será o maior limitador do desempenho destas linhas.

Uma minuciosa escolha dos pares a serem utilizados poderia acarretar uma situação bem mais favorável de interferência diafônica e de espaçamento entre os repetidores, mas por outro lado esta seleção de pares exigiria um grande número de medidas de diafonia (onerando severamente o custo da instalação).

Com um projeto adequado da seção equalizadora dos repetidores, uma medida como aquela citada acima não se mostra necessária. O espaçamento entre os repetidores, para uma aplicação deste tipo, é ditado por fatores econômicos de implantação dos repetidores nos mesmos lugares físicos das bobinas de pupinização utilizadas pelo sistema a ser substituído.

No projeto adequado destas linhas, considerações especiais devem ser tomadas quanto ao código de linha a ser utilizado para uma maior transparência aos diversos tipos de sinais digitais (voz, dados, etc.) pois é aconselhável prever um uso futuro destas linhas para outras aplicações além daquelas - de telefonia.

Como anteriormente citado, o trem de pulsos nos repetidores sofrem operações de reconstituição de suas formas, resincronização de suas posições em tempo, seguidos de uma regeneração da forma retangular pelas quais são enviados novamente à linha.

Por este processo é gerado o jitter nos pulsos regenerados.

São fontes de jitter:

- a) a interferência intersimbólica
- b) a incidência da diafonia entre os sinais de vários sistemas transmitidos nos mesmos cabos
- c) ruídos aleatórios na entrada dos repetidores. Citam-se os ruídos térmico e impulsivo.
- d) assintonia do circuito de extração de sincronismo. Define-se como assintonia o fato do circuito de extração de sincronismo não estar sintonizado exatamente na taxa de bits.
- e) conversão de amplitude para fase devido a:
  - e1) excitação do circuito sintonizado por pulsos largura finita;
  - e2) níveis de indecisão dos circuitos amostradores dos pulsos de sinal.

No Capítulo II deste trabalho é feita uma análise destas fontes de jitter seguidos de uma apresentação das várias seções dos repetidores regenerativos. No final do Capítulo são apresentadas opções dos estágios de saída dos repetidores como também, alguns testes práticos de um circuito de extração de tempo construído em laboratório (Motoyama<sup>9</sup> [1975]).

No Capítulo III, consideradas as principais características necessárias ao código de linha, são apresentadas as opções de estruturas de código propostos na literatura (refs. 11, 13, 14) para no final ser feita uma comparação dos principais códigos para este tipo de aplicação com o fim de escolha da quele a ser utilizado no sistema.

O Capítulo IV introduz um método computacional de predição do jitter em um ou mais repetidores, ocasionado pelas duas fontes mais importantes quais sejam aquelas de índices (d) e (e2). O método introduzido tem aplica

ções mais gerais que alguns métodos analíticos apresentados na literatura -  
(Bennett<sup>12</sup> |1958|, Manley<sup>16</sup> |1969|, Powe<sup>17</sup> |1958|, Byrne<sup>18</sup> |1963|), e mostra resu-  
l-tados compatíveis com as previsões destes.

O Capítulo V é o relativo a conclusões gerais do traba-  
lho.

## CAPÍTULO II

### O REPETIDOR REGENERATIVO

#### II.1 - Introdução

A grande razão de emprego da técnica MCP em telefonia está num aumento considerável da capacidade dos cabos já instalados. No sistema MCP desenvolvido pelo Departamento de Eletrônica e Comunicações da UNICAMP, cabos que suportam em cada par de fios a transmissão de um único canal de voz, terão sua capacidade aumentada para 30 canais por par de fios numa direção. A taxa de bits neste sistema será de 2.048 Mb/s.

O número de pares de um cabo que pode ser utilizado para este fim, depende fortemente das características de atenuação e diafonia do mesmo, do espaçamento entre repetidores, e principalmente do tipo de instalação utilizado. A severidade com que esses fatores limitam a capacidade do sistema é devida ao fato de que os cabos em questão não foram construídos com a preocupação de poderem ser utilizados nas altas frequências em que os sistemas MCP operam.

#### II.1.1 - Espaçamento entre os repetidores

No estabelecimento do número de repetidores que deve-se colocar em uma linha, deve-se levar em conta vários fatores. Assim, em sistemas de baixas taxas de bits os fatores técnicos que limitam os espaçamentos entre repetidores são as características apresentadas pelos cabos quanto à perda por unidade de comprimento, como também, as características de incidência de diafonia entre sistemas que operam em pares dos mesmos cabos. Salienta-se também o problema de acumulação de jitter nesta escolha.

Para taxas de bits mais elevadas é mais adequado transmitir-se por meio de cabos microcoaxiais ou cabos de grupos blindados. Em geral nestes sistemas o espaçamento entre repetidores será ditado principalmente pelo ruído térmico - (Kawashima<sup>2</sup> |1970|).

Nos sistemas analógicos preexistentes para uma equalização passiva dos sinais de voz transmitidos, existem bobinas de pupinização espaçadas pela linha de 2 em 2 Km. Para transmissão de sinais MCP, por estes cabos, há a necessidade de uma banda de passagem maior devido ao conteúdo nas altas frequências dos pulsos transmitidos.

Há então a necessidade de retirada e substituição destas bobinas por repetidores regenerativos que podem ocupar os mesmos lugares físicos daquelas, sem haver a necessidade de abertura de novas caixas subterrâneas.

Portanto, o espaçamento nominal de 2 Km entre bobinas consecutivas é adotado para os repetidores. Espaçamentos múltiplos de 2 Km apesar de serem, também, econômicos, são excluídos em razão da atenuação e diafonia, excessivamente fortes sobre os sinais.

#### II.1.2 - Linhas básicas do projeto das linhas repetidoras

A escolha de um código para transmissão de um sinal digital sobre um canal de comunicações, depende de um compromisso entre uma multiplicidade de parâmetros. Todos os fatores técnicos precisam ser considerados para que o sistema venha satisfazer um certo desempenho requerido a um custo justificado. Geralmente são os meios de transmissão escolhidos os limitadores deste desempenho.

A situação em foco, uma transmissão de pulsos a uma taxa de 2,048 Mb/s. através de cabos tronco, é limitada principalmente pelo acoplamento de diafonia, existente entre pares de fio que transmitem os sinais em direções opostas (paradiafonia).

No Capítulo III analisam-se os códigos de linha mais adequados a este tipo de transmissão à luz destes compromissos enquanto que o tipo de repetidor regenerativo usado nestes sistemas é estudado a partir da Secção II.3.

Em seguida apresentamos o processamento sofrido pelos sinais nos repetidores regenerativos para na Secção II.2 estudarmos as possíveis fontes de jitter que tendem a mascarar o sinal entregue ao terminal receptor.

### II.1.3 - Processamento do sinal pelos repetidores

Uma alternativa de projeto para os repetidores é apresentada no diagrama de blocos da Figura 2.1.

A correta regeneração dos pulsos transmitidos ao longo de cabos tronco, depende de se amostrar os pulsos recebidos após equalização, na fase adequada. Para isso é necessário que se disponha de um sinal relógio que marque - os instantes ótimos de amostragem.

Fazendo o sinal passar por operações de retificação (supõe-se até aqui que o código segue a regra bipolar; uma análise de algumas estruturas de códigos será feita no Capítulo III) e ceifamento (entendido como eliminação da parte inferior dos pulsos), retira-se dele a componente na taxa de bits. A senóide - nesta frequência é usada para gerar o sinal relógio ou instantes de amostragens. - Estes, na presença de pulsos na saída do equalizador (Secção 2.3), atuam o regenerador que recoloca os pulsos na linha em suas formas e polaridades originais. Esta opção de implementação é discutida em mais detalhes a partir da Secção 2.3.

### II.2 - Problemas inerentes a uma repetição regenerativa

Na prática, é quase impossível que um repetidor regenere perfeitamente o trem de pulsos sem nenhuma modulação de suas posições em tempo.

Isto é devido a dificuldade de obtenção de uma fonte ideal de relógio, que esteja perfeitamente sintonizada na taxa de repetição dos pulsos. O método mais usado de obtenção de uma onda de amostragem dos instantes ótimos de decisão, é o que utiliza um circuito tanque ressonante de faixa estreita. Por este método passa-se o trem de pulsos recebido ou uma modificação deste pelo circuito - tanque, sintonizado o mais próximo possível da taxa de bits.

Como mencionado anteriormente a senóide obtida é usada para - geração dos instantes de amostragens através dos seus cruzamentos de zero negativos ou positivos. Vamos supor que sejam usados os cruzamentos de zero negativos da senóide. A esta onda daremos o nome de onda de tempo ou onda de sincronismo.

Devido:

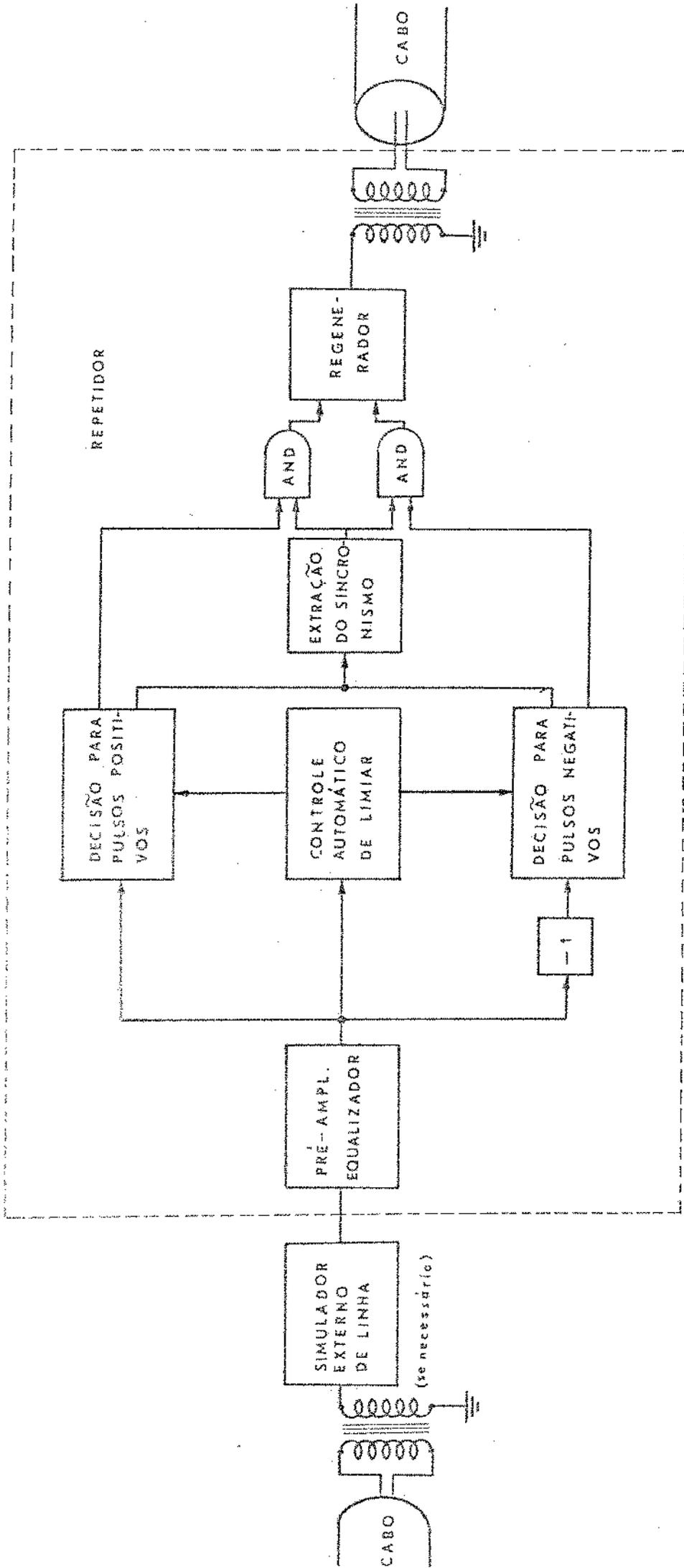


Figura 2.1 - Diagrama de blocos de um repetidor regenerativo.

- . a necessidade de processar o sinal através de não linearidades para extração da taxa de bits
- . a sintonia do tanque não ser perfeita
- . a faixa de passagem do tanque ser finita
- . os pulsos de amostragens não acontecerem, na prática, exatamente nos cruzamentos de zero da senóide

e também devido a adição de algum ruído a aquele já presente no sinal, em cada repetidor os pulsos regenerados estarão fora de suas posições ideais. Uma grandeza que representa muito bem estes desvios de posição é o jitter rms. Uma predição de como este se acumula em uma cadeia de repetidores é apresentada no Capítulo IV.

A seguir, mostram-se as causas do jitter.

### II.2.1 - Diafonia

Sinais PCM, de vários sistemas sendo transmitidos no mesmo cabo se interferirão através do acoplamento existente entre os pares de fios. Este é o fenômeno da diafonia (crosstalk).

A transmissão sendo na mesma direção dos sinais interferentes, o acoplamento recebe o nome de telediafonia (far end crosstalk). E será acoplamento por paradiafonia (near end crosstalk) se a transmissão for em direção oposta a dos sinais interferentes.

A Figura 2.2 apresenta um esquema para os fenômenos de diafonia.

Ressalta-se que dentro do mesmo cabo pode haver sistemas em ambas as direções. Neste caso o fator mais relevante em termos de interferência entre os sinais, será o acoplamento por paradiafonia (Cravis et al<sup>23</sup> [1963]). Isto porque os sinais de nível alto, na saída dos repetidores de uma direção, interferirão fortemente nos sinais de nível baixo, que chegam aos repetidores da outra direção. Este acoplamento é mais significativo nos primeiros 300 m dos repetidores interferentes.

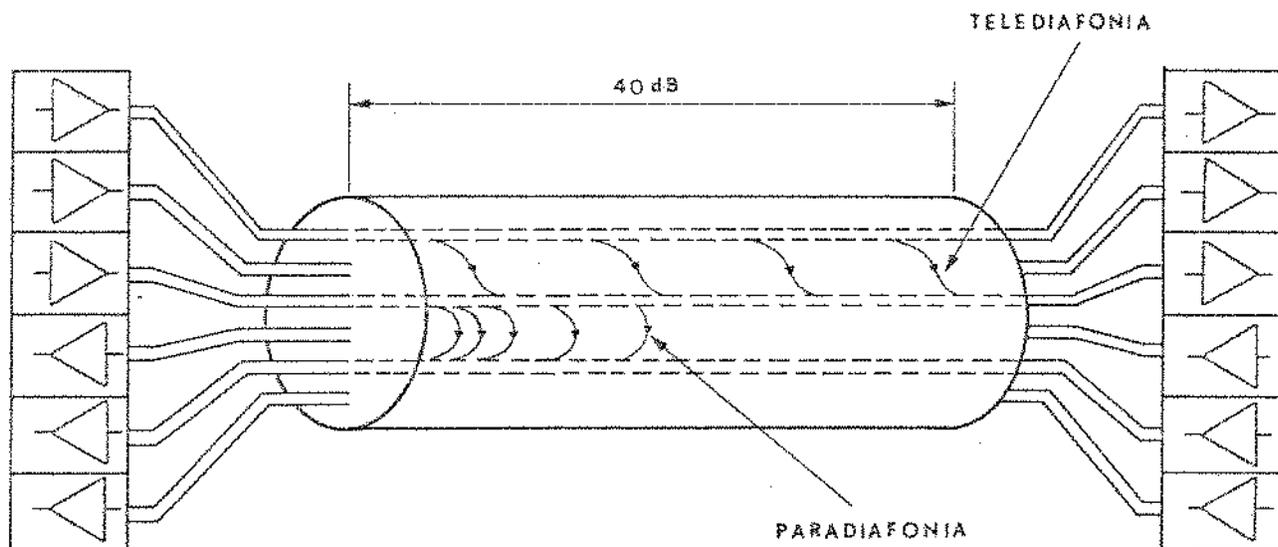


Figura 2.2 - Diafonia. Operação em um cabo

O acoplamento por telediafonia será o mais importante quando da transmissão em uma só direção, ou quando do uso de cabos especiais (cabos com malha de proteção em transmissões a altas taxas de bits) em casos de transmissão nas duas direções.

No caso de telediafonia, o sinal interferente é atenuado juntamente com o sinal interferido. Isto é, a interferência por telediafonia é proporcional ao comprimento do cabo.

O efeito da interferência por diafonia sobre o trem de pulsos transmitido por um determinado par, é de uma predição muito difícil, pois o sinal interferente é feito da combinação de muitos trens de pulsos de caráter aleatório não sincronizados entre si nem com o sinal interferido, transmitidos por outros pares do cabo. Desde que o sinal interferido é também de padrão aleatório, uma completa discussão estatística da situação se torna extremamente complicada e não existente.

Pela literatura (ref. 23) sobre o problema, vê-se que medidas do acoplamento por paradiafonia, em sistemas em ambas direções sobre o mesmo cabo, mostram um crescimento a 4.5 dB por oitava contra a frequência (acoplamento proporcional a  $f^{3/4}$ ), e que o processo de interferência de muitos canais sobre o sinal na entrada do repetidor, aproxima-se de um processo gaussiano. Waldman et al<sup>5</sup> [1974]

apresenta o problema da diafonia fazendo uma apreciação crítica da validade desta hipótese.

O sinal depois de atenuado pelo cabo, sofre esta interferência aditiva. Assim é passado por uma pré-equalização de características lineares, seguido de operações não lineares de retificação e ceifamento.

Algum ruído, ainda certamente presente no sinal dará origem a uma excitação do circuito tanque com certas imperfeições, que caracterizarão variações nas posições dos pulsos regenerados (jitter no sinal). Como esta interferência é mais forte para frequências maiores, a equalização dos sinais deve ser feita com uma diminuição na faixa de passagem do meio o que esbarra, sem dúvida nenhuma, no problema de interferência entre símbolos que necessita de uma faixa ampla. É evidenciado o compromisso existente na equalização dos repetidores.

### II.2.2 - Interferência Intersimbólica

Os cabos de transmissão apresentam uma característica de atenuação que cresce com a frequência como visto na Figura 2.3.

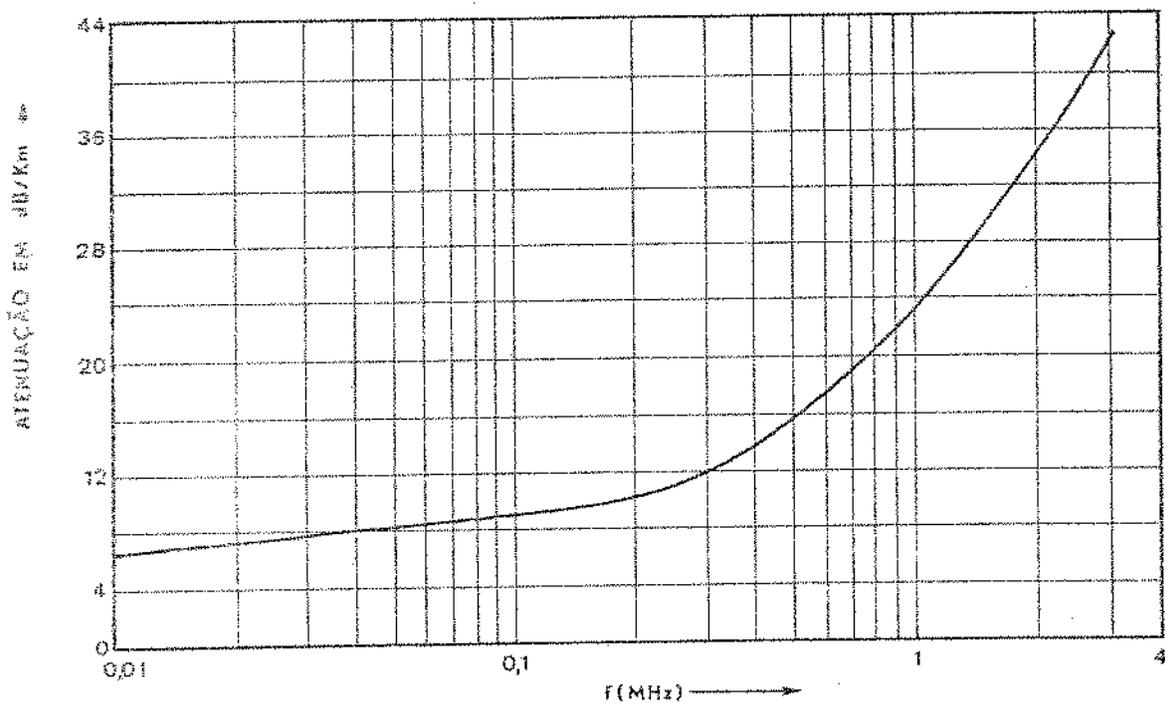


Figura 2.3 - Curva típica de atenuação versus frequência para cabo telefônico calibre 22 A.W.G. (Obtida junto à Pirelli S/A).

Isto dá ao meio uma característica fortemente dispersiva o que fará com que os pulsos sejam severamente atenuados e alargados, na ausência de outro tipo de interferência.

Como resultado os pulsos não estarão mais confinados somente às suas janelas, mas interferindo em janelas adjacentes. A este entrelaçamento dá-se o nome de interferência entre símbolos.

A equalização dos pulsos se dá com um compromisso entre a detetabilidade dos pulsos, e a incidência de paradiáfonia sobre os sinais. Devido a isto, os pulsos enviados à extração de sincronismo e regeneração do repetidor (vide diagrama de blocos do repetidor - Figura 2.1) ainda apresentam este tipo de interferência, somado ao de paradiáfonia.

Lopes et al |1974| analisam detalhadamente o problema da equalização nos repetidores, apresentando uma implementação para o equalizador com a preocupação de minimização destas duas interferências. Na Secção 2.3 estão-se os resultados apresentados.

### II.2.3 - Ruído térmico

Os pulsos de transmissão sendo de 3 VoHs e de fator de ocupação de 50% (Scarabucci et al)<sup>4</sup> chegam nas entradas dos repetidores bastante alargados com uma amplitude da ordem de 30 mV. Isto é devido a atenuação típica apresentada pelos cabos em 1 MHz ser de 40 dB para transmissão em 2 Km de linha (vide Figura 2.3). Esta atenuação depende do valor real da bitola adotada, da temperatura, etc.

A tensão rms do ruído térmico na entrada do repetidor pode ser expressa por:

$$v_n = \sqrt{4 Rk T B}$$

onde

R = valor típico da impedância característica da linha

B = faixa de passagem da linha  
k = constante de Boltzmann  
T = temperatura em graus Kelvin

Para o nosso caso:

R = 100  $\Omega$   
B = 2 MHz  
k =  $1.37 \times 10^{-23}$  joule/grau  
T = 300<sup>o</sup> K

Assim,

$$v_n = 1,7 \mu V$$

Efetivamente o sinal que será interferido por esta tensão é da ordem de milivolts (a tensão efetiva do sinal depende do padrão transmitido).

Portanto a influência do ruído térmico no desempenho do sistema é inteiramente desprezível comparada com a forte interferência por paradiafonia.

#### II.2.4 - Ruído Impulsivo

Este tipo de ruído é mais significativo nas proximidades das centrais, onde operações com relés, chaves, fios de alimentação AC, linhas com sinais de campanha podem gerar ruídos que interferirão, via diafonia, nas linhas<sup>A</sup>-repetidoras MCP. Esta contribuição pode ser tornada desprezível mediante a tomada de providências como a de adotar espaçamentos menores que aquele de 2 Km, para os repetidores próximos à centrais.

## II.2.5 - Conversão de amplitude para fase

a) Largura finita dos pulsos de excitação do circuito sintonizado.

Veremos no Capítulo III que transmissões com códigos bipolares ou modificações destes, acarretam espectros de potência sem linhas discretas em múltiplos da taxa de repetição de bits (isto para o caso de pulsos positivos e negativos balanceados e uma probabilidade igual a meio de ocorrência de zero ou um na sequência binária). Estas linhas são conseguidas pela operação de retificação anterior a excitação do circuito sintonizado.

Por este processo é gerado um trem unipolar de pulsos estreitos, cujo espectro apresenta:

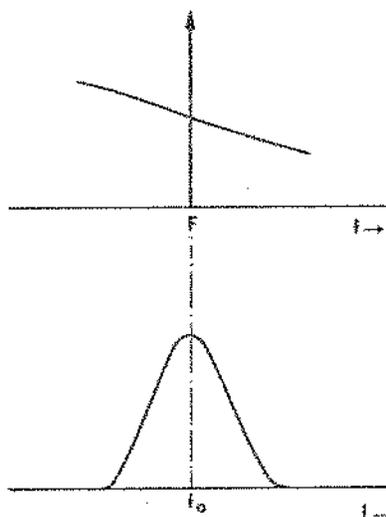
- linhas discretas em múltiplos inteiros da taxa de bits, - cujas magnitudes são determinadas pelo formato do pulso individual.
- uma parte contínua que tem a mesma forma da envoltória - das harmônicas (Bennett<sup>12</sup> [1958]).

O circuito sintonizado de faixa estreita seleciona a componente discreta na taxa de bits e mais uma pequena parte do espectro contínuo, em torno daquela componente. A Figura 2.4 ilustra esta situação.

A assimetria da parte contínua em torno da fundamental gera uma modulação em fase da senóide produzida (Manley<sup>16</sup> [1969]). Para as modulações serem menores, os pulsos deverão ser mais estreitos, pois o espectro de potência correspondente, sendo mais alargado em frequência, apresentará uma assimetria menor em torno da componente fundamental.

Segundo Rowe<sup>17</sup> [1958] se os pulsos para excitação do circuito sintonizado, tiverem na base uma duração menor que  $T/2$  ( $T$  é o inverso da taxa de bits), esta modulação em fase causará desvios insignificantes nos pulsos regenerados quando comparados àqueles devidos a outras fontes (por exemplo aquela de gera-

Parte do espectro de potência dos pulsos de excitação do circuito sintonizado.



Faixa de passagem do circuito sintonizado.

Figura 2.4 - Excitação do circuito sintonizado.

$f_0$  = frequência natural de oscilação  
exatamente centrado na taxa de bits  $F$ .

ção dos instantes de amostragens fora dos cruzamentos de zero da senóide produzida).

A assimetria da parte contínua do espectro do sinal de relógio será ainda maior se considerarmos que, na prática, fatalmente haverá uma assintonia do circuito sintonizado em torno da taxa de bits. Esta assintonia é causada pelo efeito de envelhecimento e temperatura a que estão sujeitos os componentes do circuito sintonizado.

- b) Nível de incerteza dos circuitos de geração dos instantes de amostragens.

Os circuitos de geração dos instantes de amostragens não são disparados exatamente nos cruzamentos de zero da senóide produzida pelo circuito sintonizado. Ou melhor, é necessário que esta atinja um certo nível  $B$  de amplitude para que estes circuitos sejam atuados.

Devido ao fato do índice de mérito  $Q$  do circuito sintonizado

não ser infinito, a senóide produzida por este circuito apresentará uma modulação em amplitude que deslocará os instantes de amplitude  $B$  da senóide. Estes deslocamentos seriam iguais se o padrão de transmissão fosse do tipo periódico de um pulso em  $n$  janelas temporais (uma janela temporal tem a largura igual a  $T$  onde  $T$  é o inverso da taxa de bits  $F$ ). Porém, como o padrão tem características aleatórias, estes desvios serão também aleatórios contribuindo para a aparição do jitter no sinal regenerado.

Como no caso de largura finita de pulsos, necessita-se aqui de um índice de mérito  $Q$  do circuito sintonizado razoavelmente alto. Isto causará menor modulação em amplitude da senóide, e conseqüentemente menor jitter no sinal.

#### II.2.6 - Assintonia do circuito sintonizado

Quando o circuito sintonizado apresentar um desvio de sintonia com respeito à taxa de bits, os pulsos de informação serão amostrados fora dos seus picos. Os instantes de pico de sinal são os que apresentam melhor relação de potência de sinal para potência média de ruído, uma vez que este último é um processo estacionário.

Os instantes de amostragens estando fora destes instantes ótimos, haverá uma diminuição na tolerância ao ruído.

Estes instantes de amostragens estarão tanto mais fora dos instantes ótimos quanto maior a assintonia do circuito sintonizado. Será mostrado no Capítulo IV que maiores índices de mérito  $Q$  do circuito sintonizado, acarretam um maior desalinhamento médio dos pulsos regenerados para uma mesma assintonia.

Este problema e o de conversão de amplitude para fase causados pelo nível de disparo diferente de zero dos circuitos geradores dos instantes de amostragens, são tratados em maiores detalhes no Capítulo IV onde se introduz um método de predição do jitter causado por estes fenômenos em um e numa cadeia de repetidores.

## II.2.7 - Resumo dos problemas apresentados

Nota-se então:

- a) em uma transmissão de vários sistemas MCP em ambas as direções através de cabos tronco o ruído mais importante a ser considerado é o de paradiáfonia. Para esta ser minimizada há a necessidade de uma faixa estreita do meio (cabos mais prẽ equalizadores).
- b) devido ao fato dos cabos não apresentarem faixas de passagem plana, haverá o entrelaçamento dos pulsos, o que acarretará um incremento na taxa de erros do sistema.
- c) a necessidade de uma equalização otimizada sobre o compromisso destas duas interferências.
- d) os fatores de assintonia do circuito sintonizado e os de conversão de amplitude para fase são inerentes ao processo de extração da onda de tempo. Viu-se que esta onda de tempo, adquirida da senõide do circuito sintonizado, é usada para marcar os instantes de amos - tragens dos pulsos após equalização.

Nas próximas Secções delinearemos o projeto de um repetidor - levando-se em conta os fatores acima citados.

O código de transmissão a ser utilizado no sistema MCP desenvolvido na UNICAMP será aquele de estrutura HDB3 apresentado no Capítulo III deste trabalho. Este código é muito semelhante ao bipolar simples mas admite no máximo 3 zeros consecutivos. Sequências de 4 zeros serão substituídas por 4 pulsos sendo os 2 primeiros de polaridade oposta ao do último pulso transmitido e os 2 últimos de mesma polaridade daquele.

## II.3 - Equalização dos pulsos nos repetidores

Como mencionado, o projeto do equalizador visa a minimização do efeito combinado da interferência entre símbolos (necessidade de faixa ampla do meio : cabo + equalizador) e da incidência de paradiáfonia (necessidade de estreitamento de faixa do meio).

A interferência entre símbolos após equalizador é estudada -

através do diagrama de "olho" que representa todas as combinações possíveis de interferência que afetam um dado intervalo de tempo. Na Figura 2.5 mostra-se o pior caso desta interferência:

- caso 1 e caso 2 : são os casos dos pulsos anterior e posterior tendendo a mascarar o reconhecimento de zero de uma certa janela temporal.
- caso 3 : pulsos anterior e posterior de mesmas polaridades mas opostas à do pulso que se quer detectar.

Estes casos não ocorrem simultaneamente em uma transmissão com HDB3, mas representam a pior condição teórica da interferência entre símbolos.

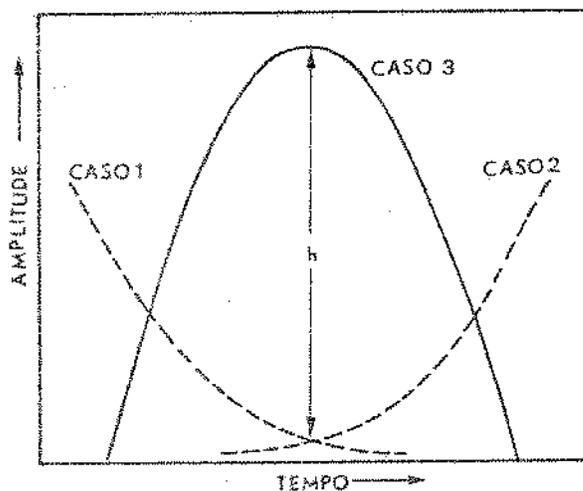


Figura 2.5 - Diagrama do "olho"

A detecção do pulso deve ser feita no instante central do "olho" onde este se apresenta mais aberto e na metade de sua amplitude  $h$  (Hayo<sup>7</sup> - [1962]). Este é o instante ótimo para amostragens dos pulsos (função da extração de tempo nos repetidores).

A Foto 1 ilustra esta situação mostrando a onda quadrada a ser utilizada para geração dos instantes de amostragem no centro do "olho" de sinal na saída do equalizador. O traço horizontal na metade da altura dos pulsos representa o nível de corte dos pulsos do equalizador (Secção 2.4).

Esta Foto foi obtida com a implementação de um circuito de repetidor nos laboratórios da UNICAMP (Lopes<sup>6</sup> [1974], Motoyama<sup>9</sup> [1974]).

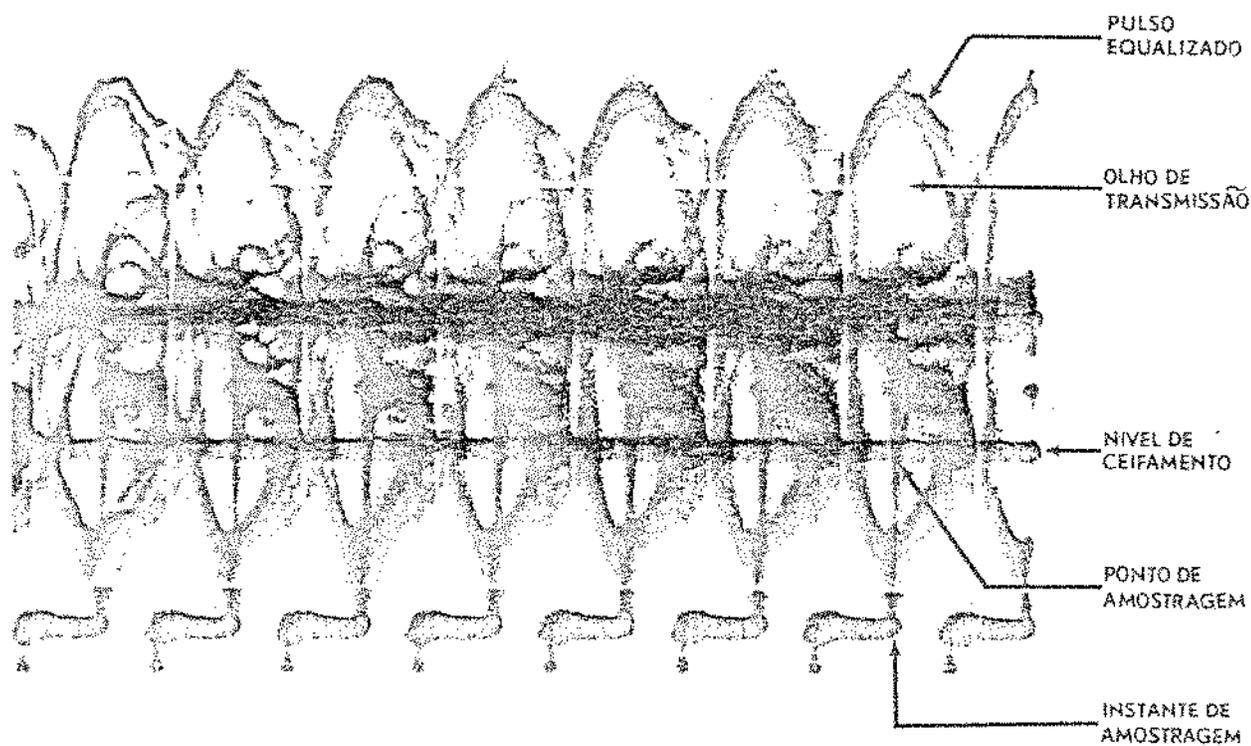


Foto 1 - Amostragem dos pulsos equalizados

O pior caso de interferência via paradiáfonia é aquele que tende a fechar o "olho" dificultando o processo de detecção. Em outras palavras o pior caso de detecção se dá quando na ausência de pulsos esta se adiciona ao sinal, ou se subtrai ao sinal na existência de pulsos.

A otimização da equalização se dá então de maneira a compensar a atenuação imposta pelo cabo até uma determinada frequência, onde deve-se im

por um corte abrupto na resposta do equalizador de maneira a permitir pouca interferência de paradiáfonia.

Na Figura 2.6 é mostrado o ganho do equalizador contra variação da frequência. O equalizador projetado (Lopes<sup>6</sup>) apresenta o corte abrupto na frequência de MHz.

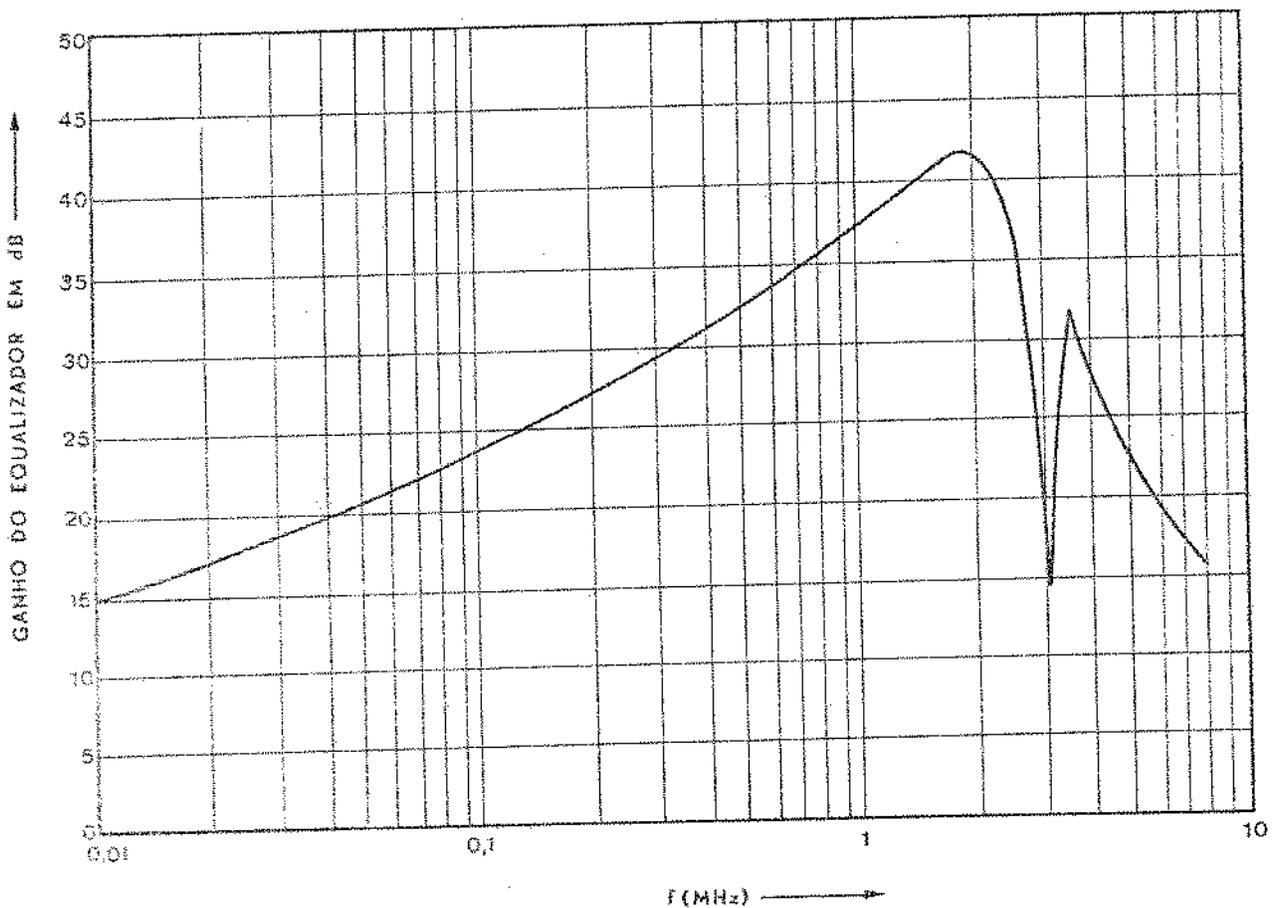


Figura 2.6 - Ganho do equalizador  
(Extraído de (Lopes<sup>6</sup> |1974|))

Até perto da frequência de corte, nota-se a tendência do ganho crescente do equalizador de modo a compensar a atenuação imposta pelo cabo -

(Figura 2.3), quando ocorre aquele corte abrupto necessário à diminuição da interferência de paradiafonia.

A forma de pulso transmitida pode influir consideravelmente na redução da interferência entre símbolos e aumento no acoplamento máximo - por paradiafonia.

Assim será o caso, quando na transmissão com pulsos da Figura 2.7 (Mayo<sup>7</sup> [1962]).

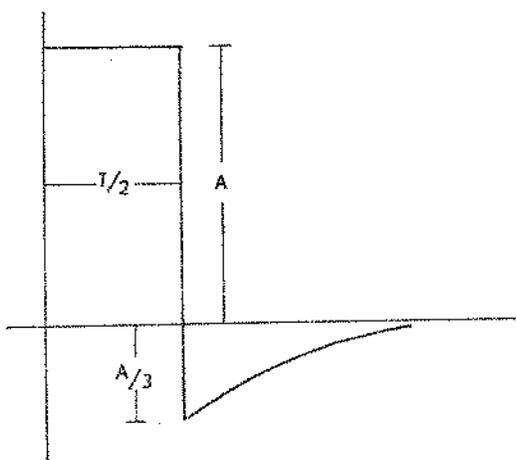


Figura 2.7 - Pulso de transmissão pré-equalizado

A este fato, chamaremos de pré equalização dos pulsos, a qual é feita acoplando-se adequadamente uma carga RL na saída dos repetidores.

O estágio de equalização na entrada dos repetidores consta de um pré amplificador com malha de realimentação para garantir a estabilidade de ganho. Nesta malha está colocado o circuito equalizador. Para simplicidade de expressão estamos chamando o conjunto todo de equalizador.

O equalizador recebendo os pulsos atenuados e distorcidos, deve soltá-los com a mesma amplitude com que serão injetados no cabo, ou seja,  $\pm 3$  volts.

As amplitudes dos pulsos equalizados poderão apresentar variações em torno daquela nominal se os pulsos que chegam ao repetidor não tiverem sido atenuados de acordo com o espaçamento nominal de 2 Km.

Na implementação prática serão usados, quando necessários, simuladores externos de linha que simulem exatamente aquele espaçamento nominal - entregando ao equalizador pulsos igualmente atenuados.

Uma outra opção seria aquela de usar circuitos de controle automático de ganho que ajustariam automaticamente o ganho do equalizador todas as vezes que o sinal de entrada estivesse acima ou abaixo do valor nominal. Os pulsos na saída do equalizador apresentariam todos a mesma amplitude. Nesta hipótese os simuladores externos de linha não seriam mais necessários.

#### II.4 - Extração de tempo nos repetidores

O sinal ainda contaminado por interferência é processado de tal forma que uma decisão sobre a existência de pulsos possa ser efetuada. A Figura 2.8 mostra parte do repetidor regenerativo responsável pela detecção dos pulsos.

Para que a relação sinal-ruído seja melhorada, é necessário o ceifamento da metade inferior da amplitude dos pulsos. Com isto é permitido que menos ruído seja passado para a extração do sincronismo, tendo ainda como resultado o estreitamento dos pulsos que alimentam a extração de tempo.

Esta tensão de referência na metade dos pulsos é obtida através do circuito de controle de limiar. O sinal vindo do equalizador é comparado a esta tensão de tal forma que somente a metade superior dos pulsos é aproveitada - (vide Foto 1).

Os pulsos positivos e negativos assim ceifados são usados:

- a) para uma decisão de existência ou não de pulsos
- b) após uma retificação, para a extração de sincronismo.

A extração do sincronismo consiste na extração da componente fundamental do trem de pulsos como também do processamento sofrido pela senóide gerada para a extração dos instantes de amostragem. Como este processamento se dá a

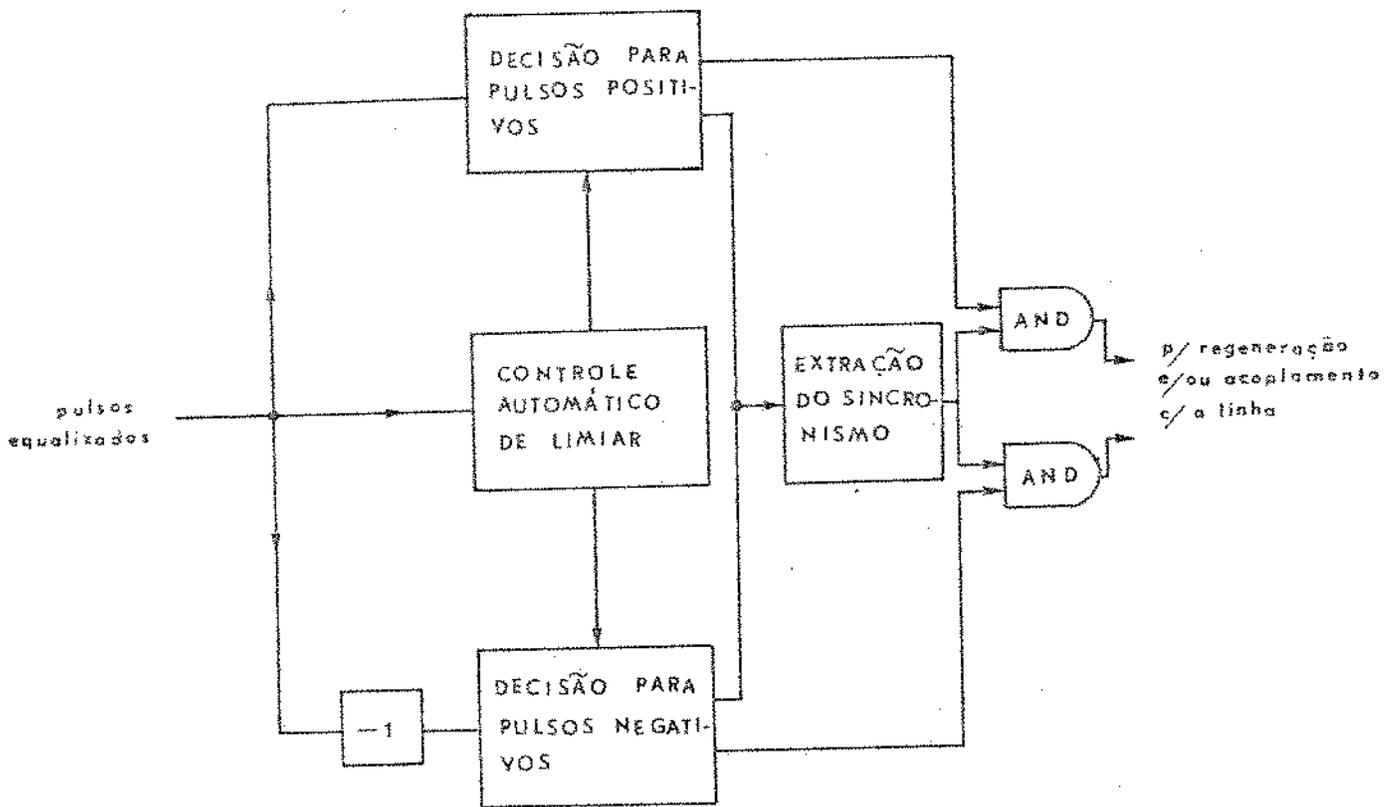


Figura 2.8 - Detecção e extração de sincronismo nos repetidores

partir do próprio sinal, é chamado de "auto sincronismo", o qual é muito usado para este tipo de repetição regenerativa (Aaron<sup>11</sup> |1962|).

A onda de sincronismo é também chamada de onda de tempo e também de onda de amostragem. O diagrama de blocos para a extração de sincronismo é mostrado na Figura 2.9.

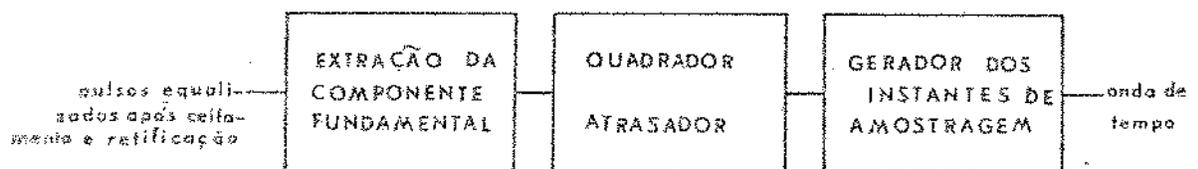


Figura 2.9 - Extração da onda de sincronismo ou onda de tempo

A senóide gerada no extrator da componente fundamental é pas- sada pelo circuito quadrador/atrasador para que os cruzamentos de zero negativos da senóide sejam usados para a geração da amostragem nos instantes onde o "olho" se encontrar mais aberto (Figura 2.5 e Foto 1).

A onda de tempo, a uma frequência igual à taxa de bits, é usa- da juntamente com os pulsos equalizados para a geração final dos pulsos a serem no- vamente transmitidos. Esta onda é também utilizada para controle da largura dos - pulsos regenerados.

Em um trabalho separado (Borelli et al<sup>8</sup> [1974]), onde se estu- da uma implementação dos repetidores análoga àquela apresentada para a taxa de 1,544 Mbits/seg por Mayo<sup>7</sup> [1962], a onda de tempo é como mostrada em (c) na Figura 2.10.

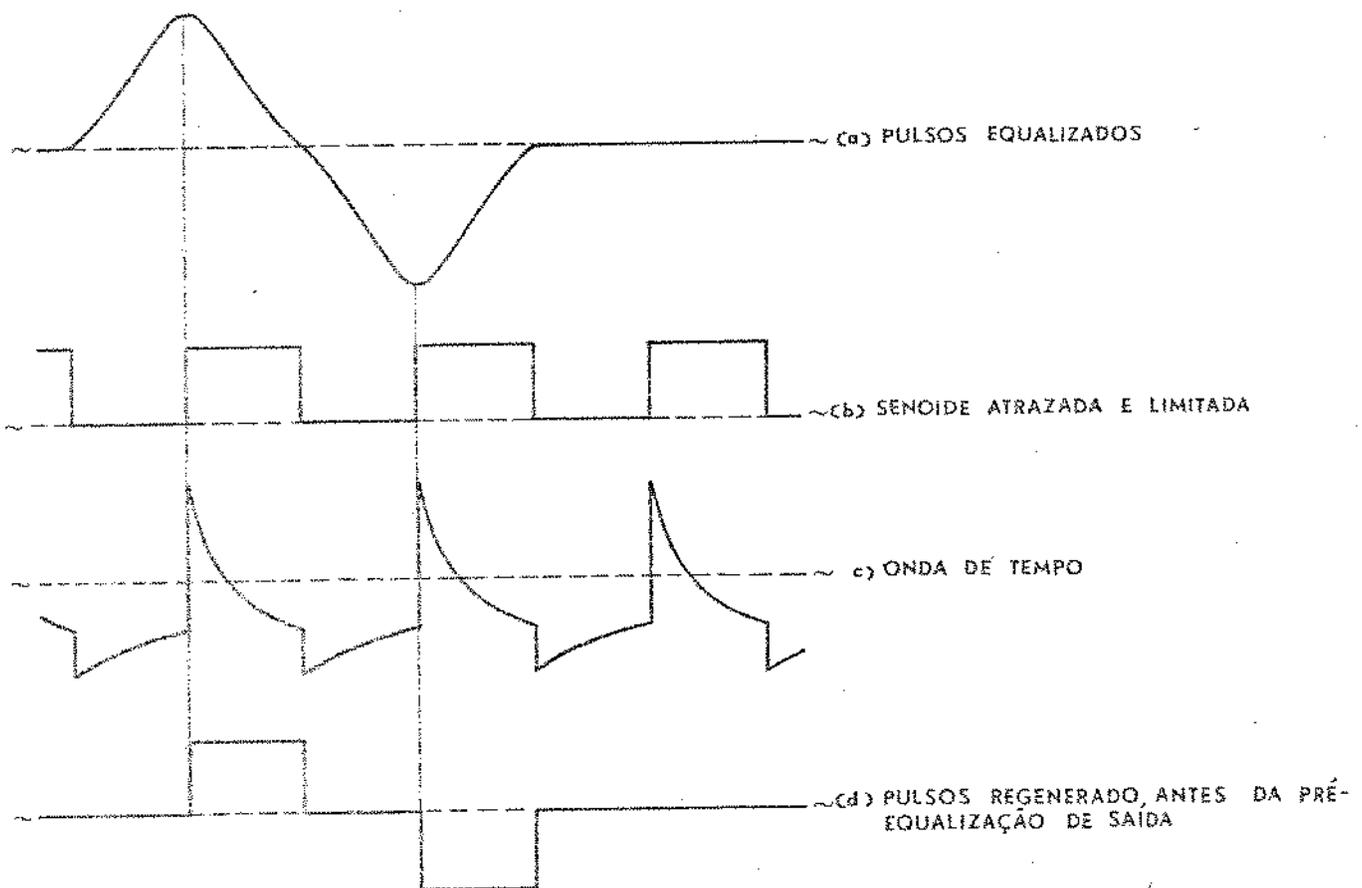


Figura 2.10 - Um modo de extração da onda de tempo

Os instantes de amostragem dos pulsos equalizados de (a), como os inícios dos pulsos regenerados de (d) são determinados pelas transições positivas da onda de tempo de (c). A largura  $T/2$  é preservada pelas transições negativas da onda de tempo.

Se nos instantes de amostragem houver pulsos em (a), haverá a atuação do bloco de regeneração da Figura 2.8. As transições negativas da onda de tempo são usadas para inibirem o estado regenerativo. Com estas operações são formados os pulsos de (d) que antes de serem transmitidos passarão por uma pré equalização de suas formas (Figura 2.7).

O inconveniente é que na prática os instantes de amostragem - poderão estar fora dos instantes ótimos de detecção (meio dos pulsos em (a)) devido a algum ruído presente naquele sinal (a) e/ou devido a imperfeições na extração da onda de tempo: assintonia do circuito de sincronismo e conversão de amplitude para fase introduzida no processamento não linear da senóide extraída.

Os extratores de sincronismo podem ser circuitos sintonizados (tanque LC, filtros de cristal, cavidades ressonantes) ou osciladores de fase amarrada. Nestes dois modos a geração da senóide para a extração da onda de tempo é de terminada pelos pulsos equalizados ceifados e retificados.

Nos osciladores de fase amarrada, a diferença entre a fase da senóide de saída e a fase dos pulsos de entrada corrige a frequência daquela senóide.

Em uma primeira opção, escolheu-se para os repetidores do sistema MCP desenvolvido na UNICAMP, o tanque LC para a extração de sincronismo devido ao seu largo uso e desempenho razoável em outros sistemas de mesmo porte.

Nas Secções seguintes estudam-se questões relativas aos estágios de saída e acoplamento dos repetidores com os cabos de transmissão.

## II.5 - Regeneração da forma retangular dos pulsos

Por uma opção do projeto escolheu-se que os pulsos teriam uma forma retangular pré-equalizada como aquela mostrada anteriormente na Figura 2.7. Os repetidores através de seus estágios de saída devem então entregar a pré-equali

zação (carga RL em paralelo com o transformador de acoplamento com a linha) pulsos retangulares de largura  $T/2$ .

Para a implementação mencionada na Secção anterior e que tem as formas de onda representadas na Figura 2.10, o estágio de saída será chamado de regenerador pois é função deste estágio fornecer a forma retangular a queles pulsos equalizados de (a) da Figura 2.10.

Em uma outra implementação apresentada por Motoyama<sup>9</sup> os pulsos de sinal são entregues ao estágio de saída já com aquela forma retangular, sendo necessária uma simples operação de acoplamento com a linha. Neste caso o estágio de saída será chamado simplesmente de interface.

Na Secção II.5.1 são apresentadas duas opções de "regeneradores", introduzidas por Mayo em 1962, e que são muito encontradas nos sistemas atualmente em uso.

Na Secção II.5.2 apresenta-se uma opção para a "interface" quando o sinal é entregue ao estágio de saída por componentes TTL modernos (Ref. 9).

### II.5.1 - Opções de regeneradores

#### a) Generalidades

Os regeneradores devem enviar para a pré-equalização pulsos exatamente iguais de 3 Volts de amplitude e de largura  $T/2$ . Para isso devem:

- a) ser insensíveis a largas variações do nível de sinal
- b) apresentar uma razoável margem contra paradiáfonia e ruído
- c) ser insensíveis a variações dos valores dos seus componentes
- d) baixa dissipação de potência para permitir longa vida aos componentes.

Uma configuração simples para o regenerador poderia ser aquela apresentada na Figura 2.11.

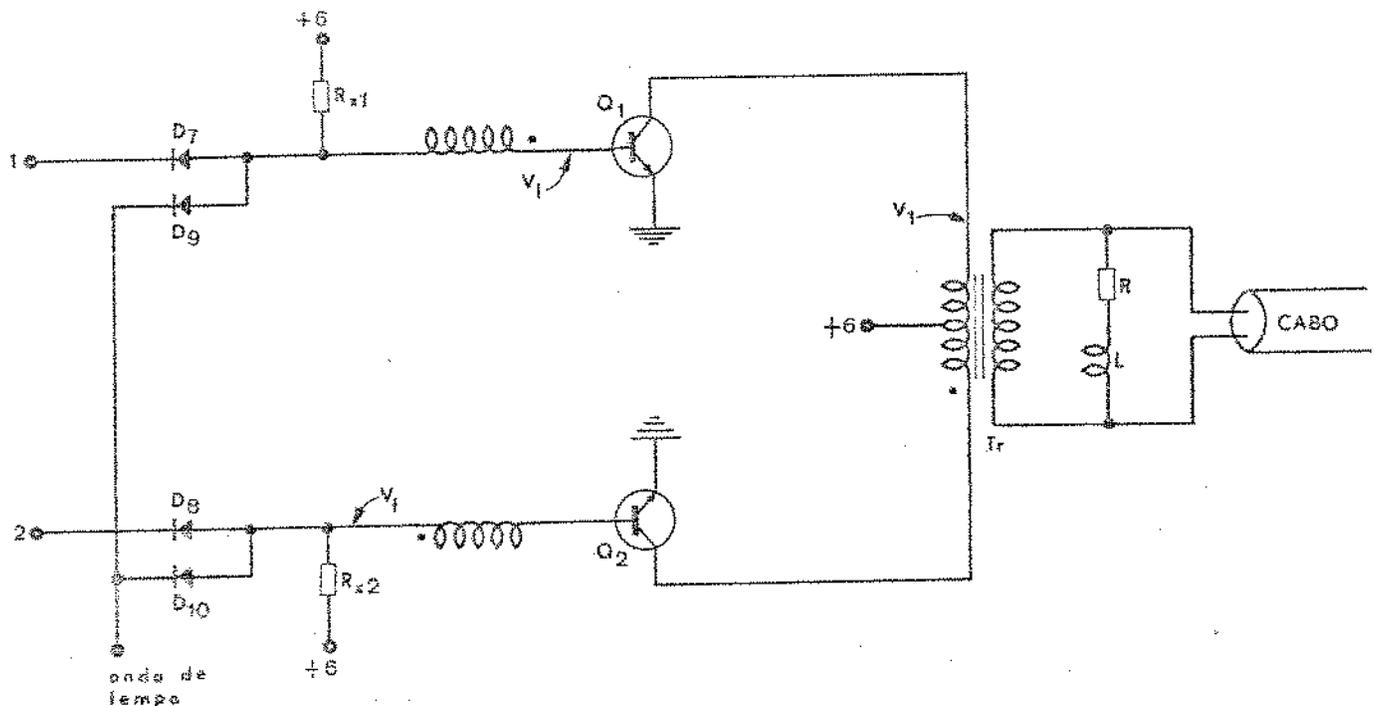


Figura 2.11 - Circuito do regenerador

Esta configuração além de apresentar baixo consumo de potência não requer elementos muito críticos de projeto.

É necessário que os dois ramos do regenerador sejam idênticos pela necessidade de balanceamento entre os pulsos positivos e negativos. Algum desbalanceamento entre os pulsos, poderá ser compensado, na prática por ajustes de  $R_{x1}$  e  $R_{x2}$  e conveniente enrolamento do primário do transformador Tr de saída.

Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  devem apresentar baixas potências de dissipação nos dois estados de corte e saturação; requer-se por isso baixos valores de  $I_{co}$  (corrente reversa entre coletor e base quando o transistor está no corte) e baixo valor de tensão de saturação entre coletor e emissor).

A velocidade de transição entre os estados de corte e saturação deve ser alta; para isso os transistores devem apresentar uma alta frequência de corte  $f_{\alpha}$ , valores baixos de resistência de base e capacitância de coletor.

Os tempos de subida e de descida dos pulsos regenerados dependem em parte daqueles correspondentes dos transistores e circuitos associados, como também, dependem da resposta do transformador de saída.

Como mostrado na Figura 2.11, os circuitos associados aos transistores apresentam uma realimentação positiva no caminho das bases através de um enrolamento do transformador  $T_r$  de saída. Uma das funções desta realimentação é a de fornecer rápidos tempos de subida e caída aos pulsos de saída.

Devido às considerações acima apresentadas, um tipo de transistor adequado seria o transistor epitaxial de silício 2N3109 (Fairchild Discrete Products Databook, pg. 4.228 - Julho 1973). O transformador de saída seria do tipo de "pot-core" da Siemens devido a sua ampla faixa de resposta em frequência.

#### b) Considerações sobre o circuito de regeneração

As entradas 1 e 2 da Figura 2.11 correspondem aos pulsos positivos e negativos equalizados superpostos à tensão negativa de limiar (metade da altura do pulso). Na Figura 2.12 são mostrados o sinal entregue pelo estágio de extração de tempo às entradas 1, 2, onda de tempo, e sinal regenerado com pré-equalização.

Vamos supor que o ramo da entrada 1 corresponde à regeneração de pulsos positivos enquanto que o da entrada 2 corresponde à regeneração de pulsos negativos.

No ramo 1 sempre que no instante de amostragem (transição positiva da onda de tempo da Figura 2.12) existir sinal acima do nível zero de tensão, os diodos  $D_7$  e  $D_9$  são cortados de tal modo a saturar a base de  $Q_1$ . Neste instante, a menos de  $V_{CE}$  de saturação (da ordem de .25 Volts)  $v_1$  estará praticamente aterrado, o que fará com que no secundário do transformador e no enrolamento de realimentação apareça uma tensão de 3 volts uma vez que a relação de espiras entre o primário

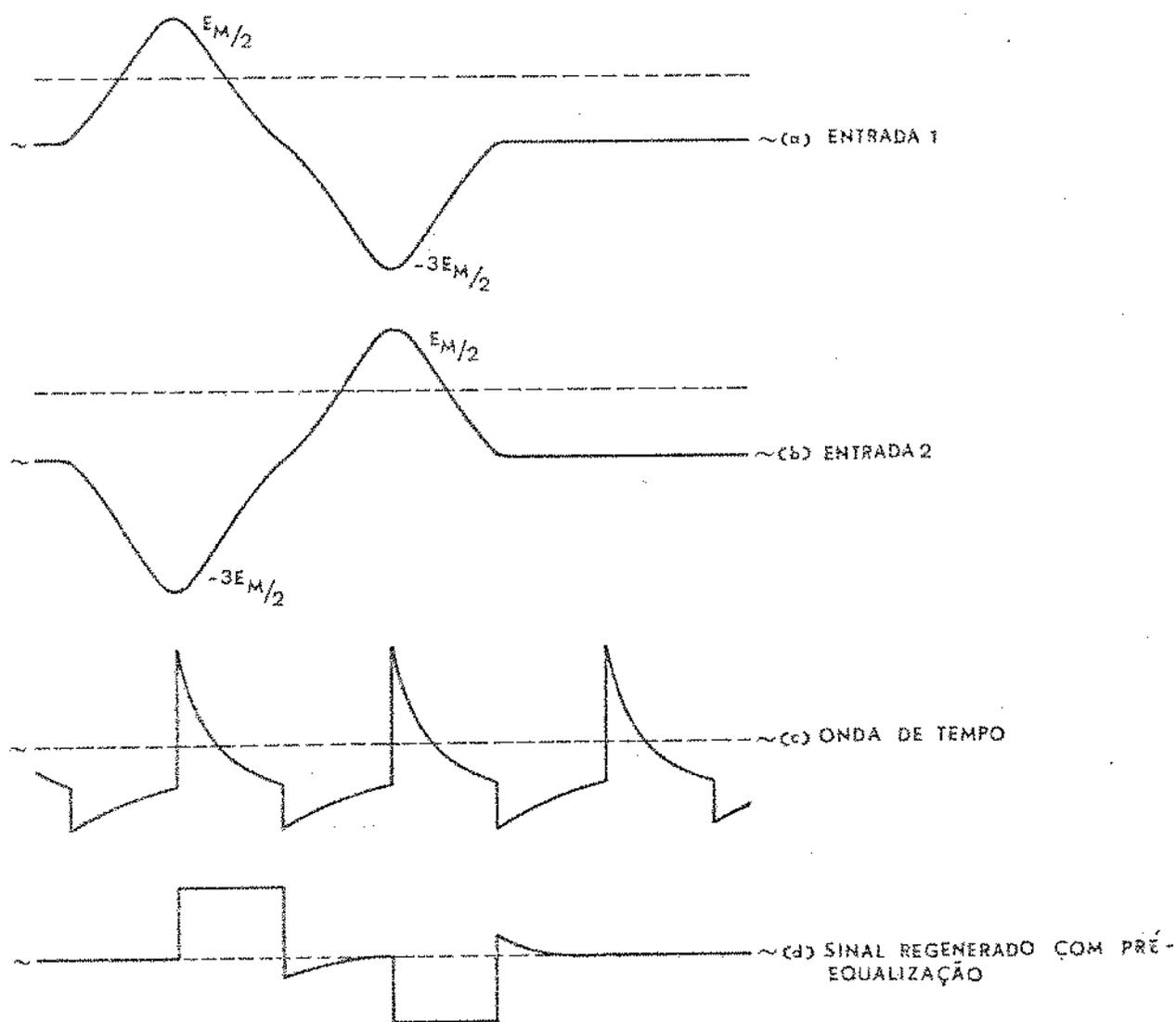


Figura 2.12 - Entradas e saída do regenerador

rio, o secundário e o enrolamento de realimentação é de 4:1:1.

A tensão  $v_f$  positiva na base de  $Q_1$  faz com que o grau de saturação seja maior assegurando que o transistor permaneça neste estado até que haja a transição negativa da onda de tempo responsável pelo corte rápido deste transistor.

No mesmo tempo de pulso positivo na entrada 1, na outra entra

da este pulso aparecerá negativo, o que faz com que quase toda corrente da fonte de + 6 volts passe pelo diodo  $D_3$ . A tensão  $v_f$  no ramo 2 ajuda o corte do transistor que assegura um forte corte de  $Q_2$ .

Uma realimentação positiva como a descrita acima é necessária para causar instabilidade durante os períodos de transição entre os dois estados do transistor. Em cada estado é necessária suficiente estabilidade para que não haja a possibilidade de uma transição indesejável.

Neste tipo de regenerador o estado de saturação tem uma estabilidade que decresce com o tempo pois a tensão  $v_f$  através do enrolamento de realimentação e que é aproximadamente constante em toda a duração do pulso, causa uma corrente de magnetização crescente que se opõe àquela corrente inicial de realimentação.

Com a escolha adequada da indutância mútua do enrolamento de realimentação ter-se-á um grau menor de estabilidade no final da duração dos pulsos, necessário para que a mudança de estado se dê com suficiente instabilidade.

Durante a existência do pulso o circuito é mais estável o que reduz a possibilidade de uma transição prematura.

O estado de corte é feito estável pela polarização reversa do transistor, imposta pelas condições de tensão e corrente dos circuitos de entrada.

De acordo com a Figura 2.12, mantendo-se as entradas 1 e 2 superpostas a tensão negativa de limiar, na ausência de pulsos o transistor é mantido no corte, mesmo que haja uma transição positiva da onda de tempo o que faria os diodos  $D_9$  e  $D_{10}$  cortarem. Haverá a regeneração de um pulso falso se o ruído (o que é muito improvável) for maior que aquela tensão de limiar no instante de amostragem.

O inconveniente associado ao circuito da Figura 2.11 é o fato de que qualquer reflexão do sinal na linha de transmissão poderá atuar como interferência no processo de regeneração dos pulsos uma vez que o enrolamento de realimentação é acoplado diretamente à linha através do mesmo núcleo de transformador - (detalhes na Ref. 7).

Uma alternativa de implementação seria aquela em que o enrola

mento de realimentação não estivesse sobre o mesmo núcleo do transformador de saída. Esta opção é assumida pela implementação apresentada na Figura 2.13.

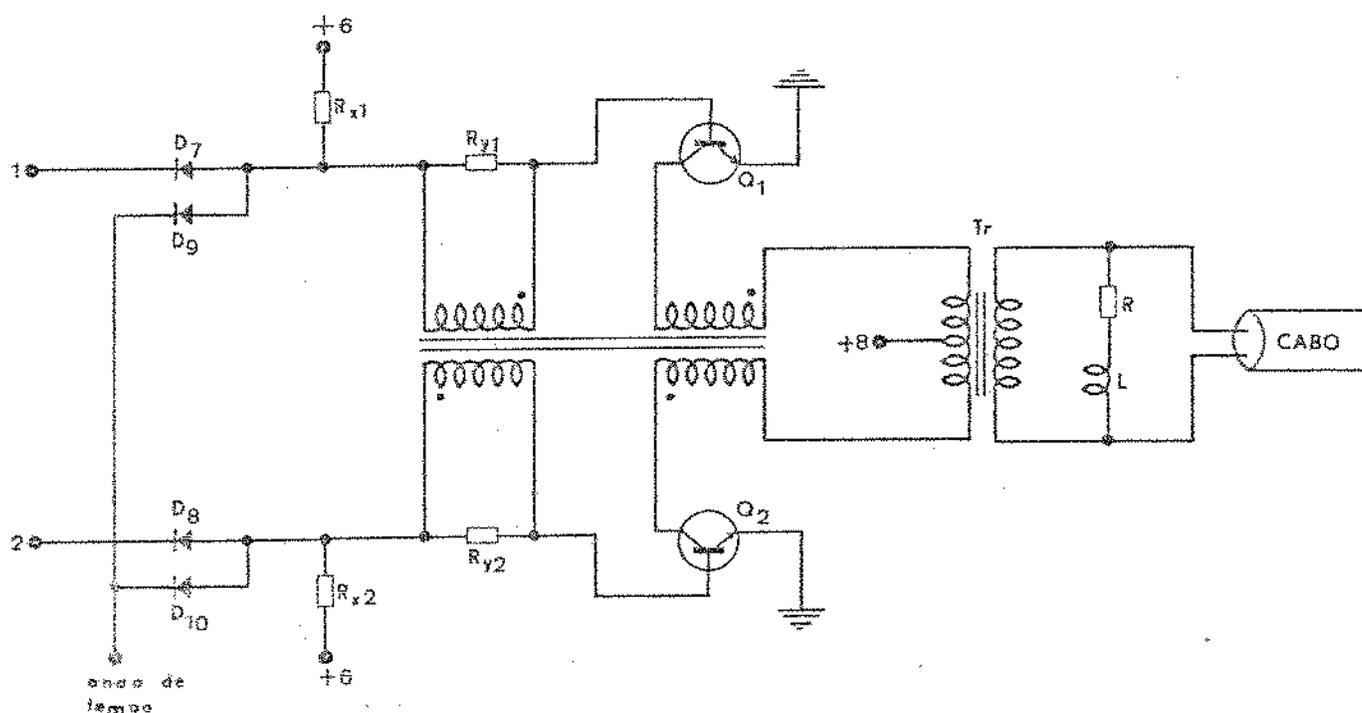


Figura 2.13 - Circuito do regenerador modificador

Outras configurações poderiam ser usadas para os regeneradores serem insensíveis a qualquer reflexão da linha, mas todos os métodos aumentariam o custo das implementações (Mayo<sup>7</sup>).

As bases de funcionamento são muito semelhantes àquelas apresentadas pela implementação anterior (Figura 2.11) sendo que neste caso quando em um dos lados do regenerador houver um pulso de sinal para ser regenerado, a saturação do transistor correspondente faz com que apareçam 2 volts no enrolamento associado a este, ficando 6 volts aplicados na metade superior do enrolamento do primário do transformador Tr. Nos enrolamentos de realimentação estarão aplicados 3 volts com as polaridades indicadas pelos pontos na Figura 2.13. Estas tensões - estarão aplicadas durante todo o tempo de regeneração do pulso o qual é determinado pelo sinal da onda de tempo da Figura 2.12.

Os valores das resistências  $R_x$  e  $R_y$  devem ser fixados em tes tes de tal modo que os pulsos regenerados sejam balanceados em altura e largura.

As fontes de tensão devem apresentar uma estreita variação - em torno daquela nominal para que não haja variação apreciável na altura e largura dos pulsos regenerados.

c) Considerações sobre a tensão de realimentação  $v_f$

A tensão de realimentação  $v_f$  para os dois tipos de regeneradores apresentados, será limitada, de um lado, pela tensão reversa entre base e emissor dos transistores ( $V_{BER}$ ) e, por outro lado, pela margem contra o ruído - que ainda passa pelo equalizador.

Pela Figura 2.12, nota-se que a entrada 1 ou a 2 apresentará um pico de tensão negativa, relativa à terra, da ordem de  $3 E_M/2$ , quando um pulso estiver sendo regenerado no outro ramo.

A máxima tensão reversa entre base e emissor do transistor - cortado será:

$$V_{BER} = \frac{3}{2} E_M + v_f - V_d \quad (2.1)$$

onde  $V_d$  é a tensão de queda direta do diodo que estiver conduzindo, tipicamente de 0.7 volts para diodo de silício.

Estamos interessados no valor mínimo para  $v_f$ ; para isso vamos supor o máximo de  $E_M = 3$  V e um mínimo de 7 volts para o  $V_{BER}$  dos transistores (valor apresentado pelo transistor 2N3109 referido acima). Com isto  $v_f$  precisa ser menor do que 3.2 volts.

Por outro lado, quando o outro ramo estiver conduzindo a tensão no diodo correspondente é abaixada de  $v_f$  volts. Se o pulso equalizado da entrada 1 ou 2 que estiver sendo regenerado cair abaixo de  $v_f$ , o regenerador poderá entrar prematuramente, no estado de corte, produzindo um pulso de largura inferior à nominal.

O sinal equalizado pode ser idealizado como sendo um sinal limpo de ruído ceifado na metade de sua amplitude máxima  $E_M$ , contaminado por um ruído aditivo.

Assim:

$$v(t) = e(t) + n(t) - \frac{E_M}{2} \quad (2.2)$$

A máxima variação de amplitude que o sinal  $e(t)$  poderá sofrer será igual à sua máxima amplitude  $E_M$ . Supondo o maior ruído incidente como igual a  $E_M/2$ , o que é bastante pessimista, a maior variação  $v_{\max}$  do sinal que está sendo regenerado, de acordo com a relação (2.2), será:

$$v_{\max} \leq E_M = 3 \text{ volts} \quad (2.3)$$

A tensão  $v_f$  tem que ser maior que  $v_{\max}$  para não haver interrupção na regeneração do pulso; portanto, terá que satisfazer simultaneamente a condição acima ( $v_f \geq 3$  volts) e a condição imposta pela tensão reversa entre base e emissor do transistor que estiver cortado ( $v_f \leq 3.2$  volts).

Um valor de  $v_f$ , que satisfaz as duas condições facilitando a implementação dos transformadores, será aquele igual a tensão do pulso regenerado isto é,  $v_f = 3$  volts. A relação de transformação entre o enrolamento de saída e aquele de realimentação será de 1:1.

### II.5.2 - Interfaces de lógica TTL com os cabos de transmissão

Pela implementação de Motoyama<sup>9</sup> [1975], a onda quadrada - (em b da Figura 2.10) conseguida a partir da senóide gerada no extrator da componente fundamental (Figura 2.9), é processada juntamente com o sinal equalizado por meio de lógica TTL, gerando os pulsos retangulares de largura  $T/2$  corres

pendentes aos pulsos positivos e negativos a serem novamente transmitidos pelos repetidores.

O acoplamento direto de saídas TTL com os cabos de transmissão são impossibilitados pelas características não lineares de suas impedâncias. Há então a necessidade de um casamento de impedâncias entre aquelas e os cabos. Este estágio será tratado como interface. A Figura 2.14 mostra uma possível configuração desta interface.

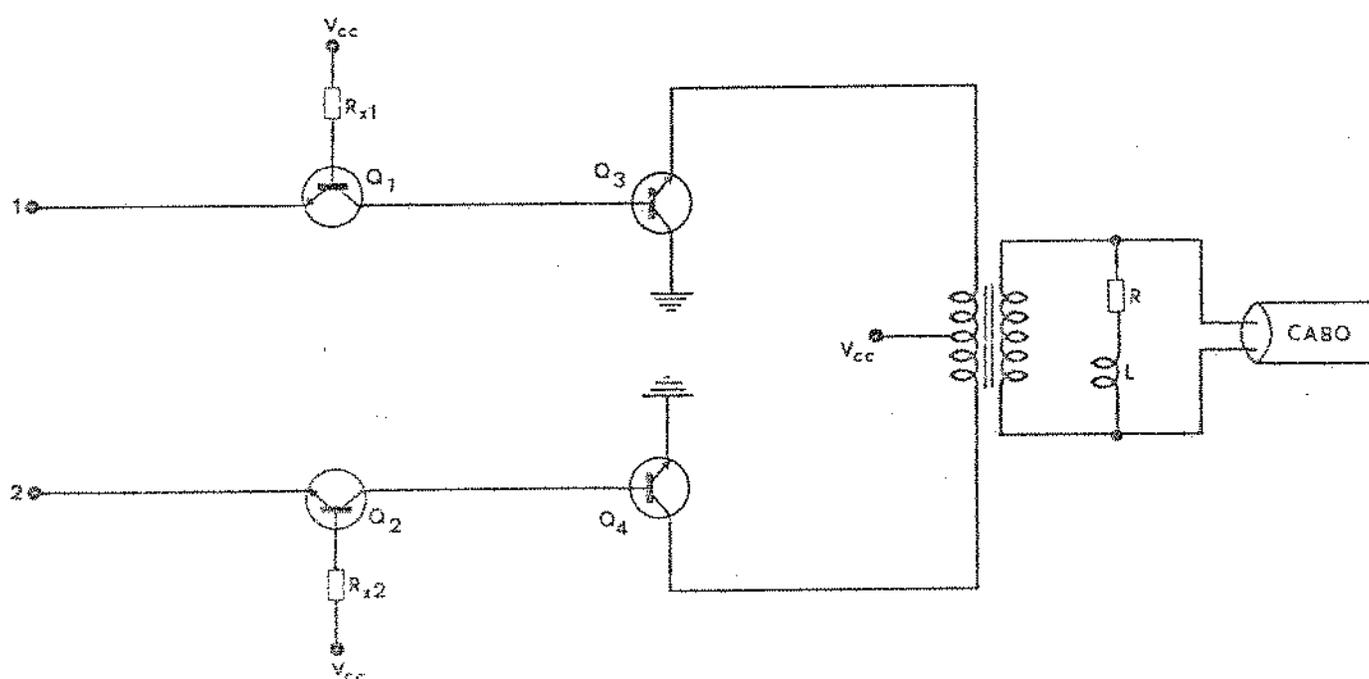


Figura 2.14 - Interface do repetidor com o cabo

Nesta situação não há a necessidade de circuitos de realimentação (Figuras 2.11 ou 2.12) para maior instabilidade entre os estados de corte e saturação dos transistores de saída, pois as entradas 1 ou 2 serão pulsos retangulares de largura  $T/2$  com subidas e descidas rápidas.

Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  são usados como chaveadores dos correspondentes  $Q_3$  e  $Q_4$ , durante a existência de pulso positivo em seus emissores.

Quando na entrada 1 existir um pulso, na outra entrada haverá zero de tensão. Nessas condições a corrente de regime (quando não há pulso em nenhuma das entradas) é impedida de passar através do enrolamento de saída correspondente àquela entrada, o que causará um pulso no enrolamento secundário do transformador. A carga RL é para a pré-equalização dos pulsos (Figura 2.7 anterior).

A largura dos pulsos é determinada pelos pulsos de entrada, respostas dos transistores e resposta dos transformadores. Como antes os transistores  $Q_3$  e  $Q_4$  serão do tipo 2N3109 da Fairchild enquanto que  $Q_1$  e  $Q_2$  serão do tipo BSX20 da Philips (MBLE Electronics - Data Handbook Part 3); o transformador de saída será do tipo "pot-core" da Siemens.

O balanceamento dos pulsos positivos e negativos regenerados, como a amplitude de 3 volts é conseguida por um compromisso de projeto do transformador de saída como também por um ajuste adequado das resistências  $R_{x1}$  e  $R_{x2}$ .

Com a implementação da interface foi conseguida a situação da Foto 2.

Nesta Figura são mostrados em (a) e (b) as situações nas bases dos transistores  $Q_3$  e  $Q_4$  para correspondentes entradas 1 e 2. Em (c) é mostrado o trem de pulsos já com pré-equalização.

No sistema MCP em construção na UNICAMP o terminal de transmissão em HDB3 estará acoplado à linha por meio de interface da Figura 2.14. A Figura 2.15 mostra o esquema de transmissão.

Vale aqui salientar que a recepção se dará como mostrada na Figura 2.16.

Na recepção os pulsos depois de serem reconstruídos em suas formas retangulares de largura  $T/2$  são entregues diretamente ao receptor HDB3 não havendo a necessidade do estágio final (regenerador ou interface) dos repetidores.

O transmissor e receptor MCP estão introduzidos em estudo preliminar publicado em 1973 por Scarabucci et al<sup>4</sup> [1973].

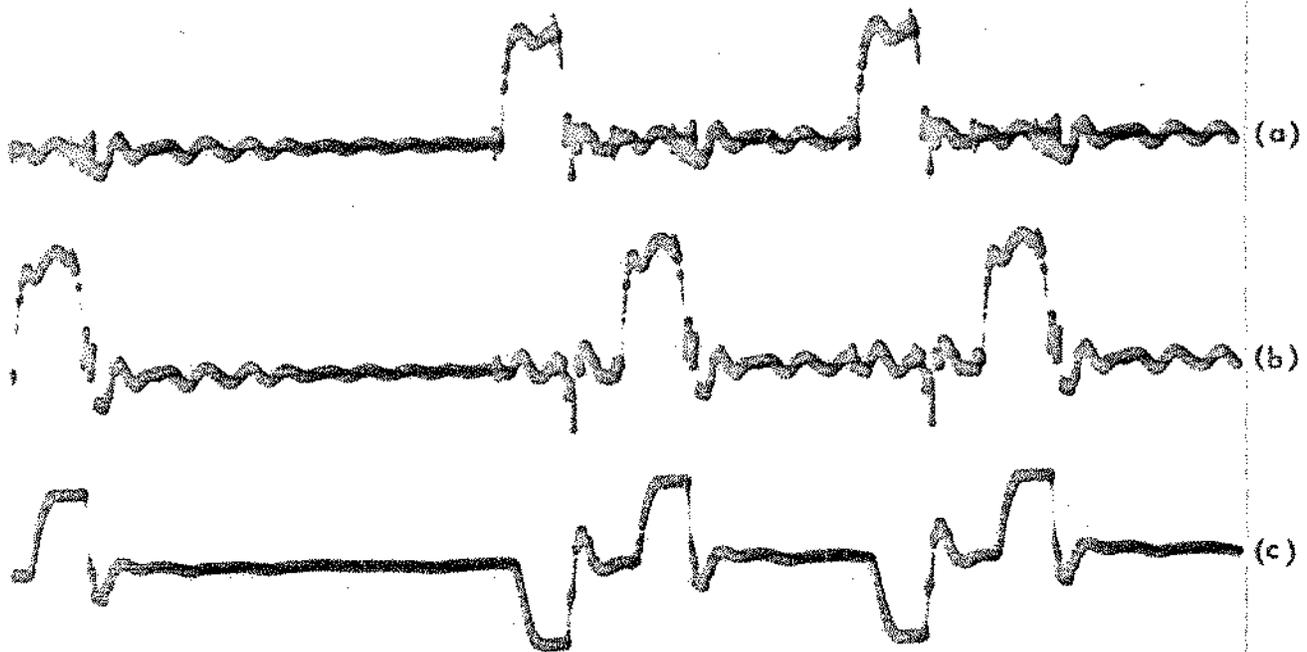


Foto 2 - (a) e (b) - Bases de  $Q_3$  e  $Q_4$ .

(c) - Pulsos para transmissão com pré-equalização; amplitude de 3 volts e largura de 244 n seg ( $T/2$ ).

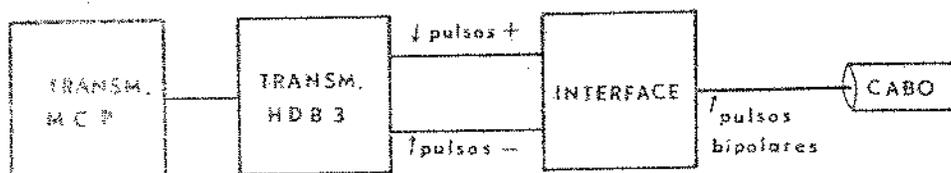


Figura 2.15 - Transmissão em HDB3

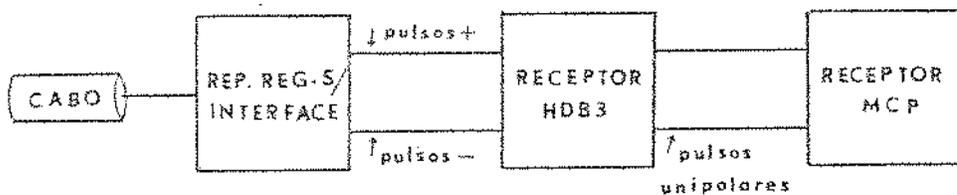


Figura 2.16 - Recepção em HDB3

O transmissor e receptor da estrutura HDB3 foram realizados por Duarte<sup>15</sup> [1974].

## II.6 - Medições da taxa de erro para o repetidor regenerativo

Para medições da taxa de erro para o circuito de repetidor construído utilizou-se o esquema da Figura 2.17.

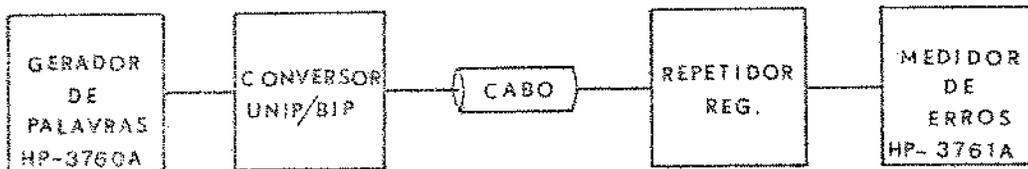


Figura 2.17 - Medida da taxa de erros

A taxa de erros é medida por uma comparação bit por bit da sequência pseudo-aleatória de comprimento  $(2^{15} - 1)$  gerada no gerador de dados, com a sequência reconstruída pelo circuito de repetidor depois de o trem de pulsos bipolar ter viajado por 2 Km de cabo 22 AWG da Pirelli (40 dB de atenuação em 1 MHz - Figura 2.3).

O circuito de repetidor testado foi aquele apresentado por

A taxa de erros de  $2.4 \times 10^{-7}$  resulta de uma média tirada sobre cerca de 40 minutos de operação. Os erros cometidos foram de natureza predominantemente impulsiva, ocasionados pelo fato de o circuito de repetidor testado não estar devidamente blindado e protegido contra este tipo de ruído. Quando da montagem definitiva em que estas precauções serão tomadas, a taxa de erros deverá diminuir consideravelmente.

O conversor do trem unipolar do gerador de dados para o trem bipolar de entrada no cabo, tem o seu esquema mostrado na Figura 2.18 com respectivas formas de onda na Figura 2.19.

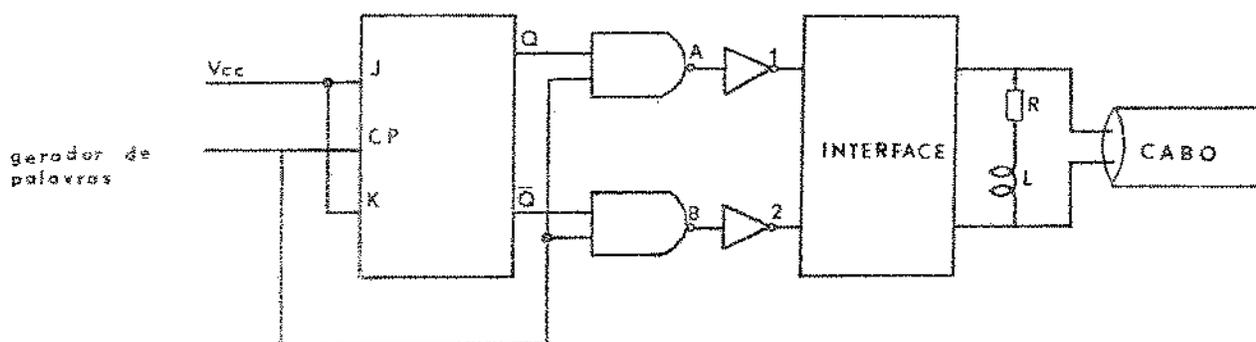


Figura 2.18 - Conversor unipolar/bipolar

As entradas J e K do flip-flop são mantidas altas (em Vcc) para que o estado das saídas Q e  $\bar{Q}$  sejam mudadas a cada descida de pulso do gerador. Estas saídas são passadas juntamente com o sinal do gerador por operações "E". As saídas 1 e 2 têm níveis entre 2,5 a 3 volts e correspondem aos pulsos positivos e negativos entregues pela interface aos cabos após adequada pré-equalização pela carga RL (Figura 2.7 anterior). A interface usada foi aquela mostrada na Figura 2.14. A largura dos pulsos em 1 e 2 são determinadas unicamente pe-

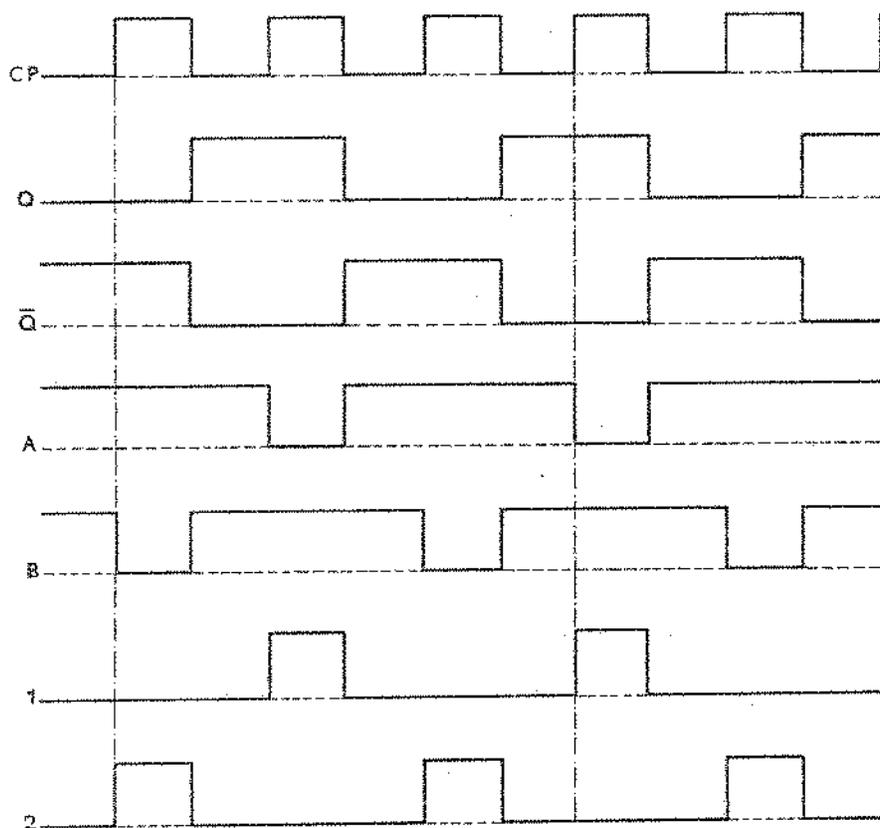


Figura 2.19 - Formas de onda para a Figura 2.18

la largura dos pulsos do gerador.

II.7 - Medições do desvio de padrão para o repetidor regenerativo

A extração de sincronismo nos repetidores, com o efeito de temperatura e envelhecimento dos componentes, inevitavelmente se dará fora da taxa de bits. Este fato foi caracterizado como assintonia do circuito sintonizado. No processamento do sinal aparece também o efeito da conversão de amplitude para fase sobre a extração daquele sincronismo.

Usando-se padrões de pulsos periódicos do tipo  $1/n$ , pode-se caracterizar o desvio de padrão (Capítulo IV) como a diferença entre a fase assumi-

da pelos pulsos regenerados no padrão  $1/n_1$  para o padrão  $1/n_2$ . Esta fase diferente em cada padrão é devido ao fato dos efeitos da assintonia e da conversão dependerem do padrão transmitido.

Na prática pode-se prever o comportamento do repetidor quanto a este desvio de padrão, variando-se a assintonia do seu circuito sintonizado.

No circuito repetidor implementado, a assintonia foi provocada variando-se a capacitância do circuito tanque. Utilizou-se o esquema da Figura 2.20. O alternador de padrão está mostrado na Figura 2.21.

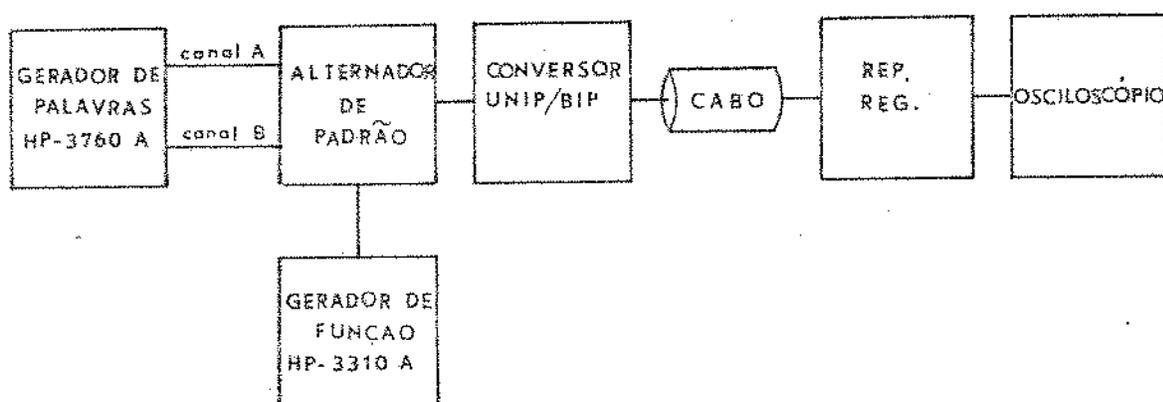


Figura 2.20 - Medida do desvio de padrão

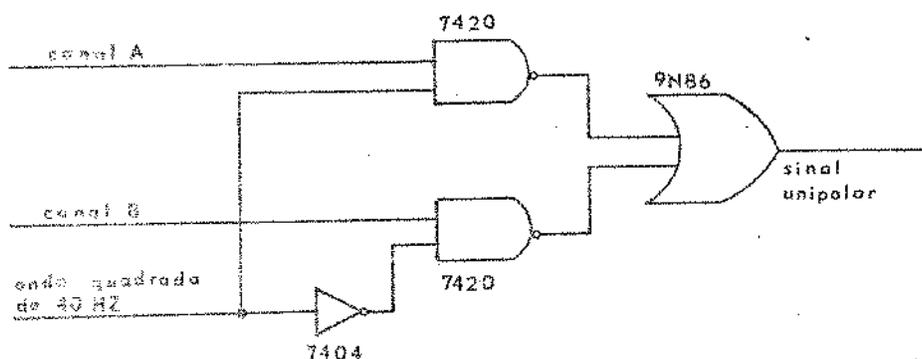


Figura 2.21 - Alternador de padrão

O canal A foi fixado no padrão 1/1 enquanto que podia variar-se o padrão do outro canal. A frequência de mudança de padrão escolhida foi de 40 Hz.

Para a Foto 3 provocou-se uma forte assintonia do circuito tanque. O efeito da conversão de amplitude para fase está sobreposto àquele devido à assintonia.

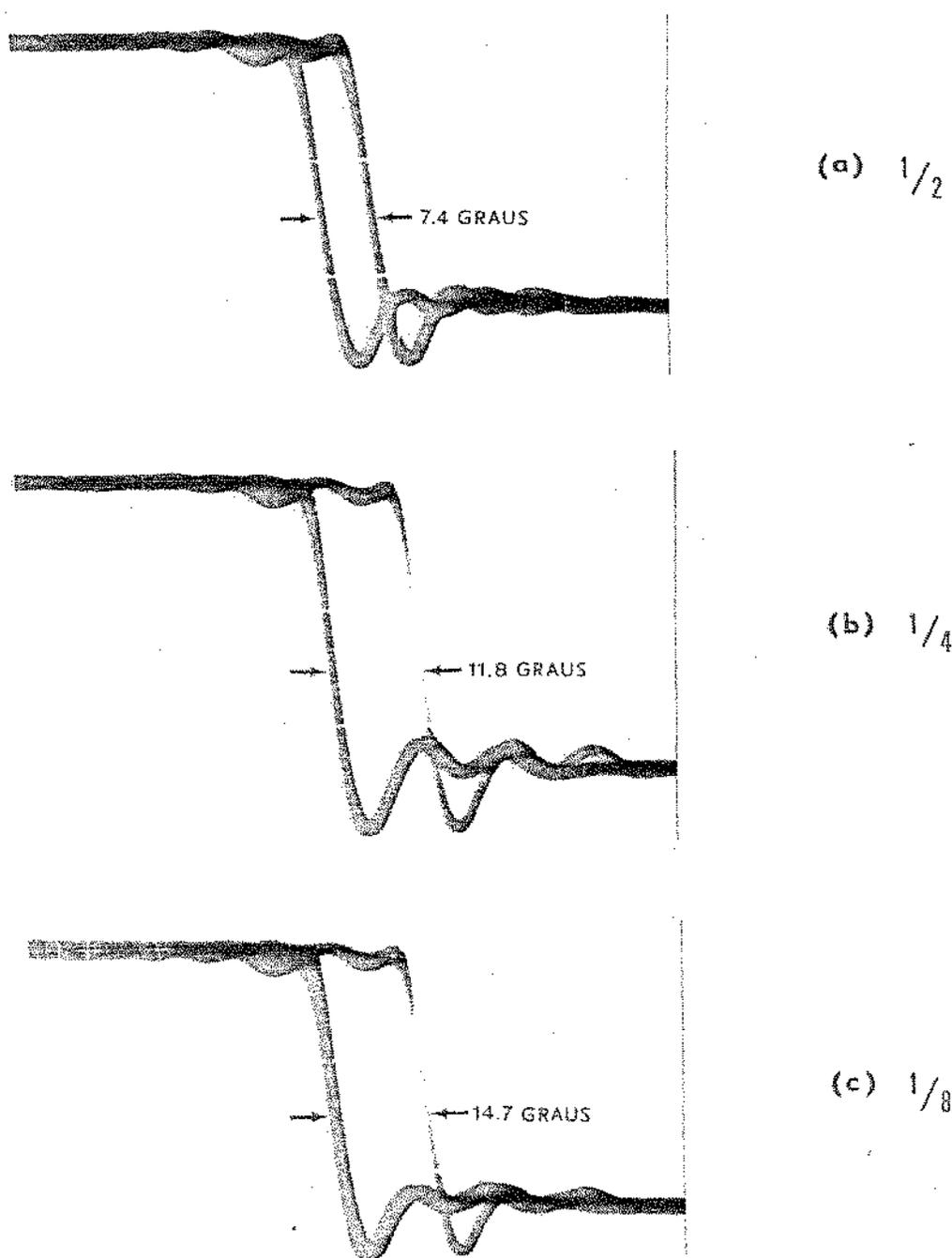


Foto 3 - Desvio de padrão para uma forte assintonia do circuito tanque. Padrão de referência 1/1.

Nota-se a crescente variação com padrões mais esparsos. No caso real de padrão aleatório, cadeias longas de zero podem ocasionar desalinhamentos grandes dos instantes de amostragens com relação aos instantes ótimos de detecção dos pulsos, o que fatalmente implica em redução na margem permitida de paradiafonia.

Na transmissão com um padrão segundo a estrutura HDB3 que permite no máximo 3 zeros consecutivos (vide Capítulo III), o desalinhamento médio dos instantes de amostragem pelos repetidores, será relativamente menor de quando em transmissão com o padrão bipolar alternado - AMI (vide Capítulo IV).

Na Foto 4, o padrão utilizado no canal B foi de 4/8; no canal A foi mantido aquele padrão 1/1; a assintonia foi a mesma da Foto 3.

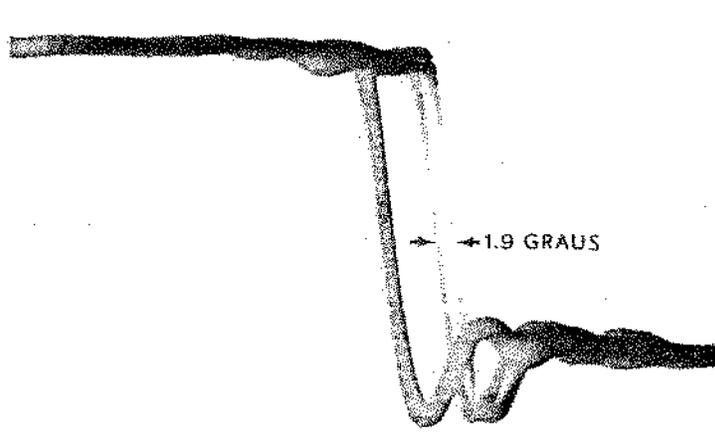


Foto 4 - Desvio de padrão no caso de padrão 4/8 para 1/1

Neste caso os quatro pulsos do padrão periódico 4/8 apresentarão um desalinhamento entre si, como era de se esperar (observar os dois traços mais claros na Foto 4).

## II.8 - Conclusões

Após a conceituação de alguns fatores técnicos e econômicos

que devem entrar na escolha de uma linha repetidora regenerativa passou-se a caracterizar os maiores limitadores do seu desempenho, quais sejam os possíveis causadores do jitter apresentado pelo sinal após uma cadeia de repetidores.

Em transmissões urbanas a baixas velocidades através de cabos tronco fontes de ruído como os de natureza térmica e impulsiva são insignificantes quando comparadas àquela devida a paradiafonia.

A incidência de paradiafonia e a interferência que os símbolos exercerão entre si é minimizada conjuntamente por um adequado projeto da Seção - equalizadora dos repetidores (Lopes <sup>6</sup>|1974|).

Outras fontes de jitter muito importantes são a assintonia apresentada pelos circuitos sintonizados dos repetidores, assim como a conversão de amplitude para fase que ocorre na extração da onda de sincronismo a partir do próprio sinal de chegada.

Após uma análise da equalização e extração de sincronismo é feito um estudo sobre os estágios de saída dos repetidores, apresentando-se algumas alternativas de projeto.

Uma comprovação do desempenho dos repetidores foi efetuada medindo-se a taxa de erros, como também, o desvio de padrão. Este desvio de padrão pode dar uma indicação de falta de sintonia dos circuitos sintonizados como também de alguma conversão de amplitude para fase que esteja acontecendo no processo de extração do sincronismo.

No Capítulo IV faz-se uma comparação deste desvio de fase com o jitter rms introduzido pelos dois fatores acima.

## CAPÍTULO III

### CÓDIGOS DE LINHA

#### III.1 - Introdução

Linhas de transmissão digital consistindo de cabos e de repetidores regenerativos regularmente espaçados estão sendo usadas cada vez mais, para transmissão de informação digital binária de sinais como as de telefonia, transmissão de dados, fac-símile, etc. pelo fato de apresentarem transparência aos diversos tipos de sinais a serem transmitidos. Para que esta transparência aos diversos sinais seja cada vez maior, a linha deve ser projetada para minimizar a dependência de seu desempenho das características estatísticas da fonte.

Para uma transmissão através da linha, a informação binária precisa ser codificada em uma sequência de símbolos que será chamada de código de linha.

As características essenciais que um código de linha deve apresentar são:

- a) Ausência de componente contínua.
- b) Presença de uma certa redundância necessária a uma monitoração dos erros.
- c) Estrutura que facilmente permita uma reconstrução de relógio, necessária a regeneração dos pulsos em suas posições ideais, em cada repetidor.
- d) Que o custo de sua implementação seja compatível com o custo total do sistema.

Durante o estudo dos códigos de linha, um ponto que deve receber atenção especial é sem dúvida o relativo ao estudo das respectivas densidades espectrais de potência. Por meio deste estudo pode-se chegar a questões como:

- a) Extração do relógio no regenerador (presença de linhas discretas no espectro).

- b) Distúrbios devidos a interferência entre sinais transmitidos sobre pares de fios do mesmo cabo (diafonia).
- c) Flutuação do nível de corrente contínua devida a cortes nas baixas frequências.

Faz-se a seguir uma apresentação de alguns códigos de linha propostos na literatura para transmissão, fazendo-se uma comparação entre eles - levando-se em conta as características acima apresentadas.

### III.2 - Definição e subdivisão de códigos de linha

Numa linha de transmissão digital é necessário associar aos símbolos binários, que representam a informação original, uma nova série de símbolos através de um "mapa de transformação". Os novos símbolos  $b_i$  formam o código de linha pelo qual é transmitida a informação de sinal.

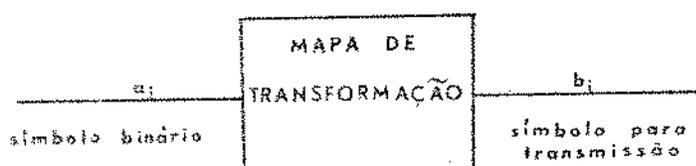


Figura 3.1

Os códigos subdividem-se em duas grandes categorias:

- 1) Código de convolução, em que a correspondência entre  $a_i$  e  $b_i$  é fixada símbolo por símbolo.
- 2) Código de bloco, em que a correspondência entre  $a_i$  e  $b_i$  se dá entre blocos de símbolos e não mais singularmente.

Como exemplos: o clássico código bipolar alternado (AMI) é um código pseudoternário de convolução à alta redundância (é chamado de pseudoternário por apresentar 3 níveis de transmissão para apenas 2 níveis lógicos). O código de alta densidade HDB3 é pseudoternário de bloco e tem a vantagem de eliminar a indesejável presença de longas sequências de zeros na linha.

Do mesmo tipo é o código de par ternário selecionado (PST), no qual pares binários da sequência original são transmitidos por pares ternários segundo certas leis de formação.

Estes três tipos de códigos além de permitirem um desempenho razoável das linhas repetidoras, têm implementações não muito sofisticadas as quais, relativamente, não aumentam muito o custo do sistema. Outros tipos seriam possíveis mas devido a seus altos custos de implementações, são mais usados em sistemas de altas taxas de bits, nos quais projetos mais sofisticados dos repetidores pesariam muito mais no custo total do que as implementações destes códigos para o mesmo desempenho do sistema.

### III.3 - Tipos de Códigos

#### III.3.1 - Estrutura Unipolar

A forma mais simples e comum de transmitir-se binariamente pela técnica MCP é a de representar o 1 binário por um pulso e o zero por uma ausência de pulso. O código chama-se unipolar.

Sob estas condições um trem de pulsos e espaços não correlacionados, apresenta uma densidade espectral de potência dada por Aaron<sup>11</sup> [1962]:

$$W_{UNIP}(f) = \frac{|G(f)|^2 p(1-p)}{T} + |G(f)|^2 \frac{p^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nF) \quad (3.1)$$

onde  $G(f)$  = transformada de Fourier do pulso.

$T$  = é o inverso da taxa de bits  $F$ .

$p$  = probabilidade de ocorrência de um pulso

Embora o fato do espectro de potência apresentar linhas discretas em múltiplos da taxa de repetição de pulsos (supondo  $|G(nF)| \neq 0$ ), permitir a extração de informação (no repetidor) do trem de pulsos por meio de um simples circuito sintonizado, o que é significativo do ponto de vista de simplificação e baixo custo de projeto dos repetidores, esta estrutura apresenta desvantagens - dos pontos de vista de nível cc flutuante do sinal transmitido, monitoração de erros e de energia para a extração de sincronismo nos repetidores.

A seguir estes problemas são tratados em maiores detalhes.

Assim:

- 1) Devido a variações do padrão transmitido, ter-se-á um nível de corrente contínua flutuante quando da transmissão com código unipolar. Como os repetidores serão alimentados pela central através dos próprios pares de transmissão de sinal, aqueles não poderão estar acoplados à linha através de bloqueadores de cc. Portanto haverá uma significativa redução da margem ótima no processo de detecção. Circuitos de restauração do nível cc parecem impraticáveis devido a alta taxa de repetição de pulsos, e implicariam numa complexidade maior dos repetidores a um custo maior.
- 2) Alguma técnica de monitoração da taxa de erros sem interrupção de serviço é desejável para comprovação do desempenho do sistema. Com o formato unipolar de transmissão isto se torna impossível pois cada símbolo binário unipolar possui exatamente 1 bit de informação sem nenhuma redundância ( $\log_2 2-1 = 0$ ).
- 3) Nos repetidores regenerativos do tipo de auto excitação a informação de relógio é extraída do trem de pulsos e é usada tanto para uma decisão de existência ou não de pulsos, como para uma resincronização dos pulsos a serem retransmitidos pelos repetidores (Cap. II). A transmissão de longas sequências de espaços resulta em longos períodos de nenhuma informação de sincronismo o que acarreta excitações do circuito sintonizado com pouca energia. Ver-se-á que a longos períodos de zero e variações do padrão aleatório está praticamente ligado o fenômeno da conversão amplitude para fase, um dos sérios causadores de jitter dos pulsos retransmitidos (jitter este que tem efeito acumulativo numa cadeia de repetidores - em cascata - Cap. IV).

Todos estes três problemas podem ser eliminados introduzindo-se redundância no processo de codificação.

Duas técnicas possíveis de introdução desta redundância seriam:

- transmitir a informação binária numa frequência de repetição de pulsos maior que a taxa de bits.
- transmitir em mais que dois níveis em uma frequência de repetição de pulsos igual ou menor a taxa de bits.

A transmissão em uma frequência maior implica na necessidade de uma maior banda de passagem do meio para uma mesma tolerância à paradiáfonia, sendo por isso descartada. Com base na segunda técnica são apresentadas alternativas para os códigos de linha

### III.3.2 - Código Bipolar Alternado (AMI = Alternate Mark Invertion)

Por esta estrutura, espaços binários são enviados como ausência de pulsos, enquanto que marcas binárias são codificadas como pulsos positivos e negativos alternadamente, onde esta alternância é feita a cada ocorrência de uma marca. A Fig. 3.2 exemplifica o fato.

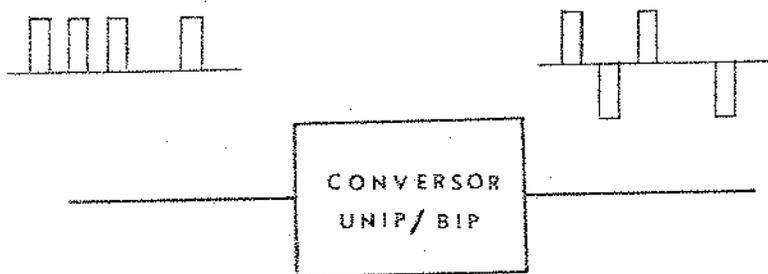


Figura 3.2 - Conversão unipolar/bipolar

Um trem de pulsos e espaços segundo a regra bipolar apresenta -

uma densidade espectral de potência, como dada por Aaron<sup>11</sup>:

$$W_{BIP}(f) = \frac{2p(1-p)}{T} |G(f)|^2 \left[ \frac{1 - \cos 2\pi fT}{1 + 2(2p-1) \cos 2\pi fT + (2p-1)^2} \right] \quad (3.2)$$

onde  $p$ ,  $T$  e  $G(f)$  são definidas como anteriormente. Supõe-se pulsos negativos e positivos idênticos.

Esta densidade espectral relaciona-se com a parte contínua da correspondente para estrutura unipolar pelo termo:

$$2 \left[ \frac{1 - \cos 2\pi fT}{1 + 2(2p-1) \cos 2\pi fT + (2p-1)^2} \right] \quad (3.3)$$

Para  $p = 1/2$

$$W_{BIP}(f) = \frac{1}{2T} |G(f)|^2 (1 - \cos 2\pi fT) \quad (3.4)$$

Nota-se então que o espectro tem nulos em múltiplos inteiros da taxa de repetição de bits e onde o espectro do pulso se anula. A ausência de potência em  $cc$  e na sua vizinhança torna o problema de corte nas baixas pelos transformadores bem menos conflitante. Isto, segue do fato que pulsos consecutivos, independente do espaçamento entre eles, não podem ter a mesma polaridade. Deve-se lembrar também que devido a regra bipolar torna-se mais fácil a monitoração de erros no sistema.

Porém, com esta estrutura de código, não aparecem as linhas discretas úteis para efeito de extração de tempo nos repetidores. De acordo com a relação

(3.1) observa-se que, uma simples retificação do trem bipolar produz componentes discretas em múltiplos da taxa de repetição de bits (supondo  $G(nF) \neq 0$ ) e que podem ser usadas para este objetivo.

Alternativamente, poder-se-ia pensar na adição de uma componente senoidal na taxa de bits já que o espectro de potência apresenta nulos em múltiplos inteiros desta frequência. Uma alternativa deste modo agravaria o problema da incidência de paradiáfonia no caminho da extração de tempo.

O problema de longas cadeias de zeros entre pulsos e variação muito forte do padrão transmitido não é sanado pela estrutura bipolar.

Uma outra estrutura que é uma extensão da bipolar vale aqui ser comentada. Nesta estrutura  $N$  pulsos unipolares consecutivos seriam transmitidos positivos, enquanto que os próximos  $N$  pulsos seriam negativos. Os zeros, como antes, não seriam afetados.

A densidade espectral no caso  $N$  apresenta maior conteúdo - nas baixas frequências e possui picos também nas baixas. Ter-se-ia agravado então o problema do corte nas baixas e o da compatibilidade de sistemas MCP com sistemas AM (amplitude modulada) que estivessem usando para transmissão pares no mesmo cabo. Uma estrutura dessas apresentando ainda o mesmo problema de longas - sequências de zero é certamente inferior àquela bipolar simples para esta aplicação.

Na Figura 3.3 são apresentados os espectros de potência para o caso  $N = 2$ ,  $N = 3$  e caso bipolar ( $N = 1$ ) verificando o exposto acima.

Em outras estruturas de códigos, a ausência de pulsos faz-se corresponder pulsos de uma maneira controlada de tal forma a melhorar consideravelmente a hipótese de longas cadeias de zeros e permitir ainda um bom desempenho quanto: ao corte nas baixas frequências, minimização da dependência das estatísticas da fonte (transparência aos diversos tipos de sinais) e monitoração do desempenho em serviço. Devido a menores variações na densidade de pulsos, o jitter, - produzido pela assintonia do circuito sintonizado e pela conversão de amplitude - para fase nos circuitos extratores dos instantes de amostragens, será menor para estas estruturas do que em uma estrutura simplesmente unipolar ou bipolar (Cap.IV).

### III.3.3 - Código de Par Ternário Selecionado (PST)

Neste código apresentado por Sipress et al<sup>13</sup> [1965], a infor

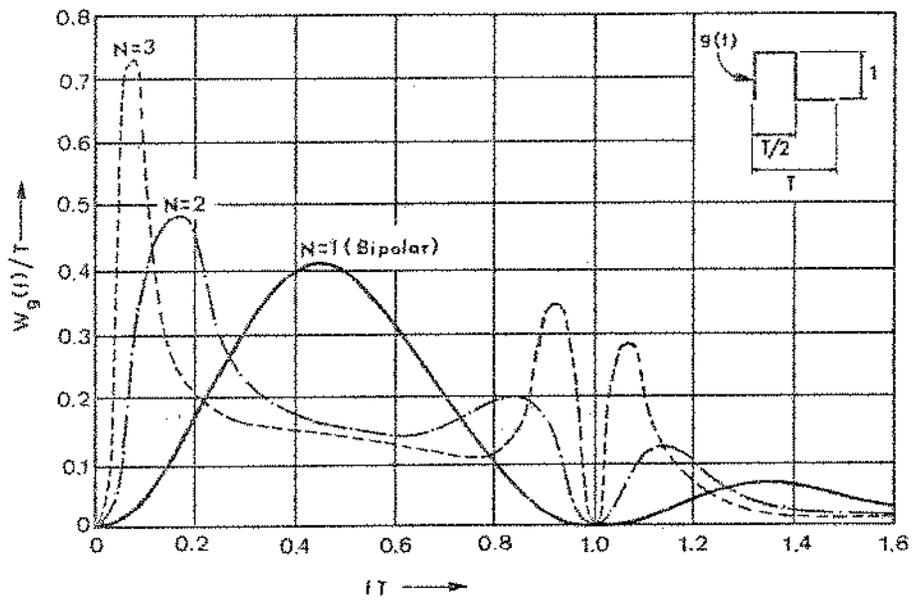


Figura 3.3 - Espectro de potência para bipolar - N pulsos [reproduzido de Aaron<sup>11</sup>, 1962]

mação binária a ser transmitida é selecionada em pares aos quais são atribuídos formatos ternários segundo a Tabela da Figura 3.4.

Binário	PST	
	Modo +	Modo -
11	+ -	+ -
10	+ 0	- 0
01	0 +	0 -
00	- +	- +

(a)

Binário	10 00 11 01 01 10
PST	+0 -+ +- 0- 0+ -0

(b)

Figura 3.4 - PST - a) Lei de formação  
b) Exemplo

Os níveis + e - são transmitidos como pulso positivo e pulso negativo respectivamente, Os espaços binários são enviados de acordo ao par a que pertencerem. A mudança do modo + para o modo - ou vice versa se dá para toda ocorrência dos pares binários 01 ou 10.

Assim são eliminados:

a) longas cadeias de pulsos de mesma polaridade que numa estrutura unipolar causaria flutuação do nível cc na linha após um corte nas baixas.

b) longas cadeias de zero que em estruturas anteriores causariam pouca energia para a extração de tempo nos repetidores.

Pois nesta estrutura:

a) a ocorrência de 11 é transmitida como + - ; a ocorrência de 10 e 01 é alternadamente transmitida como (+ 0) e (0 -) ou como (- 0) e (0 +) dependendo da sequência binária considerada.

b) a ocorrência de (00) é transmitida nos dois modos como (- +).

Além disso, esta estrutura impondo uma densidade mínima de pulsos, impede fortes variações no padrão o que acarretará menor jitter no processamento do sinal pelos repetidores.

Esta estrutura tem uma densidade espectral de potência que segundo Sipress et al<sup>13</sup> é escrita:

$$W_{PST} = \frac{1}{8T} |G(f)|^2 (1 - \cos 2\pi fT)(7 + 4 \cos 2\pi fT + 2 \cos^2 2\pi fT) \quad (3.5)$$

Foi suposta uma estrutura PST com pulsos positivos e negativos balanceados, com uma probabilidade igual de zeros e uns na sequência binária original.

Nota-se, como em bipolar, a ausência das linhas discretas necessárias à extração de sincronismo nos repetidores. Sendo esta estrutura muito similar àquela bipolar, este problema é também sanado pela simples retificação do sinal anterior à extração de sincronismo.

O espectro da estrutura PST apresenta zeros em múltiplos da taxa de bits e nas frequências onde  $|G(f)|$  se anular. Embora não apresente conteúdo de potência na frequência zero, apresenta um conteúdo maior nas proximidades desta quando comparada à bipolar (vide Figura 3.7 posterior). Isto é devido à possibilidade de incidência de pulsos consecutivos de mesma polaridade nesta estrutura.

As sequências PST contêm certas propriedades que são violadas somente quando um ou mais erros ocorrerem. Estas violações poderão ser monitoradas sem interrupção do serviço na linha, para fins de performance de erro do sistema (maiores detalhes na ref. 13).

Deve ficar claro que os erros podem ser cometidos por duas razões principais:

- a) reconhecimento errado das palavras PST (misframing).

Isto é, há a necessidade de um enquadramento (framing) correto nas correspondências entre as palavras binárias e ternárias.

Por exemplo:

Forma Binária	10 01 00 11 10 10
Forma PST	+0 0- +- ++ +0 -0
PST com enquadramento incorreto	+ 00 -- ++ -+ 0- 0
Forma Binária reconstruída	? ? ? 00 01

Com o enquadramento incorreto das palavras poderão aparecer pares ternários irreconhecíveis pela estrutura PST. Estes são os casos dos pares (00), (--), (++). Ou numa melhor hipótese, os pares PST reconhecidos não mais - atendem a sequência binária correta.

b) incidência de ruídos, quando da transmissão em condições adversas pelos cabos e repetidores regenerativos. Entende-se aqui, ruído por qual quer interferência que tenta mascarar o sinal (vide fontes de jitter no Cap. II).

No caso em que possa haver também transmissão com maior probabilidade de uns ou zeros, Sipress<sup>13</sup> apresenta uma estrutura PST modificada a qual apresenta um melhor desempenho quanto ao enquadramento das palavras do que a estrutura acima.

O desempenho da linha repetidora é o mesmo nas duas estruturas quando houver probabilidades iguais de zeros e uns na sequência binária original.

#### III.3.4. - Código Bipolar Com extração de Zeros ou Código de Alta Densidade de Pulsos

Esta estrutura usa a conversão bipolar, mas proporciona uma densidade de pulso mínima substituindo cada bloco de n zeros consecutivos por uma sequência violando a regra de polaridade alternada apresentada pelo código bipolar.

Estas violações permitem que a sequência de n zeros extraída seja reconhecida e novamente reconstruída para formar a sequência binária original, no terminal receptor da linha.

A estrutura apresentada por Johannes et al<sup>14</sup> [1969] leva em conta que quando da existência de n zeros no formato bipolar as sequências introduzidas devem:

a) ser balanceadas, isto é, conter igual número de pulsos positivos e negativos. Desde que uma sequência pode ser usada repetidamente, se

ela não for balanceada o sinal apresentará um nível de corrente contínua flutuante. Deverá apresentar número par de pulsos embora podendo ter número ímpar de zeros.

b) ser de fácil reconhecimento pelo terminal receptor na reconstrução da sequência binária original.

Duas hipóteses de sequências atendendo estas regras são mostradas na Figura 3.5 para  $n = 4$ .

	Par I	Par II
Se o último pulso foi +	+ - - +	- - + +
Se o último pulso foi -	- + + -	+ + - -

Figura 3.5 - Pares para extração de 4 zeros

Menores valores de  $n$ , acarretam uma densidade maior de pulsos, com uma implementação mais complexa; sequências com  $n$  maiores não oferecem nenhuma vantagem a menos que outras considerações sejam feitas. Duas estruturas com  $n = 6$  conseguidas com introdução de zeros naquelas de  $n = 4$  são mostradas na Figura 3.6. Neste caso ( $n = 6$ ) a interferência entre símbolos será menor que no outro caso pois os pulsos de mesma polaridade são separados por zero.

	Par I	Par II
Se o último pulso foi +	0 + - 0 - +	- 0 - + 0 +
Se o último pulso foi -	0 - + 0 + -	+ 0 + - 0 -

Figura 3.6 - Pares para extração de 6 zeros

Com alguma das estruturas anteriormente citadas a sequência que substitue os zeros é prontamente reconhecida no terminal receptor. Havendo na transmissão um erro na sequência de substituição pode ser difícil seu reconhecimento e dependendo da maneira com que os pulsos de violação da regra bipolar são tratados, podem aparecer até 4 erros na sequência unipolar reconstruída. Como monitoração de erros, poder-se-ia contar como erro qualquer violação da regra bipolar que não pertencesse a nenhuma sequência de substituição.

O sistema MCP ora em desenvolvimento na UNICAMP utilizará para o código de transmissão, a estrutura acima descrita para  $n = 4$  (Manoel Duarte [1974]). Usualmente esta estrutura é chamada de HDB3 pois permite no máximo três zeros consecutivos.

O acréscimo de complexidade requerido para a implementação do código HDB3 em relação àquela implementação para o código bipolar simples é justificável quanto ao desempenho dos repetidores na produção de jitter no sinal reconstruído (Cap. IV).

Na Seção seguinte comparam-se as estruturas bipolar, PST e HDB3 com base nos respectivos espectros de potência.

#### III.4 - Comparação entre as estruturas bipolar PST, HDB3

Na Figura 3.7 apresenta-se a densidade espectral de potência para os três códigos apresentados.

O código HDB3 teve sua densidade espectral calculada através de cálculos em computadores da função de auto correlação, usando-se uma sequência pseudo aleatória de 200.000 pulsos (vide Apêndice A1). Calculado da mesma forma, o espectro para código bipolar mostrou-se muito próximo daquele dado na expressão (3.4). O espectro para PST é aquele da expressão (3.5).

Nota-se então que:

- a) o código bipolar tem menor conteúdo nas baixas;
- b) os códigos PST e HDB3 possuem maior conteúdo nas altas;
- c) a maior concentração de energia se dá em torno da metade da taxa de bits para os três códigos.

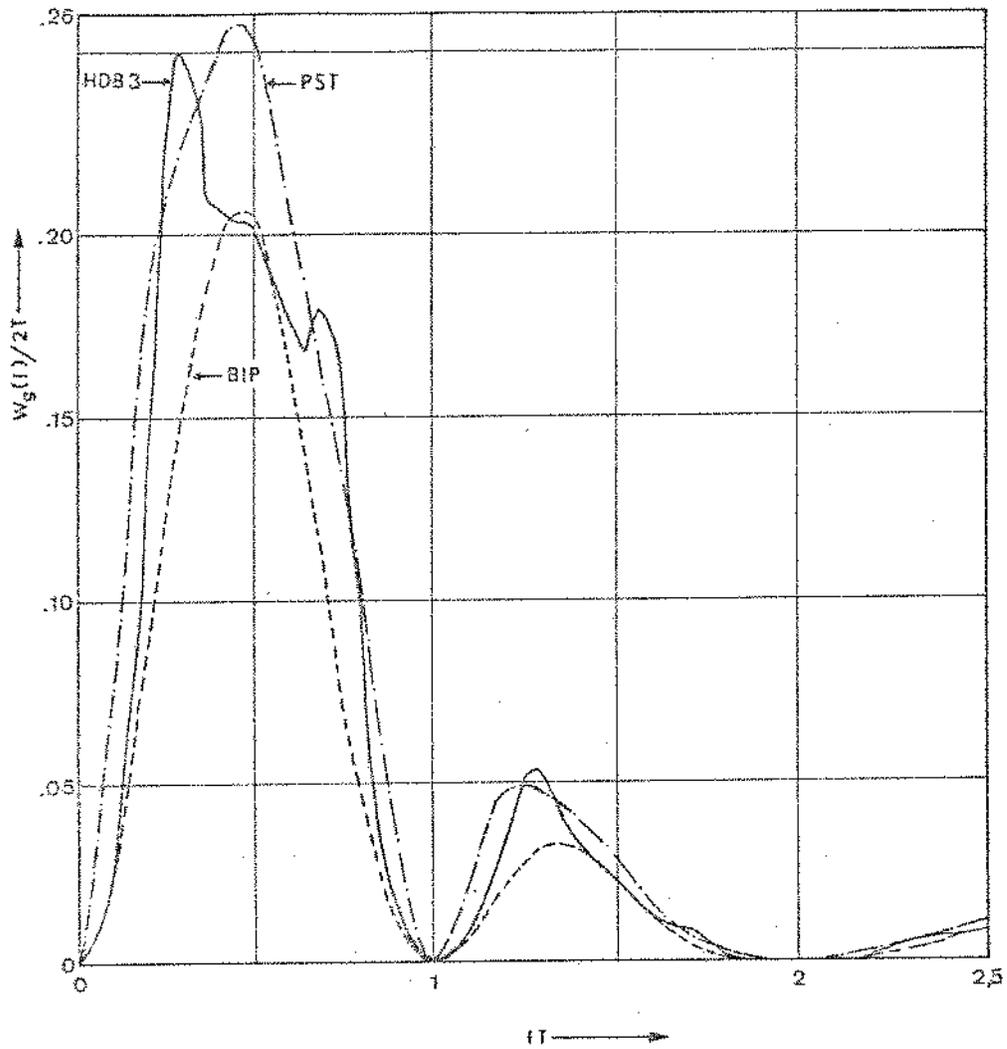


Figura 3.7 - Densidade espectral de potência para diversas estruturas de código  $P(1) = P(0) = 1/2$  na sequência binária original.

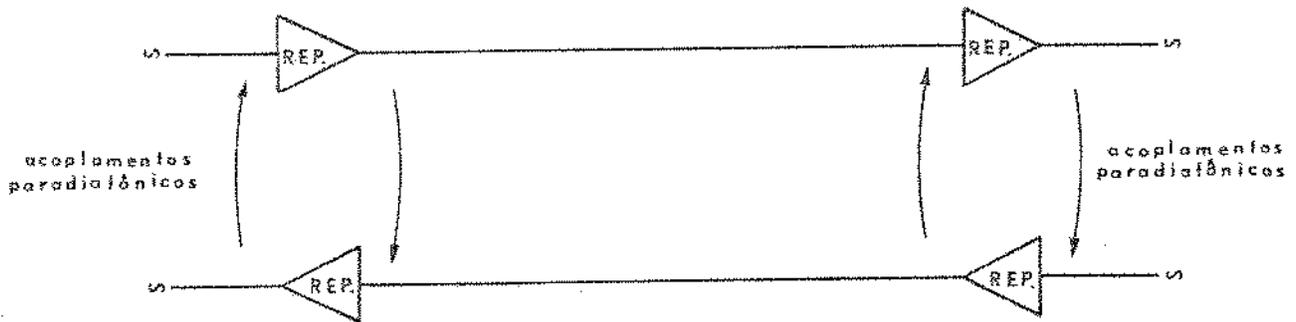
A potência transmitida pelo sinal  $\bar{e}$  é dada por

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} W_g(f) df \text{ onde } W_g(f) =$$

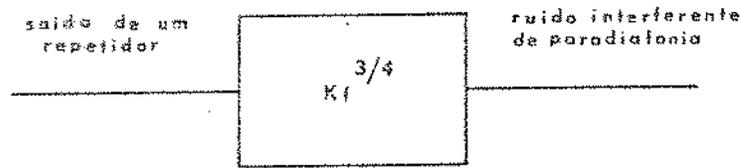
densidade espectral de potência do trem de pulsos transmitidos.

Em uma transmissão por pares dentro de um mesmo cabo o acoplamento por paradiáfonia possui uma característica diferenciadora do tipo  $Kf^{3/4}$  (Eager et al<sup>19</sup> [1957]) onde  $K$  é um parâmetro do cabo. A potência transmitida por um canal interferente (considerar a Figura 3.8) pode ser expressa por:

$$PI = K^2 \int_{-\infty}^{\infty} W_g(f) f^{3/2} df$$



a) sistemas MCP com transmissões no mesmo cabo.



b) modelo do acoplamento.

Figura 3.8 - Interferência de paradiáfonia

Uma interessante medida de comparação é a relação em decibéis entre estas potências:

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log \frac{\int_{-\infty}^{\infty} W_1(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} W_2(f) df}$$

$$10 \log \frac{PI_1}{PI_2} = 10 \log \frac{\int_{-\infty}^{\infty} W_1(f) f^{3/2} df}{\int_{-\infty}^{\infty} W_2(f) f^{3/2} df}$$

onde

$P_1, P_2$  = potências de dois dos códigos considerados.

$PI_1, PI_2$  = potência de paradiáfonia do canal interferente para dois dos códigos considerados.

$W_1, W_2$  = densidades espectrais de potência para dois dos códigos considerados.

Estas relações estão tabuladas na Figura 3.9

Relação em dB	HDB3 / BIP	PST / HDB3	PST / BIP
Potência do sinal	1.05	0.69	1.74
Potência do sinal interferente	1.02	0.7	1.72

Figura 3.9 - Relações de potência de sinal transmitido e de sinal interferente.

Sobre a Figura 3.7 onde se mostram as densidades espectrais e a Figura 3.9 onde se tabulam as relações de potência transmitida e potências interferentes para os três códigos considerados, pode-se concluir que:

- a) do ponto de vista de acoplamento dos transformadores de entrada dos repetidores, a estrutura bipolar e HDB3, apresentando quase o mesmo conteúdo em baixas frequências são superiores ao código PST.
- b) do ponto de vista de sequências longas de zero o que resultará em pouca energia para a extração do sincronismo nos repetidores, o código bipolar é bem inferior aos outros dois, pois:  
o par binário (00) é codificado por (-+) em PST;  
a sequência binária (0000) é codificada por (++-- ou ---++) em HDB3;  
os zeros binários são codificados como tal em bipolar.
- c) a variação de densidade de pulsos sendo pequena em PST e HDB3, haverá menor produção de jitter devido a assintonia do circuito sintonizado e conversão de amplitude para fase, em uma transmissão que se utiliza um deste ao invés daquele bipolar (vide Cap. IV).
- d) o projeto de circuitos como controlador automático de ganho ou circuito de controle de limiar nos repetidores, são simplificados quando se usa codificação por PST ou HDB3. Pois, a máxima distância de ocorrência de pulsos de mesma polaridade é de 4 intervalos de repetição de bits em PST e de 7 intervalos em HDB3.
- e) a potência de sinal interferente através de um acoplamento por paradiáfonia é menor para o bipolar. Lembra-se porém, que o pré-equalizador-amplificador dos repetidores é otimizado levando em conta este conteúdo nas altas frequências (Cap. II). Nota-se que a introdução do código HDB3 eleva em cerca de 1 dB a interferência por paradiáfonia, reduzindo correspondentemente a margem do sistema.
- f) sob o ponto de vista de compatibilidade de sistemas MCP e AM

que utilizem pares do mesmo cabo, a ordem de preferência será: transmissão por bipolar, HDB3, PST.

Uma característica comum entre os três códigos será a de que a extração de informação de sincronismo nos repetidores pode ser facilmente adquirida da excitação de um circuito sintonizado pelo trem de pulsos retificado, retificação esta necessária pois nenhuma dessas estruturas apresenta espectros de potência com linhas discretas na taxa de repetição de bits.

### III.5 - Conclusões

A partir dos problemas apresentados por uma simples estrutura unipolar, quanto ao desempenho de uma linha repetidora, estudou-se as características de outros códigos adequados ao tipo de transmissão sobre cabos tronco e baixas taxas de bits, em que a paradiáfonia é a principal limitadora deste desempenho.

Uma estrutura muito usada é aquela bipolar (AMI) por sua simples implementação prática e razoável desempenho das linhas repetidoras. Porém, - na prática, os repetidores no processamento do sinal, introduzem jitter nos pulsos regenerados cuja parte mais significativa está relacionada com variações do padrão de pulsos. Este jitter é altamente indesejado devido ao seu caráter acumulativo com a cadeia de repetidores (Cap. IV).

Duas outras estruturas, PST e HDB3, por apresentarem menores variações na densidade de pulsos, fazem com que o jitter causado pelos repetidores sejam menores.

Entre estas duas, aquela HDB3 apresenta menores conteúdos de potência nas baixas e nas altas frequências significando menores distúrbios no sinal quanto ao corte nas baixas pelos transformadores, e ruído de paradiáfonia incidente entre os pares de fios do mesmo cabo.

A complexidade da implementação do código HDB3 é relativamente menor que no caso PST devido à necessidade nesta última, de um perfeito enquadramento (framing) das palavras de código para uma detecção correta no terminal receptor.

Não foram tratadas outras estruturas pois, na utilização prática (taxas de bits baixas), o desempenho das linhas repetidoras seria quase o mesmo daquele com estrutura HDB3, com o inconveniente de maior custo ao sistema devido complexidades maiores de implementações.

Como mencionado anteriormente, o sistema MCP de 30 canais em 2,048 Mbits/segundo, que está sendo desenvolvido na UNICAMP utilizará uma estrutura HDB3 para o código de transmissão.

No Cap. IV faz-se comparação das estruturas bipolar e HDB3 quanto ao jitter introduzido pelos repetidores.

## Apêndice A1

### Densidade Espectral de Potência

Será achada a densidade espectral de um trem de pulsos codificados em HDB3.

Primeiramente resolveremos o problema supondo pulsos retangulares de altura unitária e largura  $T$ . Um trem de pulsos  $x(t)$  nas condições acima - pode ser escrito como:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \operatorname{ret} \left[ \frac{t - nT}{T} \right] \quad (\text{A1.1})$$

onde os  $a_n$  seguem a regra de formação do código HDB3, podendo assumir os valores  $-1$ ,  $0$  ou  $+1$ .

A função de auto correlação  $R_x(\tau)$  de  $x(t)$ , é dada por:

$$R_x(\tau) = \overline{x(t) x(t + \tau)} \quad (\text{A1.2})$$

Devido a forma dos pulsos considerada, o produto  $x(t) x(t + \tau)$  só pode assumir os valores  $+1$ ,  $0$  ou  $-1$ . Portanto:

$$R_x(\tau) = \operatorname{prob} \left[ x(t) x(t + \tau) = 1 \right] - \operatorname{prob} \left[ x(t) x(t + \tau) = -1 \right] \quad (\text{A1.3})$$

As probabilidades acima dependem do número de transições entre

janelas temporais, que ocorreram entre  $t$  e  $t + \tau$ . Para  $nT < \tau < (n + 1)T$ , poderão ter ocorrido  $n$  ou  $n + 1$  instantes de transição, com as seguintes probabilidades:

$$\left. \begin{aligned} \text{prob} \left[ n \text{ instantes de transição} \right] &= 1 - \frac{\tau - nT}{T} \\ \text{prob} \left[ (n + 1) \text{ instantes de transição} \right] &= \frac{\tau - nT}{T} \end{aligned} \right\} \text{(A1.4)}$$

Para  $\tau = nT$ , há necessariamente  $n$  transições entre janelas temporais, e por isso  $R_x(nT)$  pode ser calculada, diretamente, através de uma média estatística do produto  $a_i a_{i+n}$  onde os  $a_i$  são gerados por uma subrotina de números aleatórios obedecendo as regras da codificação HOB3.

Para  $nT < \tau < (n + 1)T$ , temos:

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= \left[ \frac{x(t) x(t + \tau)}{n \text{ transições}} \right] \cdot \text{prob} \left[ n \text{ transições} \right] + \\ &+ \left[ \frac{x(t) x(t + \tau)}{(n + 1) \text{ transições}} \right] \cdot \text{prob} \left[ (n + 1) \text{ transições} \right] \end{aligned} \quad \text{(A1.5)}$$

Usando as relações (A1.4), podemos escrever:

$$R_x(\tau) = R_x \left[ nT \right] \cdot \left( 1 - \frac{\tau - nT}{T} \right) + R_x \left[ (n + 1)T \right] \cdot \left( \frac{\tau - nT}{T} \right) \quad \text{(A1.6)}$$

Vemos, portanto, que  $R_X(\tau)$  tem uma variação linear por pedaços nos intervalos  $[nT, (n+1)T]$ . Portanto, a determinação por simulação estatística dos valores de  $R_X(nT)$  no computador é suficiente para determinar  $R_X(\tau)$ .

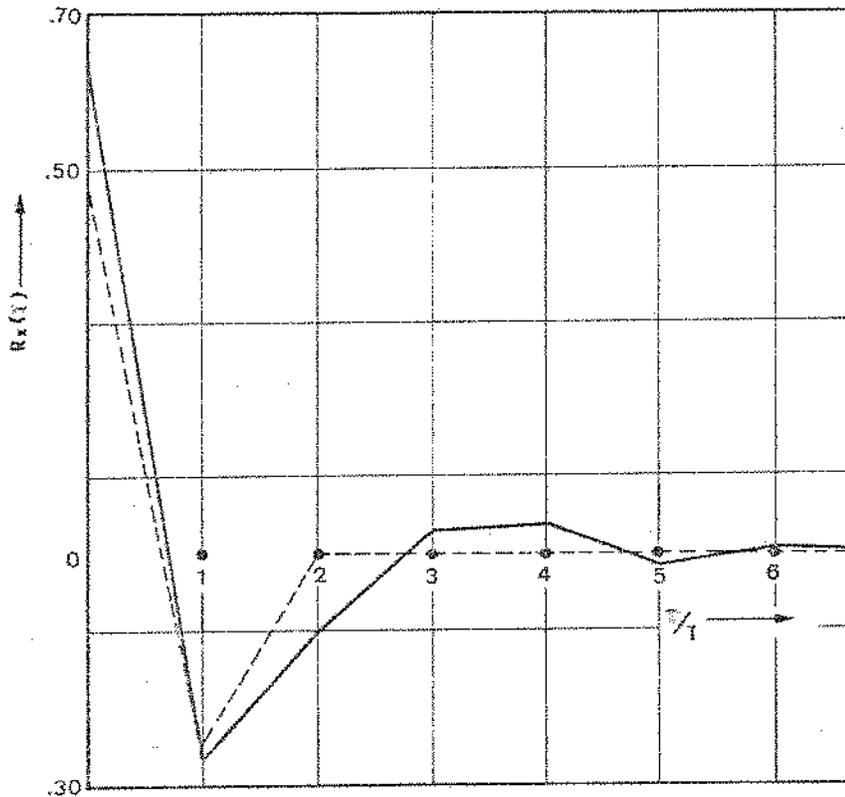


Figura A1.1 - Função de auto correlação de um trem de pulsos retangulares de largura  $T$ .  $R_X(\tau) = R_X(-\tau)$

A Figura A1.1 mostra  $R_X(\tau)$  calculada para código HDB3 e código bipolar.

Para o cálculo do espectro de potência  $W_X(f)$  é conveniente expressar  $R_X(\tau)$  de seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 R_X(\tau) &= (Y_0 - Y_1) \text{tri} \frac{\tau}{T} + (Y_1 - Y_2) \text{tri} \frac{\tau}{2T} + (Y_2 - Y_3) \text{tri} \frac{\tau}{3T} + \dots \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} (Y_{n-1} - Y_n) \text{tri} \frac{\tau}{nT} \quad (A1.7)
 \end{aligned}$$

onde  $\text{tri} \frac{\tau}{nT} = (1 - \frac{\tau}{nT})$  para  $0 < \tau < nT$ ;  $n = 1, 2, 3 \dots$  sendo que os  $Y_n$  podem ser expressos por  $R_x(nT)$  de acordo com a Figura (A1.2).

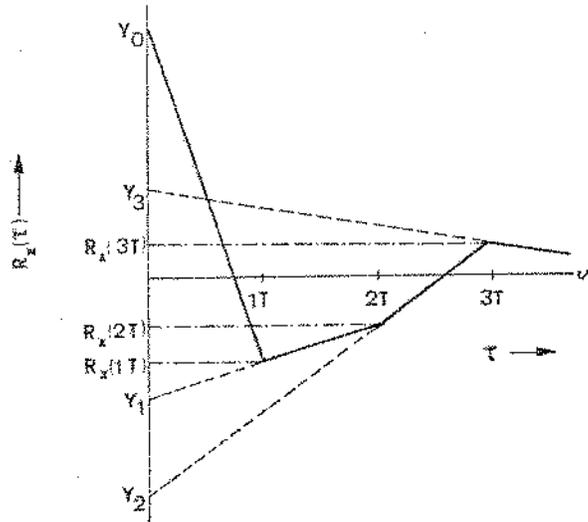


Figura A1.2 - Relação entre  $Y_n$  e  $R_x(nT)$

Assim da figura acima:

$$Y_n = (n+1) R_x[nT] - n R_x[(n+1)T] \quad (A1.8)$$

A densidade espectral de potência  $W_x(f)$  é a transformada de Fourier de  $R_x(\tau)$ :

$$W_x(f) = \sum_{n=1}^{\infty} (Y_{n-1} - Y_n) nT \text{sinc}^2 nTf \quad (A1.9)$$

A relação acima é a densidade espectral para um trem de pulsos HDB3 com forma retangular e largura T.

A densidade espectral para uma outra forma de pulso, pode ser obtida de  $W_x(f)$  imaginando-se que o trem de pulsos  $x(t)$  seja passado por um filtro linear adequado (considerar a Figura A1.3).

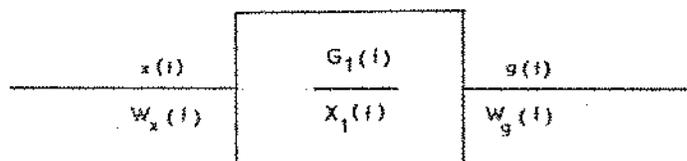


Figura A1.3 - Transformação linear para cálculo de  $W_g(f)$ .

Na Figura A1.3,  $X_1(f)$  e  $G_1(f)$  são, respectivamente as transformadas de Fourier de um pulso individual de  $x(t)$  e  $g(t)$ .

Considerando esta mesma figura, podemos escrever:

$$W_g(f) = \left| \frac{G_1(f)}{X_1(f)} \right|^2 W_x(f) \quad (A1.10)$$

onde  $W_x(f)$  é dado em (A1.9).

## CAPÍTULO IV

### SIMULAÇÃO DOS PROCESSOS DE JITTER

#### IV.1 - Introdução

No processamento sofrido em cada repetidor regenerativo o sinal, já com alguma interferência, sai regenerado com uma certa modulação em posição a que é dada o nome de jitter. Um projeto adequado dos repetidores inclui:

- uma seção equalizadora para minimizar os efeitos combinados de paradiáfonia e interferência entre símbolos.
- uma parte não linear de retificação e ceifamento da metade inferior dos pulsos que, além de permitir a extração da taxa de bits para sincronismo dos pulsos a serem regenerados, minimiza ainda mais os ruídos aleatórios que por ventura estiverem contaminando o sinal.
- um circuito sintonizado com elementos bem precisos e confiáveis quanto a envelhecimento e variação com temperatura, para que sua frequência de ressonância natural permaneça o mais próximo possível daquela taxa de bits.
- circuitos posicionadores dos instantes de amostragem bem precisos para que estes ocorram nas vizinhanças dos picos dos pulsos de informação.
- circuitos de regeneração rápidos e altamente instáveis, para uma boa regeneração da forma retangular dos pulsos.

O código de transmissão escolhido é também de importância pois, havendo melhor desempenho no processamento de detecção e sincronismo dos pulsos, o -

jitter produzido e a taxa de erros serão certamente menores, preservando-se assim a qualidade do sinal.

As causas de jitter que inevitavelmente aparecem nos repetidores são justamente aquelas relativas a extração do sincronismo. Estas foram tratadas como devidas à assintonia e conversão de amplitude para fase. Esta última, como já referido, pode ser devida à largura finita dos pulsos de excitação e/ou à amostragem dos pulsos estarem deslocados dos instantes ótimos por indecisão dos circuitos amostradores.

A largura dos pulsos não será problema, pois uma das funções do ceifamento do sinal após equalização é a de estreitar mais, os pulsos que irão excitar o circuito sintonizado.

A assintonia do circuito sintonizado e a extração imperfeita dos instantes de amostragem dos pulsos são prejudiciais à correta regeneração do sinal, quando o padrão transmitido varia com o tempo, como é o caso.

Estas causas em conjunto resultam num compromisso para o valor ótimo do índice de mérito  $Q$  do circuito sintonizado, pois o efeito da assintonia será menor quanto menor for o  $Q$  enquanto que o efeito da conversão será menor para  $Q$  maior.

Neste Capítulo mostrar-se-á que em um repetidor, os efeitos da conversão de amplitude para fase sobre o sinal regenerado são desprezíveis em relação aqueles devidos à assintonia. Mas que, em uma cadeia de repetidores, o jitter devido a conversão apresenta um caráter acumulativo enquanto que aquele devido a assintonia não será muito importante pois apresenta um aspecto não cumulativo com a cadeia. Estes resultados estão em inteiro acordo com Manley<sup>16</sup> [1967], - que a eles chegou por um método analítico aproximado. O método aqui introduzido, porém, permite analisar a acumulação de jitter em situações ainda não cobertas na literatura.

O jitter propagado na cadeia de repetidores depende exclusivamente de como estes estão assintonizados e como apresentam aquela conversão de amplitude para fase.

O método de predição do jitter introduzido neste Capítulo baseia-se na suposição de que os pulsos de excitação do circuito sintonizado, sendo estreitos, possam ser tratados como impulsos. A literatura mostra válida esta suposição se estes pulsos tiverem uma largura menor que  $T/2$  onde como antes  $T$  é o

inverso da taxa de bits (Rowe<sup>17</sup> [1958]).

A análise será computacional sobre o comportamento da resposta a impulsos de um circuito tanque RLC como o circuito sintonizado do repetidor. Os cruzamentos de zero desta senoide estarão desalinhados entre si se houver assintonia do circuito tanque. Estes cruzamentos de zero serão os próprios instantes de amostragens se não houver nenhuma conversão de amplitude para fase.

Havendo conversão, os instantes de amostragem de pulsos do sinal original, estarão deslocados desigualmente dos cruzamentos de zero devido a aleatoriedade do padrão transmitido.

As fases destes instantes de amostragens serão computadas - para predição do jitter, isto é, supõe-se que a posição dos pulsos de saída, quando estes existirem, é determinada unicamente por aqueles instantes de amostragens.

O método apresenta a liberdade na escolha do padrão aleatório a ser usado como também permite prever o jitter em uma cascata de repetidores, supostas quaisquer condições de assintonia e conversão para os repetidores.

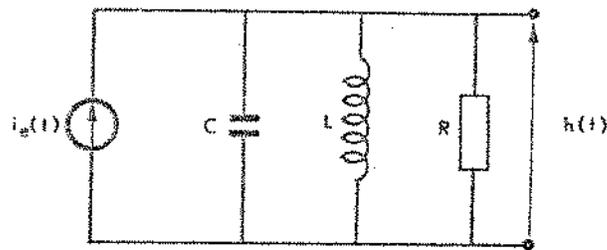
A literatura mostra que na prática uma medida do jitter será aquela feita através do osciloscópio medindo-se a diferença entre as fases dos pulsos regenerados quando muda-se de padrão periódico 1/1 para o padrão 1/n. Mostra-se neste trabalho que esta não é uma medida do jitter rms, sendo no máximo - uma previsão deste quando no caso de repetidores com circuitos sintonizados de - Índices Q menores que 150.

Na próxima seção inicia-se o estudo pela análise do circuito tanque excitado por um trem de impulsos, para nas outras ser abrangido o estudo - do jitter em um repetidor e numa cascata deles.

#### IV.2 - Excitação impulsiva do circuito sintonizado

Trataremos o circuito sintonizado como um circuito RLC paralelo.

Assim:



Por análise circuital:

$$C \frac{d}{dt} h(t) + \frac{h(t)}{R} + \frac{1}{L} \int h(t) dt = i_e(t) \quad (4.1)$$

Supondo condições iniciais todas iguais a zero, e aplicando - transformada de Laplace, tem-se:

$$sC h(s) + \frac{h(s)}{R} + \frac{h(s)}{sL} = i_e(s) \quad (4.2)$$

Estamos interessados na resposta ao impulso, então:

$$i_e(s) = \mathcal{L} \left[ i_e(t) = \delta(t) \right] = 1 \quad (4.3)$$

onde:

o símbolo " $\mathcal{L}$ " representa a operação de transformada de Laplace.

$\delta(t)$  = impulso unitário no instante  $t$ .

Logo:

$$h(s) = \frac{s/C}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (4.4)$$

os polos de  $h(s)$  serão:

$$s_{12} = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \left(\frac{1}{LC}\right)}$$

definindo:

$$Q = \omega_r RC$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{frequência de ressonância do estado estacionário.}$$

pode-se escrever

$$\frac{1}{2RC} = \frac{\omega_r}{2Q} = \frac{1}{2Q \sqrt{LC}}$$

Para uma resposta oscilatória, escolhe-se:

$$\frac{1}{LC} \gg \left( \frac{1}{2RC} \right)^2 \quad (4.5)$$

escrevendo-se então:

$$s_{12} = - \frac{1}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} \left( 1 - \frac{1}{4Q^2} \right)}$$

ou

$$s_1 = - \frac{\pi}{Q} f_r + j2\pi f_o$$

$$s_2 = - \frac{\pi}{Q} f_r - j2\pi f_o$$

(4.6)

onde

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$$

$$f_o = \sqrt{\frac{1}{LC} \left( 1 - \frac{1}{4Q^2} \right)} \approx f_r$$

(4.7)

$f_r$  = frequência de ressonância do estado estacionário

$f_o$  = frequência natural de oscilação

Nestas condições:

$$h(s) = \frac{1}{C} \frac{s}{(s - s_1)(s - s_2)} \quad (4.8)$$

A resposta impulsiva  $h(t)$  será:

$$h(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{\pi}{Q} f_0 t} \left[ -\frac{1}{2Q} \operatorname{sen} 2\pi f_0 t + \cos 2\pi f_0 t \right] \quad (4.9)$$

ou ainda:

$$h(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{C} \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) e^{-\frac{\pi}{Q} f_0 t} e^{j2\pi f_0 t} \right\} \quad (4.10)$$

Estas equações são válidas para  $t > 0$  sendo  $h(t) = 0$  para  $t < 0$ .

Supondo que os pulsos de entrada do circuito sintonizado, sendo suficientemente estreitos possam ser tratados por impulsos (Rowe<sup>17</sup>) e que, para o primeiro repetidor, estes pulsos estejam idealmente centrados nos instantes  $nT$ , ter-se-á a situação idealizada na Figura 4.1.



Figura 4.1 - Excitação do circuito sintonizado  
 $T = 1/F$ ,  $F$  = taxa de bits

Pelas considerações anteriores podemos escrever:

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT)$$

$$s(t) = e(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau) h(t - \tau) d\tau$$
(4.11)

onde :

"\*" significa a convolução entre duas funções;

$a_n$  = variável aleatória que torna os valores:

zero → para indicar ausência de pulso

um → para indicar a ocorrência de pulso;

$\delta(t - nT)$  = impulso unitário no instante

$$t_n = nT$$

$$T = 1/F, \quad F = \text{taxa de bits.}$$

A saída  $s(t)$  em termos da resposta impulsiva  $h(t)$  será:

$$s(t) = e(t) * h(t)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT)$$
(4.12)

pois a convolução de  $\delta(t - nT)$  com  $h(t)$  resulta a própria função atrasada de  $t_n = nT$ .

Assim a resposta ao trem de pulsos em um instante  $t_m = mT$  depende do seu passado até e inclusive aquele instante:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ M e^{j\phi} \sum_{n=-\infty}^m \left[ a_n e^{-\frac{\pi}{Q} f_0(t - nT)} e^{j2\pi f_0(t - nT)} \right] \right\} \quad (4.13)$$

com

$$M = \frac{1}{c} \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{2Q}$$

A expressão (4.13) é válida até o instante  $t_k = kT$  da chegada do próximo pulso. Ou melhor, é válida para:

$$t_m < t < t_k$$

$$mT < t < kT$$

$$a_n = \begin{cases} 1 & n = m, k \\ 0 & m < n < k \end{cases}$$

(4.14)

Em um repetidor, quer-se extrair da onda  $s(t)$  os instantes para as amostragens dos pulsos de entrada. A frequência destes instantes deve ser portanto igual a taxa de bits  $F = 1/T$ . Usa-se, por exemplo, os cruzamentos de zero negativo da senóide  $s(t)$ . A frequência natural de oscilação  $f_0$  é feita o mais próximo possível de  $F$ . Assim, em aplicações práticas, haverá uma certa - assintonia  $D$ :

$$\begin{aligned}
 f_0 &= F + \delta f \\
 &= F (1 + D) \\
 D &= \frac{\delta f}{F}
 \end{aligned}
 \quad (4.15)$$

Para  $f_0$  nestas condições, reescreve-se  $s(t)$ :

$$s(t) = \text{Re} \left\{ M e^{j\phi} \sum_{n=-\infty}^m \left[ a_n e^{-\frac{\pi}{Q} (1+D)(t-nT)} e^{j2\pi F(1+D)(t-nT)} \right] \right\} \quad (4.16)$$

Deve-se sempre ter em mente, as restrições dadas em (4.14). Uma maneira de fácil análise, é expressar  $s(t)$  de (4.16) na forma de uma portadora na taxa de bits, modulada em amplitude e fase.

Assim:

$$s(t) = \text{Re} \left[ M A(t) e^{j(2\pi Ft + \phi)} \right] \quad (4.17)$$

com

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^m a_n \left\{ e^{-\frac{\pi}{Q} F(1+D)(t-nT)} e^{j2\pi [F(1+D)(t-nT) - Ft]} \right\} \quad (4.18)$$

ou na forma

$$A(t) = a(t) e^{j\theta(t)} \quad (4.19)$$

onde

$$a(t) = |A(t)| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (4.20)$$

$$\theta(t) = \angle A(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)}$$

$$x(t) = e^{-\frac{\pi}{Q} F(1+D)t} \sum_{n=-\infty}^m a_n \left\{ e^{\frac{\pi}{Q} (1+D)n} \cos 2\pi [F(1+D)(t-nT) - Ft] \right\} \quad (4.21)$$

$$y(t) = e^{-\frac{\pi}{Q} F(1+D)t} \sum_{n=-\infty}^m a_n \left\{ e^{\frac{\pi}{Q} (1+D)n} \sen 2\pi [F(1+D)(t-nT) - Ft] \right\}$$

Na expressão (4.19),  $a(t)$  representa a modulação de amplitude na portadora, enquanto que  $\theta(t)$  representa a sua modulação em fase. Nas expressões anteriores  $x(t)$  e  $y(t)$  representam as componentes em fase e quadratura da resposta  $s(t)$ .

Nota-se o decaimento exponencial da amplitude  $a(t)$  entre instantes de pulsos, aumentando descontinuamente no instante de chegada do próximo pulso de sinal.

Considerando somente assintonia a fase  $\theta(t)$  é uma medida verdadeira dos desvios em tempo dos instantes de amostragens, já que estes serão extraídos nos cruzamentos de zero negativo da senóide. Isto é, os desvios em tempo dos instantes de amostragens estarão inteiramente relacionados com a fase  $\theta(t)$  do fasor  $A(t)$ .

#### IV.3 - Formulas de recorrência para $A(t)$

Para a análise que se segue usaremos a resposta dada em (4.18). Estudaremos o fasor  $A(t)$  pois este representa o comportamento da resposta total  $s(t)$ . Com as condições acima, podemos escrever a resposta  $A(t)$  justamente no instante  $t_{m-1} = (m-1)T$ , onde pode ou não haver um pulso de sinal:

$$A(t_{m-1}) = \sum_{n=-\infty}^{m-1} a_n \left\{ e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)(m-n-1)} e^{j2\pi D(m-n-1)} \right\} \quad (4.22)$$

e de modo análogo para o instante  $t_m = mT$ :

$$A(t_m) = \sum_{n=-\infty}^m a_n \left\{ e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)(m-n)} e^{j2\pi D(m-n)} \right\} \quad (4.23)$$

Queremos uma fórmula de recorrência de  $A(t_m)$  em função de  $A(t_{m-1})$ . Rearrumando (4.22), tem-se:

$$A(t_{m-1}) = e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)(m-1)} e^{j2\pi D(m-1)} \cdot [S_{m-1}]$$

onde

$$[S_{m-1}] = \sum_{n=-\infty}^{m-1} a_n e^{\frac{\pi}{Q}(1+D)n} e^{-j2\pi Dn}$$

que expressa em termos de  $A(t_{m-1})$

$$[S_{m-1}] = A(t_{m-1}) e^{\frac{\pi}{Q}(1+D)(m-1)} e^{-j2\pi D(m-1)} \quad (4.24)$$

Rearrumando (4.23)

$$A(t_m) = e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)m} e^{j2\pi Dm} \cdot [S_m]$$

onde

$$[S_m] = a_m e^{\frac{\pi}{Q}(1+D)m} e^{-j2\pi Dm} + [S_{m-1}]$$

usando (4.24), tem-se:

$$A(t_m) = A(t_{m-1}) e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)} e^{j2\pi D} + a_m \quad (4.25)$$

#### IV.3.1 - Breve sumário dos objetivos

Mostrou-se, até aqui, que a resposta  $s(t)$  de um tanque com assintonia, além de apresentar uma modulação em amplitude, apresenta, também, uma modulação em fase. O comportamento desta resposta escrito em termos de  $A(t)$  é dado por (4.19) como:

$$A(t) = a(t) e^{j\theta(t)}$$

onde  $a(t)$  é o módulo de  $A(t)$  e representa a modulação em amplitude da resposta  $s(t)$ , enquanto que sua modulação em fase é expressa pela fase  $\theta(t)$  de  $A(t)$ .

As expressões para  $a(t)$  e  $\theta(t)$  estão em (4.20). Nota-se por estas expressões, que o fator  $A(t)$  em um instante  $t = t_m$  qualquer, depende do seu passado até aquele instante inclusive.

Pode-se, então, com vistas a um tratamento por computador, expressar  $A(t_m)$  como em (4.25):

$$A(t_m) = A(t_{m-1}) e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)} e^{j2\pi D} + a_m$$

onde:

$A(t_{m-1})$  é valor de  $A(t)$  imediatamente após o instante  $t_{m-1}$ ;

a variável aleatória  $a_m$  toma valores 0 e 1 segundo uma subrotina adequada. Esta subrotina gera 0 e 1 segundo as leis de um determinado código previamente escolhido.

As grandezas  $a(t)$  e  $\theta(t)$  são computadas a cada instante  $t$ . A cada passo de computação, correspondendo a uma janela temporal, a amplitude  $a(t)$  decai de  $\exp(-\pi(1+D)/Q)$  enquanto que a fase  $\theta(t)$  aumenta de  $2\pi D$ .

Este estudo objetiva computar o jitter causado por um certo padrão aleatório de pulsos, calculando o desvio padrão da variável aleatória  $\theta(t)$  corrigida a cada pulso pelo fator de conversão de amplitude para fase (Secção - IV.4). Será visto que este é um método geral para predição do jitter em uma cadeia de repetidores, devido a assintonia e conversão de amplitude para fase.

#### IV.3.2 - Estudo do fasor $A(t)$ com vistas a tratamento por computador

Deve-se ter em mente a relação (4.25). Suponhamos que em um determinado instante imediatamente posterior à recepção de um pulso no instante  $t_{m-1}$ , a amplitude do fasor é  $a(t_{m-1})$  e sua fase é  $\theta(t_{m-1})$ . Devido ao fato de  $Q$  do circuito tanque ser finito e existir uma certa assintonia, a amplitude do fasor em (4.25) cai exponencialmente de  $\exp[-\pi(1+D)/Q]$  até a próxima janela temporal, na qual pode ou não haver um pulso. A sua fase neste intervalo, aumenta de  $2\pi D$ .

Se não houver pulso na janela  $m$ , a amplitude decrescerá novamente na mesma proporção até a próxima janela  $m+1$  e assim por diante.

Não havendo pulsos, a fase aumenta sempre de  $2\pi D$  para cada intervalo  $T$  entre janelas.

Se houver pulso na janela  $m$ , a amplitude após ter decrescido como descrito acima, aumentará devido ao pulso (para o primeiro repetidor estamos supondo sinal sem nenhum jitter de entrada). No instante  $t_m^-$  imediatamente anterior ao de recepção deste pulso, o fasor terá uma amplitude  $a(t_m^-) = a(t_{m-1})\exp(-\pi(1+D)/Q)$  e uma fase  $\theta(t_m^-) = \theta(t_{m-1}) + 2\pi D$ . Este será o ângulo de desalinhamento entre o novo pulso e o fasor naquele instante  $t_m^-$ . Imediatamente após a recepção deste pulso, o fasor terá uma amplitude  $a(t_m)$  e uma fase  $\theta(t_m)$ . A Figura 4.2 ilustra estes fatos. No caso (a) não há pulso ( $a_m = 0$ ) enquanto que no caso (b) ocorre pulso em  $t_m$  ( $a_m = 1$ ).



estes efeitos, e o comportamento do jitter produzido em um ou mais repetidores é estudado.

#### IV.4 - Caracterização dos problemas de assintonia e conversão de amplitude para fase como causadores de jitter

##### IV.4.1 - Somente assintonia

Quer-se caracterizar fisicamente o problema da assintonia do circuito sintonizado. Para isto necessita-se de sua função de transferência. Entende-se aqui como função de transferência do tanque, a impedância apresentada a um impulso unitário de corrente. A impedância é dada em (4.4) sendo que em função de frequência, depois de certas passagens matemáticas, pode ser expressa por:

$$H(f) = \frac{R}{1 + j \frac{2Q \Delta f}{f_0}} \quad (4.26)$$

onde

$$\Delta f = f - f_0$$

representa frequências  $f$  em torno da frequência natural de oscilação  $f_0$ .

Supondo-se para ilustração um trem unipolar de impulsos aleatórios (idealização do trem de pulsos estreitos) na entrada do tanque, o espectro  $W_s(f)$  resultante em sua saída tem um esboço do tipo apresentado na Figura 4.3.

O espectro  $W_e(f)$  do trem unipolar de impulsos é aquele para padrão aleatório com probabilidade meio de ocorrência de zeros e uns (Bennett<sup>12</sup> - [1958]). Mostra-se a influência do índice de mérito  $Q$  e da assintonia  $D$  do circuito tanque.

No caso (c) a energia na componente fundamental  $F$  é quase a

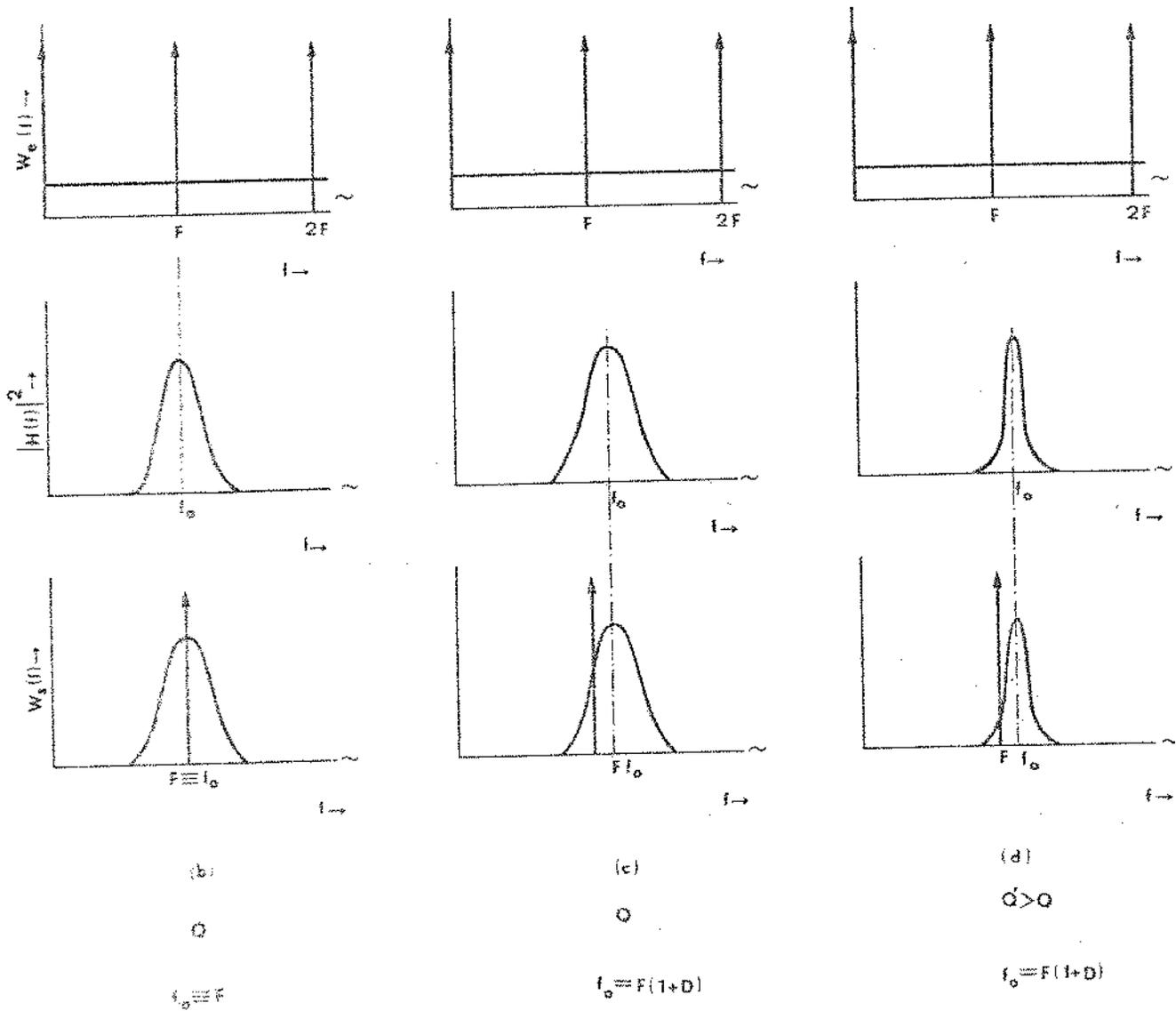
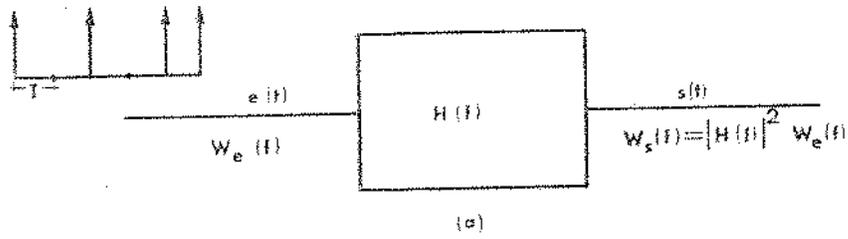


Figura 4.3 - Esboço do espectro  $W_s(f)$  da saída  $s(t)$  do circuito tanque excitado por um trem unipolar de impulsos aleatórios.

mesma do caso anterior (b) onde não se tinha nenhuma assintonia. Enquanto que no caso (d) considerando-se a mesma assintonia, porém, um índice de mérito maior, - aquela energia será menor que nos casos anteriores.

Nota-se, além disso, nos casos (c) e (d) a inconveniência da assimetria de  $W_s(f)$  em torno da componente na taxa de bits. Esta assimetria, é a responsável pela modulação em fase  $\theta(t)$  (relação 4.20) da senóide produzida - (Manley<sup>16</sup>). Não querendo que os instantes de amostragens estejam muito fora de - suas posições ideais, deve-se escolher um Q relativamente baixo, pois o desali - nhamento médio no caso  $QD \ll 1$  pode ser aproximado por  $2QD$  (relação 4.41 - Secção IV.6.2).

#### IV.4.2 - Somente conversão de amplitude para fase

Este problema aparece da necessidade de extração dos instan - tes de amostragens a partir da onda gerada  $s(t)$ . Devido o índice Q do circuito não ser infinito, haverá uma modulação em amplitude  $a(t)$ , que para o nosso caso (nenhu - ma assintonia) pode ser expressa pela relação (4.20) fazendo-se  $D = 0$ . Alternativa - mente, pode-se notar esta modulação em amplitude na relação (4.25) que no caso  $D=0$  é escrito:

$$A(t_m) = A(t_{m-1}) e^{-\frac{\pi}{Q}} + a_m \quad (4.27)$$

O equivalente da Figura (4.2) neste caso, seria a Figura (4.4).

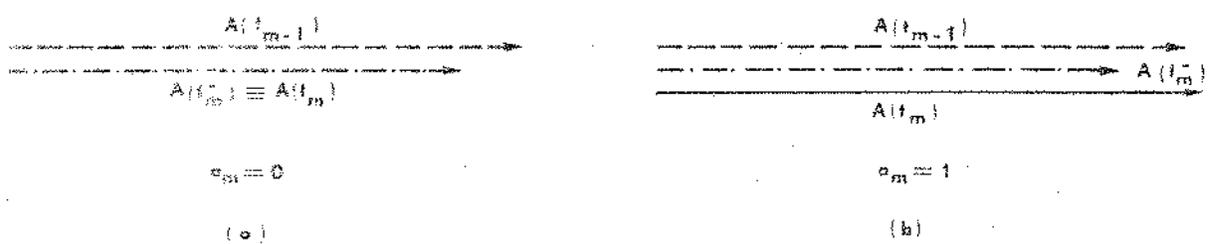


Figura 4.4 - Fasor da resposta  $A(t)$  nos instantes  $t_{m-1}$  e  $t_m$ ,  $D = 0$

Nota-se no caso (a) que a amplitude diminuiu de  $\exp(-\pi/Q)$  enquanto que no caso (b), além de diminuir desta quantidade [fator  $A(t_m^-)$ ], aumentou devido a chegada do pulso no instante  $t_m$ .

Os fasores  $A(t_m^-)$  e  $A(t_m)$  definem a situação do fador  $A(t)$  nos instantes imediatamente anterior e posterior ao instante  $t_m$ . Ou melhor,  $A(t_m) = A(t_m^-) + a_m$  onde  $a_m$  pode ser 1 ou zero dependendo da existência de pulso, ou não, naquele instante.

A Figura 4.5 ilustra estes fatos com um esboço da onda  $s(t)$  - equação 4.17 - em (c), gerada pela excitação do circuito sintonizado com pulsos estreitos como em (b).

Em (c) observa-se a modulação em amplitude de  $s(t)$ : até a janela  $m$  a amplitude decaiu de  $\exp(-\pi/Q)$  e cresceu de uma unidade devido ao pulso neste instante; na janela  $(m+3)$  a amplitude, que tinha decaído em 3 janelas, cresceu novamente de uma unidade. Supondo que as amostragens do trem de pulsos (a) sejam feitas por impulsos gerados nos zeros negativos de  $s(t)$ , o trem de saída não apresentará nenhuma modulação em posição, caso (d). No caso (e) as amostragens ocorrem depois da onda  $s(t)$  atingir um certo nível  $B$  de amplitude. O padrão sendo aleatório haverá variações nos ângulos  $\beta$ , o que resultará em jitter dos instantes de amostragens e por conseguinte dos pulsos regenerados.

Assim, estes ângulos  $\beta$  para os instantes  $t_m$  de existências de pulsos podem ser aproximados por:

$$\beta(t_m^-) = \text{sen}^{-1} \frac{B}{a(t_m^-)} \quad (4.28)$$

onde, como anteriormente  $a(t_m^-)$  é a amplitude do fador  $A(t)$  no instante imediatamente anterior a  $t_m$ .

As grandezas  $B$  e  $a(t_m^-)$  são tais que a substituição do seno pelo seu argumento é válida. Assim:

$$\beta(t_m) \cong \frac{B}{a(t_m)} \quad (4.29)$$

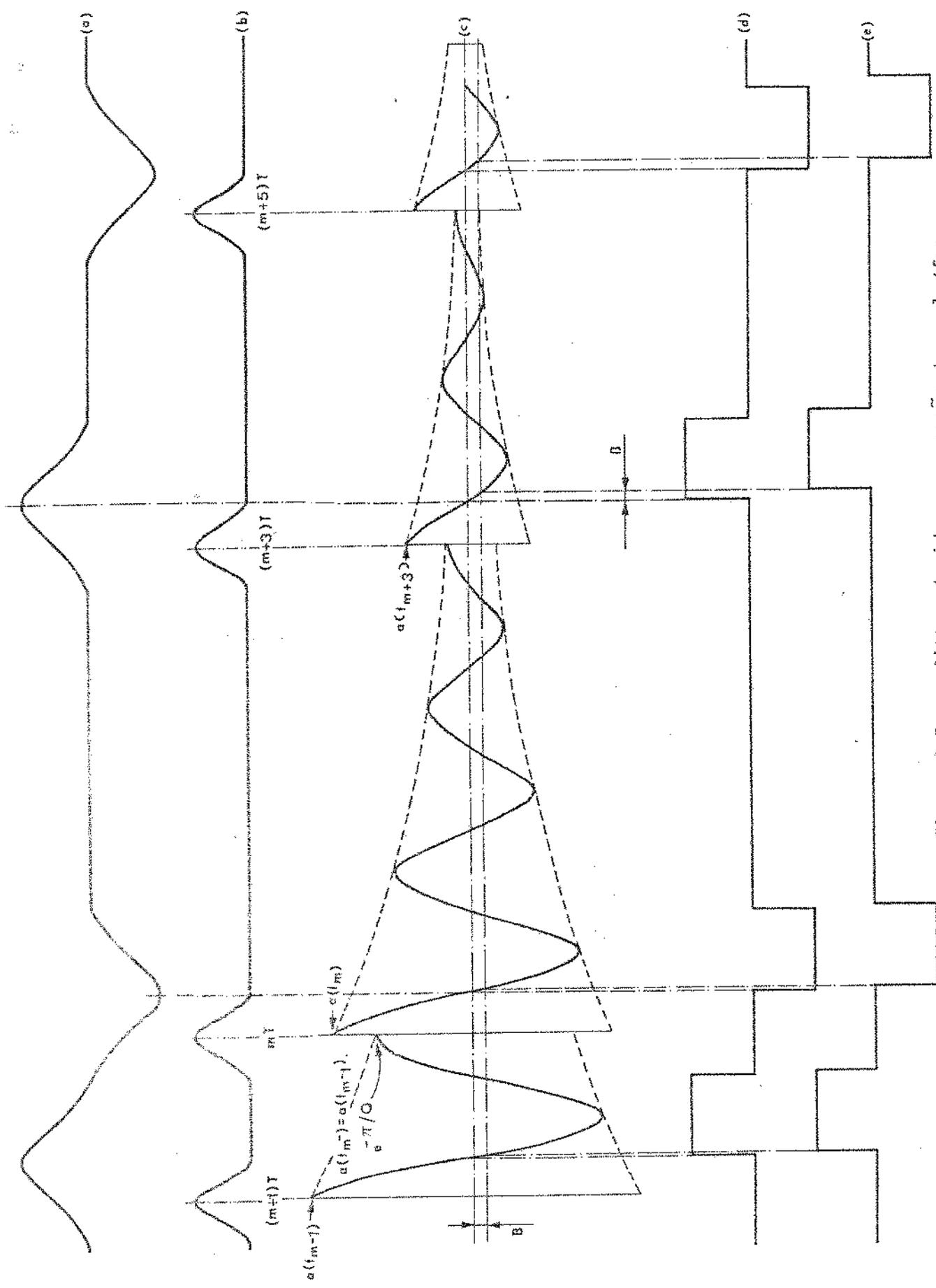


Figura 4.5 - Jitter devido a conversão de ampl./fase.  
 Nível de gatilhamento B dos instantes de amostragem.

A taxa de variação de  $\beta$  com relação a amplitude da senóide é então aproximada por:

$$\frac{\Delta\beta}{\Delta a} = \frac{B}{a^2(t)} \quad (4.30)$$

Nota-se a dependência desta variação relativa com o inverso do quadrado  $a(t)$ . Portanto, valores altos de  $Q$  significam menores ângulos  $\beta$  de desvios, uma vez que a amplitude  $a(t)$  é crescente com  $Q$ . É evidente também que, se o padrão de pulso fosse periódico do tipo  $1/n$  todos os instantes de amostragem estariam defasados da mesma quantidade  $\beta$ , o que não acarretaria nenhum jitter de saída.

#### IV.4.3 - Os dois efeitos juntamente

Como visto, no caso de assintonia o desalinhamento dos cruzamentos de zero da onda  $s(t)$  é dado por  $\theta(t)$  da relação (4.20). Os cruzamentos de zero negativo assim desalinhados serão usados para a geração dos instantes de amostragem em circuitos cujo nível de decisão é  $B$ .

Estes instantes de amostragem ocorrerão com as fases

$$\gamma(t_m^-) = \theta(t_m^-) + \beta(t_m^-) \quad (4.31)$$

onde  $\theta(t_m^-)$  é o valor de  $\theta(t)$  no instante imediatamente anterior à chegada do pulso.

Interessarão os ângulos  $\theta$ 's e  $\beta$ 's nos instantes imediatamente anteriores aos de recepção de pulsos. A fase  $\gamma(t_m^-)$  expressa o desvio em graus

do instante ótimo de amostragem do pulso de sinal naquela janela temporal. Um aspecto prejudicial é que os instantes não apresentarão todos os mesmos desvios, mas, variarão em torno de uma média (Secção IV.6.1).

Viu-se que Q maiores agravam o problema da assintonia e minimizam o problema da amostragem dos pulsos ser feita fora dos cruzamentos de zero. - Existe então um compromisso no valor do Q efetivo do circuito tanque (fala-se em Q efetivo como aquele onde se leva em conta a impedância de entrada e de saída do tanque).

Obter-se-á uma razoável tolerância à paradiáfonia se o desalinhamento médio do instante de amostragem de sua posição ideal for inferior a 20 graus, o que ditará um Q inferior a 100 (Figura 4.13 posterior) para uma estabilidade de 0,002 na frequência de ressonância natural (Mayo<sup>7</sup>).

#### IV.5 - Simulação numérica do jitter

Notou-se pelas Secções anteriores, a conveniência de expressar-se a resposta  $A(t)$  num instante  $t_m$  em função daquela em um instante imediatamente anterior  $t_{m-1}$ . Tem-se assim a amplitude e fase de  $A(t)$  computada a cada instante de interesse. A fase de  $A(t)$  assim computada representa a modulação em posição dos seus cruzamentos de zero.

Chamar-se-á jitter rms, ao desvio padrão das fases dos instantes de amostragens conseguidos a partir dos cruzamentos de zero negativo.

Assim:

$$\text{DESM} = \overline{\gamma(t_m^-)} \quad (4.32)$$

$$\text{JIT} = \sqrt{\overline{\gamma^2(t_m^-)} - \overline{\gamma(t_m^-)}^2} \quad (4.33)$$

onde:

DESM = desalinhamento médio dos instantes de amostragens. Serã tratado simplesmente por desalinhamento médio.

JIT = jitter rms destes instantes. Serã, também, tratado por jitter.

$\theta(t_m^-)$  e  $\gamma(t_m^-)$  são, respectivamente, a fase do fasor  $A(t)$  e a fase dos instantes de amostragens, computadas nos instantes  $t_m^-$  - imediatamente anteriores aos instantes de recepção de pulsos.

$$\gamma(t_m^-) = \theta(t_m^-) + \beta(t_m^-) ; \quad \beta(t_m^-) = \text{sen}^{-1} \left[ B/a(t_m^-) \right] \text{ onde } a(t_m^-) \text{ é a amplitude do fasor } A(t) \text{ nos instantes } t = t_m^-.$$

Veremos em seguida como se dã a simulação do comportamento do jitter para um ou vários repetidores em cascata.

#### IV.5.1 - Generalidades

O estudo estã baseado inteiramente no comportamento do fasor  $A(t)$  como explicado na Secção (4.3.2).

È necessãria a simulação de um trem de pulsos segundo uma certa regra. Isto è conseguido gerando-se 0's e 1's atravès de uma subrotina de números aleatõrios; assim gerada, a estrutura deste trem pode ser convenientemente modificada a fim de simular diversos tipos de cõdigos. Utilizou-se o trem de pulsos

de padrão aleatório (TPA) e o trem de pulsos segundo as regras do código HDB3 que será referido simplesmente por HDB3. Como visto no Capítulo 3, este código HDB3 é aquele que permite no máximo somente três zeros consecutivos, substituindo cada sequência de quatro zeros consecutivos por quatro pulsos, dois negativos e dois positivos segundo a polaridade do último pulso da sequência bipolar original (os códigos estão apresentados no Capítulo 3). Para este estudo, não estamos interessados nas polaridades dos pulsos, e sim em sua existência ou não, uma vez que o sinal recebido pelo circuito de extração de tempo é previamente retificado.

O método apresenta a opção de computar o jitter devido a assintonia e/ou conversão de amplitude para fase, no caso de um repetidor ou uma cascata deles em série, podendo os repetidores da cascata possuírem características idênticas ou não.

Os parâmetros de entrada para o cálculo do jitter segundo este método são: uma certa assintonia  $D = \frac{\delta f}{F}$  onde  $\delta f$  é o desvio em frequência de  $F =$  taxa de bits; um nível  $B$  de indecisão na geração dos instantes de amostragens. É sempre aceita a hipótese de um trem de pulsos sem jitter na entrada do primeiro repetidor. As alternativas serão supostas no início do programa

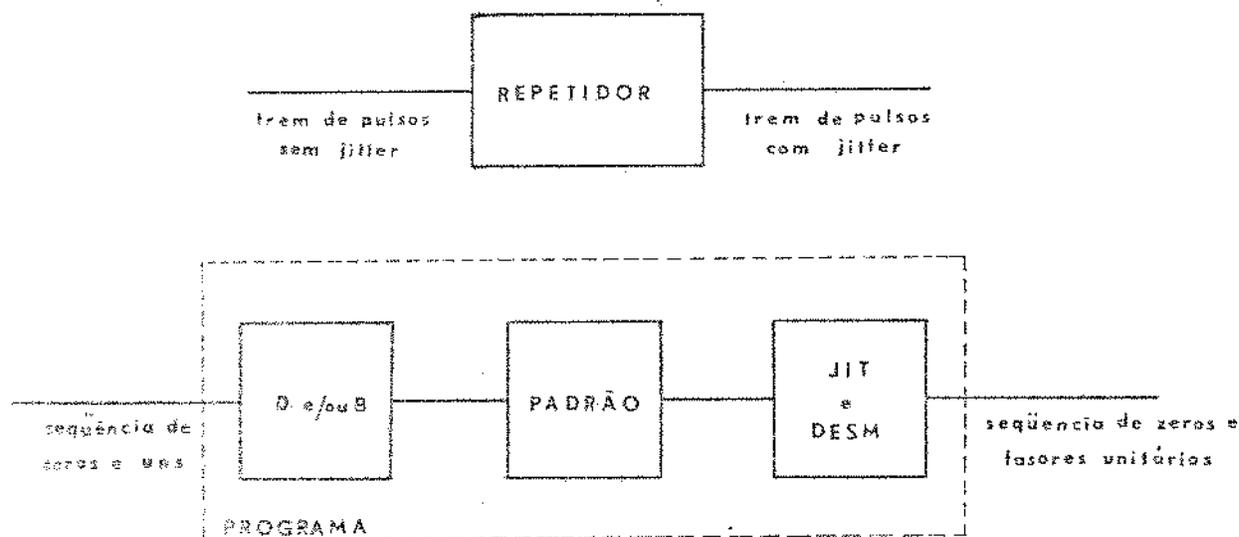


Figura 4.6 - Simulação do comportamento do jitter rms (JIT) e do desalinhamento médio (DESM)

Na Figura 4.6:

- (a) apresenta o caso real do processamento do sinal por um repetidor;
- (b) apresenta o caso teórico para a predição do jitter rms (JIT) e o de salinhamento médio (DESM), onde:

De/ou B
---------

 $\equiv$  opção de cálculos com assintonia e/ou conversão ampl./ fase.

Padrão
--------

 $\equiv$  bloco de geração do padrão aleatório (TPA) ou do padrão modificado (HDB3)

JIT e DESM
---------------

 $\equiv$  bloco de computação do jitter rms e desalinhamento médio para todos os uns e zeros do padrão gerado.

Estes três blocos constituem o programa em computador para a simulação. A computação é feita sobre uma sequência pseudo-aleatória contendo 2.000 pulsos.

#### IV.5.2 - Método computacional para um e vários repetidores em cascata

A suposição central do método é a de que o jitter introduzido em cada um dos repetidores está ligado diretamente a imperfeições de extração dos instantes de amostragem dos pulsos a serem regenerados. Parte deste jitter é atribuída à assintonia inevitável a que estará sujeito o circuito sintonizado. Uma outra parcela do jitter será aquela devido a extração destes instantes da resposta - deste circuito sintonizado (conversão de amplitude para fase). Supõe-se, também, - que o sinal para processamento no primeiro repetidor, não apresenta nenhum desvio em posição.

A relação (4.25) expressava o fasor  $A(t)$  em um instante  $t_m$  em função de sua condição no instante  $t_m - 1$ . Assim:

$$A(t_m) = A(t_{m-1}) e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)} e^{j2\pi D} + a_m \quad (4.34)$$

onde

$A(t_{m-1})$  traduzia a fase e a amplitude do fasor  $A(t)$  imediatamente após o instante  $t_{m-1}$ .

Computa-se assim a fase e amplitude do fasor a partir daquelas no instante  $t_{m-1}$ .  $A(t_{m-1})$  será suposto como a nossa condição inicial. - Mais adiante faremos considerações sobre o método de inicialização da computação. Por ora supõe-se uma certa fase e uma certa amplitude para este início.

Detalharemos o processo para um repetidor, generalizando-o para uma cadeia de repetidores. Assim para o primeiro repetidor o método se dá da seguinte forma:

(a) para todo zero da sequência gerada:

- $a_m = 0$ ,  $m$  qualquer;
- a amplitude do fasor decai de  $\exp[-\pi(1+D)/Q]$  enquanto que a fase aumenta de  $\delta = 2\pi D$ ;
- neste instante ( $t_m^-$ ), guarda-se a parte real e imaginária do fasor (vide Figura 4.7).

(b) para todo um da sequência gerada

- $a_m = 1$ ,  $m$  qualquer;
  - como no caso de zero, a amplitude decai de  $\exp[-\pi(1+D)/Q]$  enquanto que a fase aumenta de  $\delta=2\pi D$ ;
  - somente para computação do desalinhamento médio e jitter dos instantes de amostragens é somado  $\beta(t_m^-)$  à fase
- do fasor  $A(t_m^-) = A(t_{m-1}) e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)} e^{j2\pi D}$

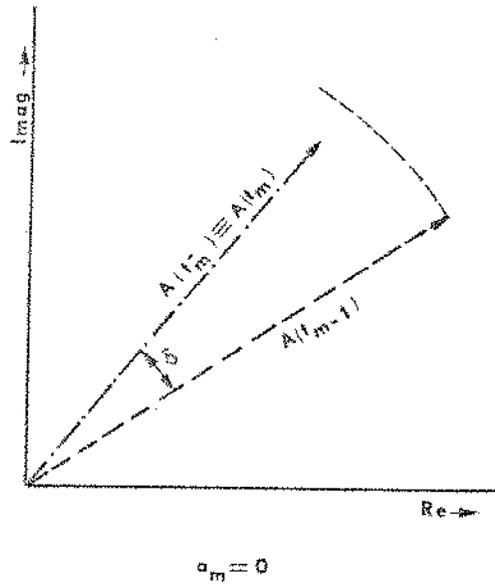


Figura 4.7 - Fasor  $A(t)$  no caso de um zero em  $t = t_m$ .  $\delta = 2\pi 0$

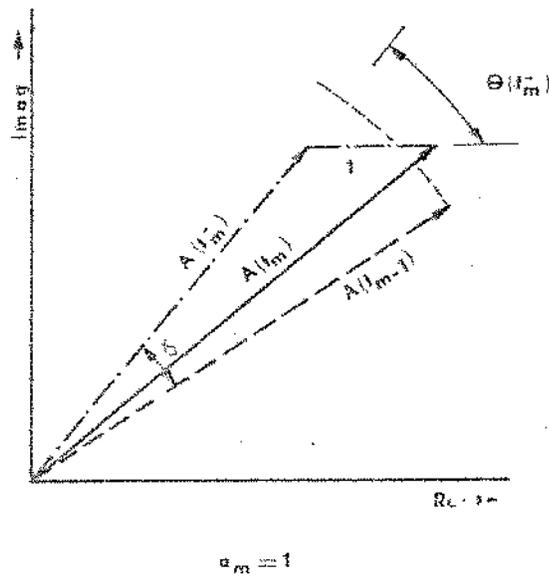


Figura 4.8 - Fasor  $A(t)$  no caso de um pulso em  $t = t_m$ .  $\delta = 2\pi 0$

- a parte real é somado um, enquanto que a parte imaginária é mantida a mesma;
- calcula-se a nova amplitude  $A(t_m)$  e a nova fase  $\phi(t_m)$  (vide Figura 4.8).

Para uma cadeia de repetidores o método segue as linhas básicas daquele para um repetidor, com pequenas modificações. Assim: no primeiro repetidor o pulso entra com fase zero e sai com uma certa fase, sendo esta a fase com que entra no segundo repetidor. Compara-se então a fase deste pulso com a do pulso anterior para possível correção do acréscimo  $2\pi D$  de fase do fasor correspondente, uma vez que os pulsos já não estão mais regularmente espaçados. O pulso de saída de cada repetidor tem o desvio de fase  $\beta$  (devido a conversão de amplitude para fase) adicionado àquela fase corrigida do fasor. O pulso com esta nova fase é passado ao repetidor seguinte onde se faz a comparação da fase deste com a do pulso anterior e assim por diante. Este processo é idêntico em cada repetidor da cascata. Em seguida apresenta-se de uma maneira sumária os principais passos de computação utilizados no método:

- 1 - Escolha do código a ser simulado.
- 2 - Atribue-se para cada repetidor da cascata, as características de Índice de mérito  $Q$  do circuito sintonizado, assintonia  $D$  e nível  $B$  de conversão de amplitude para fase.
- 3 - A amplitude e a fase do fasor  $A(t)$  em cada repetidor dependem apenas de suas características  $Q$  e  $D$ , sendo que a fase de um repetidor é acumulada à fase do fasor no repetidor seguinte.
- 4 - Supõe-se um pulso sendo transmitido; este entra com fase zero no primeiro repetidor.
- 5 - Para os demais repetidores da cascata este pulso entra com a fase do fasor do repetidor anterior somada àquela devida a conversão de amplitude para fase naquele repetidor.
- 6 - Guarda-se a fase deste pulso em cada repetidor para, posteriormente,

ser comparada à fase do próximo pulso da sequência.

- 7 - Havendo assintonia  $D$ , as amplitudes decaem de  $\exp(-\pi(1 + D)/Q)$  numa janela temporal enquanto que as fases dos fasores são acrescidas de  $2\pi D$  em cada repetidor.
- 8 - Através de uma subrotina de geração de números aleatórios gera-se uns e zeros que serão tratados como pulsos e ausência de pulsos para a computação.
- 9 - Assim gerada, a sequência de pulsos e zeros é arrumada segundo a estrutura de código escolhida.
- 10 - a) Se não houver pulso, volta para 7  
b) Se houver pulso executa-se toda a sequência de 11 a 17 para o 1º repetidor, depois para o 2º e assim por diante até o último.
- 11 - A fase de entrada deste pulso em cada repetidor é igual à fase do fasor do repetidor anterior acrescida daquela devida a conversão de amplitude para fase naquele repetidor.
- 12 - Em cada repetidor, compara-se a fase deste pulso com aquela do pulso anterior.
- 13 - Havendo uma diferença  $\phi$  entre estas fases, a amplitude e a fase do fasor em cada repetidor são corrigidas do fator multiplicativo  $\exp(-\phi(1 + D)/2Q)$  e de uma parcela aditiva  $\phi D$ , respectivamente.
- 14 - A fase que o pulso tem na saída de cada repetidor é igual à fase do fasor acrescido daquela devida a conversão de amplitude para fase.
- 15 - Assim calculada, a fase do pulso é acumulada para o compute da média estatística e do desvio padrão (desalinhamento médio DESM e jitter rms JIT).
- 16 - Em cada repetidor, a amplitude e a fase do fasor são alteradas, devido a chegada do pulso.
- 17 - a) Se o número do pulso for menor que 2.000, volta para 7.  
b) Se for maior, executa o 18 e o 19.

18 - O processo é finalizado após a ocorrência de 2.000 pulsos.

19 - Calcula-se, então, as grandezas DESM e JIT para cada repetidor da cadeia.

#### IV.6 - Estudo do desalinhamento médio

##### IV.6.1 - Inicialização em repouso

Fazendo, na relação (4.34)

$$A(t_m - 1) = 0$$

inicializa-se o processo de geração de zeros e uns.

A Figura 4.9 mostra o comportamento do fasor  $A(t)$  com o  $Q$  do circuito sintonizado como parâmetro, no caso de  $D = 2\%$ ,  $B = 0$ .

A Figura 4.10 mostra o comportamento do fasor  $A(t)$  para vários  $D$ ,  $B = 0$  e  $Q = 100$ .

Nota-se a tendência da variação do fasor em torno de um valor médio (DESM) após um certo número de iterações. Este valor médio caracteriza a situação de regime estatístico, enquanto que a variação em torno dele, caracteriza o jitter dos instantes de amostragens (JIT).

Como esperado, o desalinhamento médio cresce com  $Q$  (Figura 4.9) e com  $D$  (Figura 4.10). É de 22 graus para  $Q = 100$  enquanto é de 39 graus para  $Q = 200$  com  $D = .2\%$ ,  $B = 0$ , enquanto que será de 12 graus para  $Q = 100$  com  $D = 1\%$ ,  $B = 0$ .

Uma maneira mais confiável de simular a variação em torno da média é conseguida se partirmos diretamente do regime periódico em vez de partirmos de amplitude e fase iguais a zero.

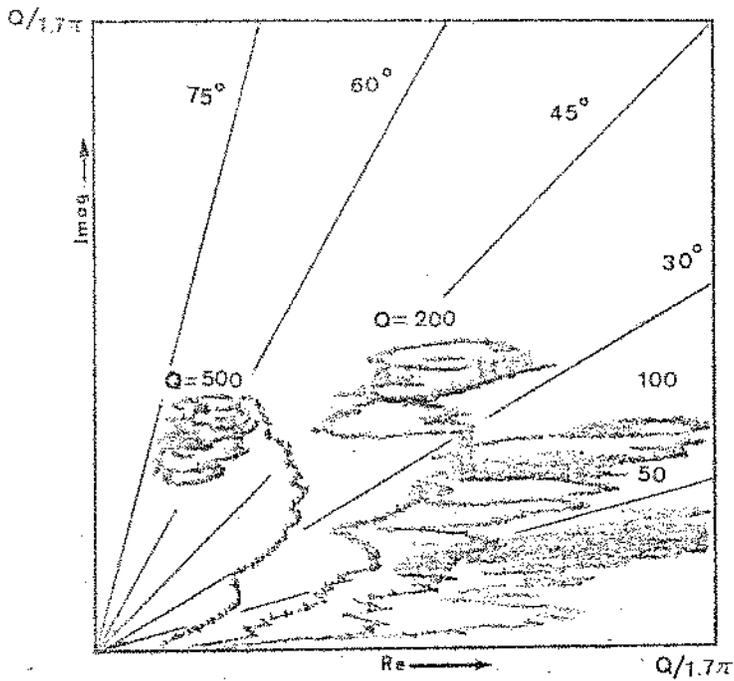


Figura 4.9 - Comportamento do fasor  $A(t)$  para  $D = .2\%$  e  $B = 0$

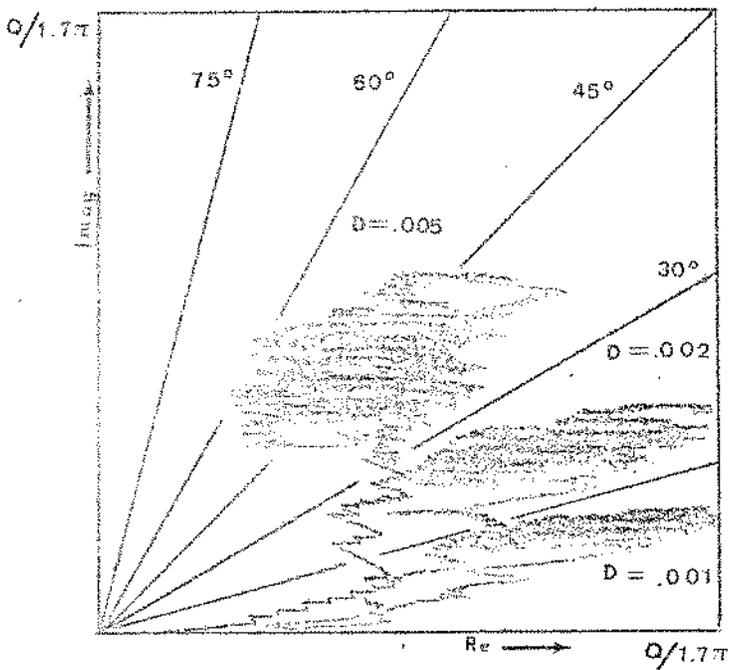


Figura 4.10 - Comportamento do fasor  $A(t)$  para  $Q = 100$ ,  $B = 0$

#### IV.6.2 - Regime periódico

Uma maneira de se prever analiticamente o regime estatístico para um padrão aleatório de uns e zeros é aquela de se imaginar a transmissão com um padrão periódico de 1/2 (um pulso para 2 janelas temporais). A razão disto é o número igual de zeros e uns para os dois padrões (padrão aleatório de uns e zeros com probabilidade 1/2 de ocorrência). O regime estatístico é mostrado nas Figuras 4.9 e 4.10 nas regiões de maiores densidades de negrito.

A inicialização do processo a partir do regime periódico seria o análogo, na prática de estarmos transmitindo um padrão periódico 1/2, e mudarmos para o padrão aleatório.

Em uma transmissão com um padrão periódico do tipo considerado (1/n), não haveria nenhum jitter devido a assintonia e conversão de amplitude para fase, pois todos os instantes de amostragens apresentariam a mesma fase, ainda que desalinhada com relação à sua posição ideal. Na pior das hipóteses (padrão periódico esparsos) haveria uma diminuição na margem de tolerância para diafonia pois os instantes de amostragens estariam fora do centro dos pulsos na regeneração.

A mudança do padrão periódico cheio 1/1 para o mais esparsos 1/n ( $n = 1$ ) determina o desvio de padrão (pattern shift) muito tratado na literatura pela facilidade de medida prática através do osciloscópio. O desvio de padrão consiste na diferença entre os desalinhamentos dos pulsos regenerados de um padrão para o outro. Considera-se sempre o pior caso: padrão cheio para o mais esparsos.

Depois de acharmos as expressões, no regime, para a amplitude e fase do fasor em cada padrão definiremos analiticamente o desvio de padrão, comparando-o com o jitter rms quando na transmissão com padrão aleatório.

Assim, atinge-se o regime quando a quantidade de que o fasor é reduzido em amplitude e gira em fase, durante o intervalo entre pulsos, é exatamente compensada pela quantidade a ser adicionada na chegada de um pulso. Consideremos a Figura 4.11.

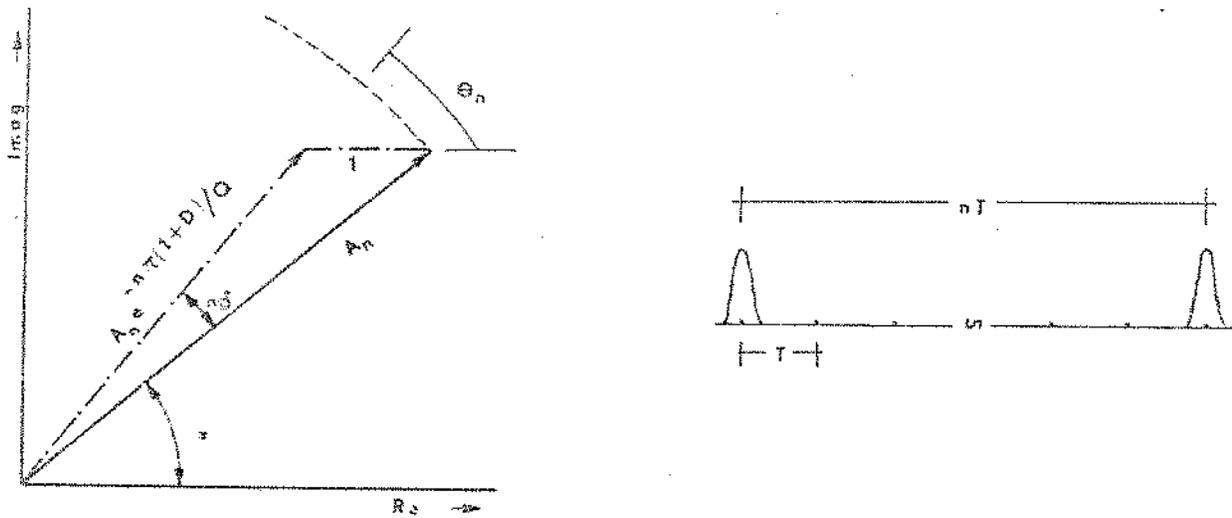


Figura 4.11 - Comportamento de  $A(t)$  no padrão periódico  $1/n$ .

Nesta Figura representa-se a situação descrita acima para um padrão  $1/n$ ; nestas condições:

$$A_n \sin x = A_n e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \sin \theta_n \quad (4.35)$$

$$A_n \cos x = A_n e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \cos \theta_n + 1 \quad (4.36)$$

De (4.35) escreve-se

$$\sin \theta_n = e^{\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \left[ \sin \theta_n \cos n\delta - \sin n\delta \cos \theta_n \right], \quad \text{ou}$$

$$\tan \theta_n = \frac{\text{sen } n\delta}{\cos n\delta - e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)}} ; \quad \delta = 2\pi D \quad (4.37)$$

Conhecido  $\theta_n$ , a amplitude  $A_n$  no regime será:

$$A_n = \left[ \cos(\theta_n - n\delta) - e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \cos \theta_n \right]^{-1} ; \quad \delta = 2\pi D \quad (4.38)$$

Neste caso de padrão periódico do tipo  $1/n$ , o desalinhamento dos instantes de amostragens será dado por:

onde:

$$\gamma_n = \theta_n + \beta_n \quad (4.39)$$

$$\beta_n = \text{sen}^{-1} \frac{B}{A_n e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)}}$$

O nível de indecisão  $B$  foi definido na Figura 4.5.

É interessante observar que, para  $Q \gg 1$  e  $D \ll 1$  em primeira aproximação pode-se escrever

$$\tan \theta_n = \frac{n\delta}{\frac{n\pi}{Q}} = \frac{\delta Q}{\pi}$$

o que leva a:

$$\theta_n = 2QD \quad \text{se} \quad QD \ll 1 \quad (4.40)$$

Para o caso de nenhuma conversão de amplitude para fase ( $B = 0$ ), de acordo com (4.39) e (4.40) o desalinhamento dos pulsos no padrão  $1/n$  será:

$$\gamma_n = \theta_n = 2QD \quad (4.41)$$

É notada a não dependência, em 1ª. ordem, do desalinhamento com o padrão periódico usado. Por esta razão esta expressão pode ser usada também para padrão aleatório para representar aproximadamente, o desalinhamento médio dos pulsos regenerados no caso de assintonia somente (vide Figura 4.13 posterior)

#### IV.6.3 - Desvio de padrão

Vale lembrar, neste ponto da análise, a nossa suposição de que, quando houver pulso no trem original transmitido, a fase deste está inteiramente determinada por aquele instante de amostragem.

Na transmissão com um padrão periódico ( $1/n$ ) os instantes de amostragens apresentarão todos um desalinhamento constante dado por  $\gamma_n$  da expressão (4.39). Como mencionado, quando não houver conversão de amplitude para fase o desalinhamento  $\gamma_n$  dos instantes de amostragens coincidirá com a fase  $\theta_n$  do fasor  $A(t)$ .

A diferença  $\Delta\gamma$  entre a fase dos instantes de amostragens no padrão  $1/n$  para aquela fase no padrão  $1/1$ , é expressa por:

$$\Delta\gamma = \gamma_n - \gamma_1 \quad (4.42)$$

onde

$\gamma_1, \gamma_n$  = são as fases dos instantes de amostragens para padrão 1/1 e 1/n (definidas em 4.39)

No caso de 1/n ser o padrão mais esparsa, a expressão (4.42) de  $\Delta\gamma$  representa o desvio de padrão o qual será denotado por DP; na nossa análise usaremos  $n = 8$ .

Assim:

$$DP = \gamma_8 - \gamma_1 \quad (4.43)$$

A Figura 4.12 mostra a variação do desvio de padrão DP com o Índice Q do circuito sintonizado. Nesta como em outras Figuras os valores ( $\pm .1$ ) supostos para o nível B de indecisão (Figura 4.5 anterior) foram normalizados em relação a uma resposta impulsiva de amplitude unitária para o circuito sintonizado.

No caso de nenhuma conversão ( $B = 0$ ) o desvio de padrão, praticamente não varia com o Índice Q (vide Apêndice A2) enquanto que quando esta existir, a variação com o Q é devida a forte dependência da amplitude da senóide  $s(t)$  do circuito sintonizado com o Q. Esta dependência com o Q é expressa em termos de  $\beta_1$  e  $\beta_2$  (da expressão (4.39) e será tanto menor quanto maior for aquele Índice. (vide as curvas da Figura 4.12 que têm  $B \neq 0$ ).

#### IV.6.4 - Inicialização a partir do regime periódico

O processo é inicializado nas condições de regime periódico assumidas pelo fasor quando o padrão é periódico de um pulso para duas janelas temporais.

No início

$$A(t_m - 1) = A_2 e^{j\theta_2} \quad (4.44)$$

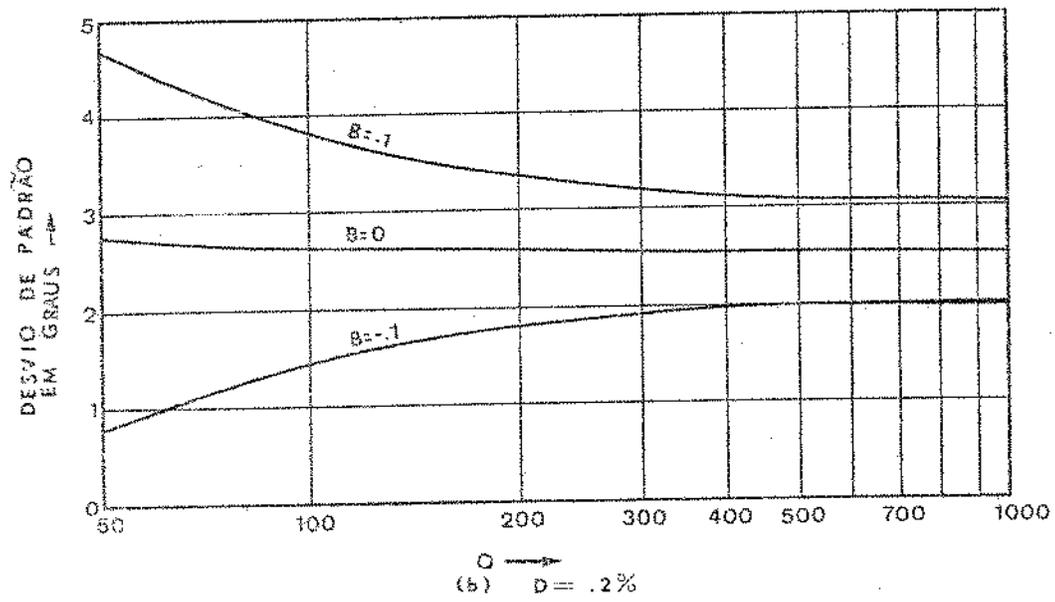
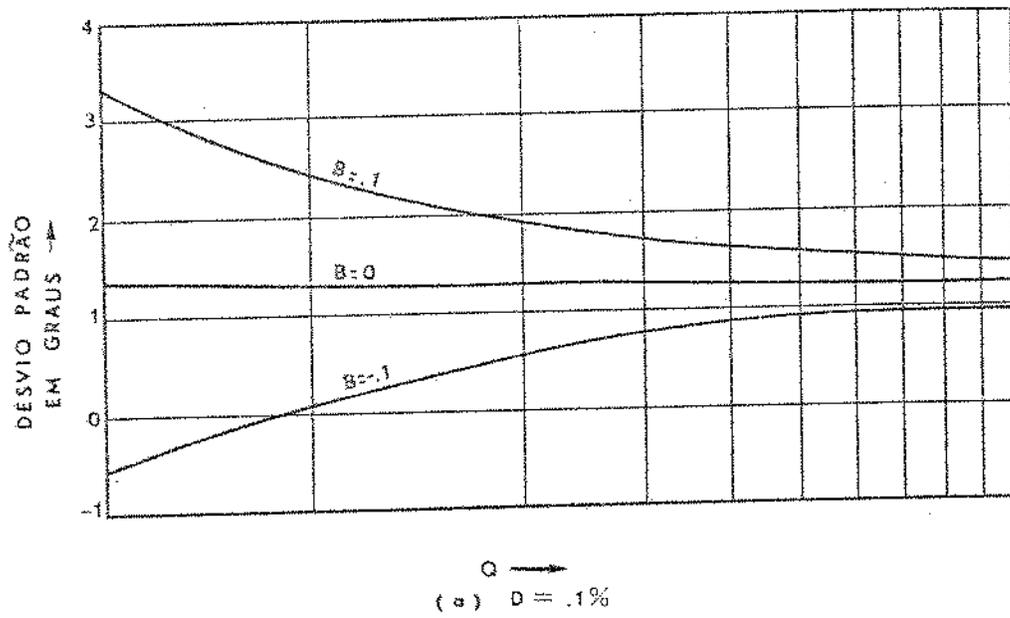


Figura 4.12 - Desvio de padrão  
Padrão 1/8 para 1/1

onde, usando-se  $n = 2$  na relação (4.37):

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{\sin 2\delta}{\cos 2\delta - e^{-\frac{2\pi}{Q}(1+D)}} \right] \quad (4.45)$$

e pela relação (4.38),  $A_2$  será:

$$A_2 = \left[ \cos(\theta_2 - 2\delta) - e^{-\frac{2\pi}{Q}(1+D)} \cos \theta_2 \right]^{-1} \quad (4.46)$$

nas expressões acima,  $\delta = 2\pi D$ .

Usando (4.39), a expressão inicial da fase dos instantes de amostragem será:

$$\gamma_2 = \theta_2 + \beta_2$$

onde:

$$\beta_2 = \sin^{-1} \left[ \frac{B}{A_2 e^{-\frac{2\pi}{Q}(1+D)}} \right] \quad (4.47)$$

No processo aleatório de 2.000 pulsos, a fase e a amplitude do fasor no regime estatístico diferirão muito pouco daquelas dadas em (4.45) e (4.46) mostrando a conveniência da inicialização via regime do padrão periódico 1/2.

O método de computação se dá de maneira análoga àquela descrita na Secção (IV.5.2), uma vez supostas as condições iniciais acima.

O comportamento do desalinhamento médio DESM contra o índice  $Q$  do circuito sintonizado é mostrado na Figura 4.13 no caso HDB3 e padrão aleatório (TPA). É considerada somente assintonia.

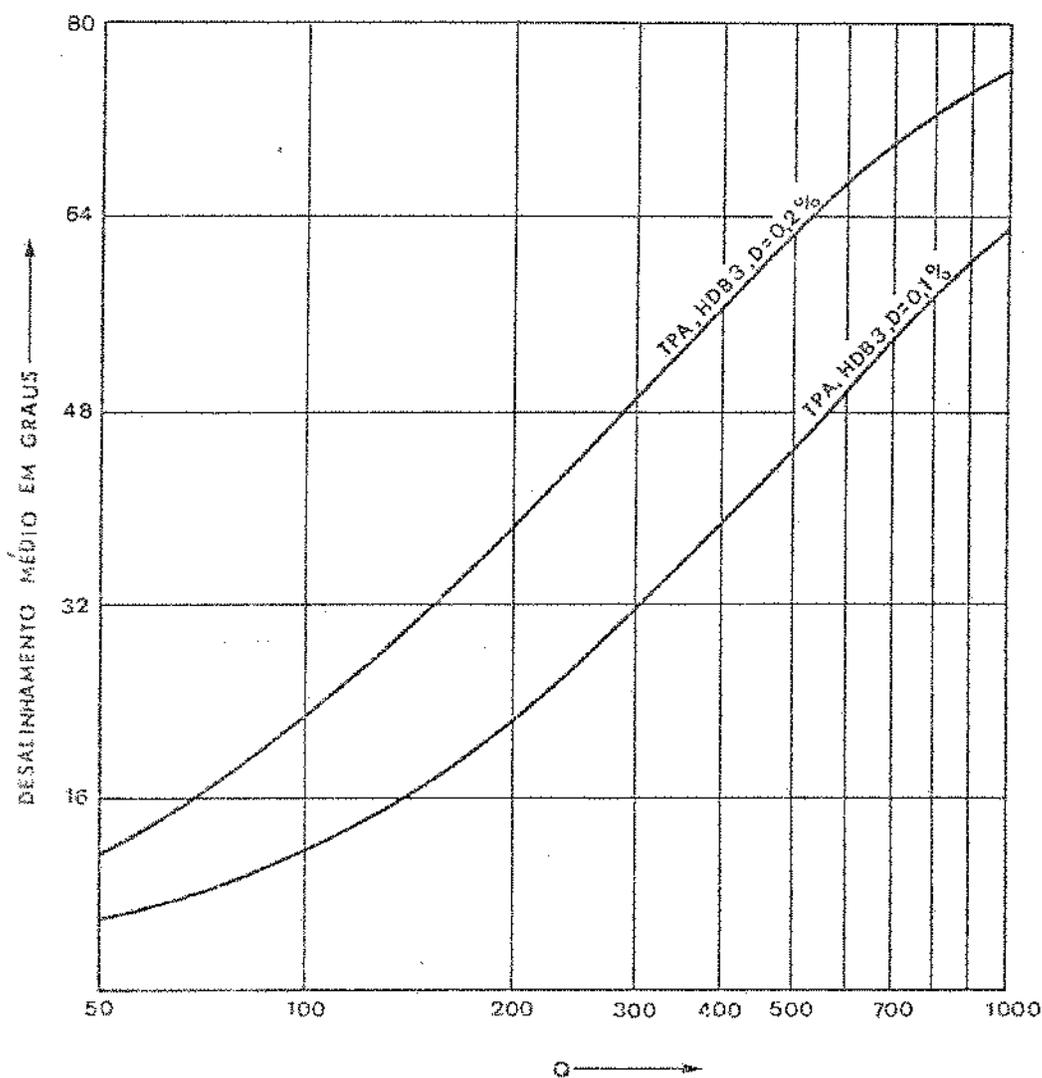


Figura 4.13 - Desalinhamento médio contra o  $Q$  do circuito sintonizado.  
TPA e HDB3 ; somente assintonia.

Para valores baixos de  $Q$ , é mantida a relação linear entre o

desalinhamento médio e a assintonia  $D$ . Este resultado, no caso de  $QD \ll 1$  coincide com a previsão de um crescimento dado por  $2QD$  (relação 4.41).

As curvas de desalinhamento médio para padrão TPA e HDB3 são coincidentes devido a não dependência do desalinhamento com o padrão utilizado. O desalinhamento depende apenas do nível de assintonia e do  $Q$  do circuito sintonizado.

No caso  $D = .2\%$ , valores de  $Q$  abaixo de 150 correspondem desalinhamentos médios menores que  $30^\circ$ . Menores desalinhamentos significam que os instantes de amostragens estão se dando mais próximos dos instantes ótimos, o que significa uma melhor tolerância à paradiáfonia no processo de detecção de pulsos - para a regeneração. Isto é, amostragens nos instantes de maior abertura do "olho" (Cap. II) significam maiores margens de tolerância à paradiáfonia.

A Figura 4.14, mostra o comportamento do desalinhamento médio no caso de conversão amplitude para fase, somente.

Como previsto, nota-se o comportamento decrescente com  $Q$ . - Mesmo para valores baixos de  $Q$ , nos quais a conversão de amplitude para fase é mais acentuada, a sua contribuição ao desalinhamento médio é bem pequena quando - comparada àquela devida a assintonia.

#### IV.7 - Jitter rms em um repetidor

A grandeza JIT da relação (4.33) expressa o jitter rms dos pulsos regenerados e é calculada sobre as fases  $\gamma(t_m^-)$  dos instantes de amostragens computadas em todo instante  $t_m^-$  imediatamente anterior ao de recepção de um pulso - no instante  $t_m^-$ .

No caso em que não houver nenhuma conversão de amplitude para fase ( $B = 0$ ) a grandeza JIT estará inteiramente definida pelas fases  $\theta(t_m^-)$  do fator  $A(t)$  computadas naqueles instantes  $t_m^-$ . Isto é pelo fato de que neste caso os instantes de amostragens são gatilhados exatamente nos cruzamentos de zero negativo da onda  $s(t)$  gerada no circuito sintonizado.

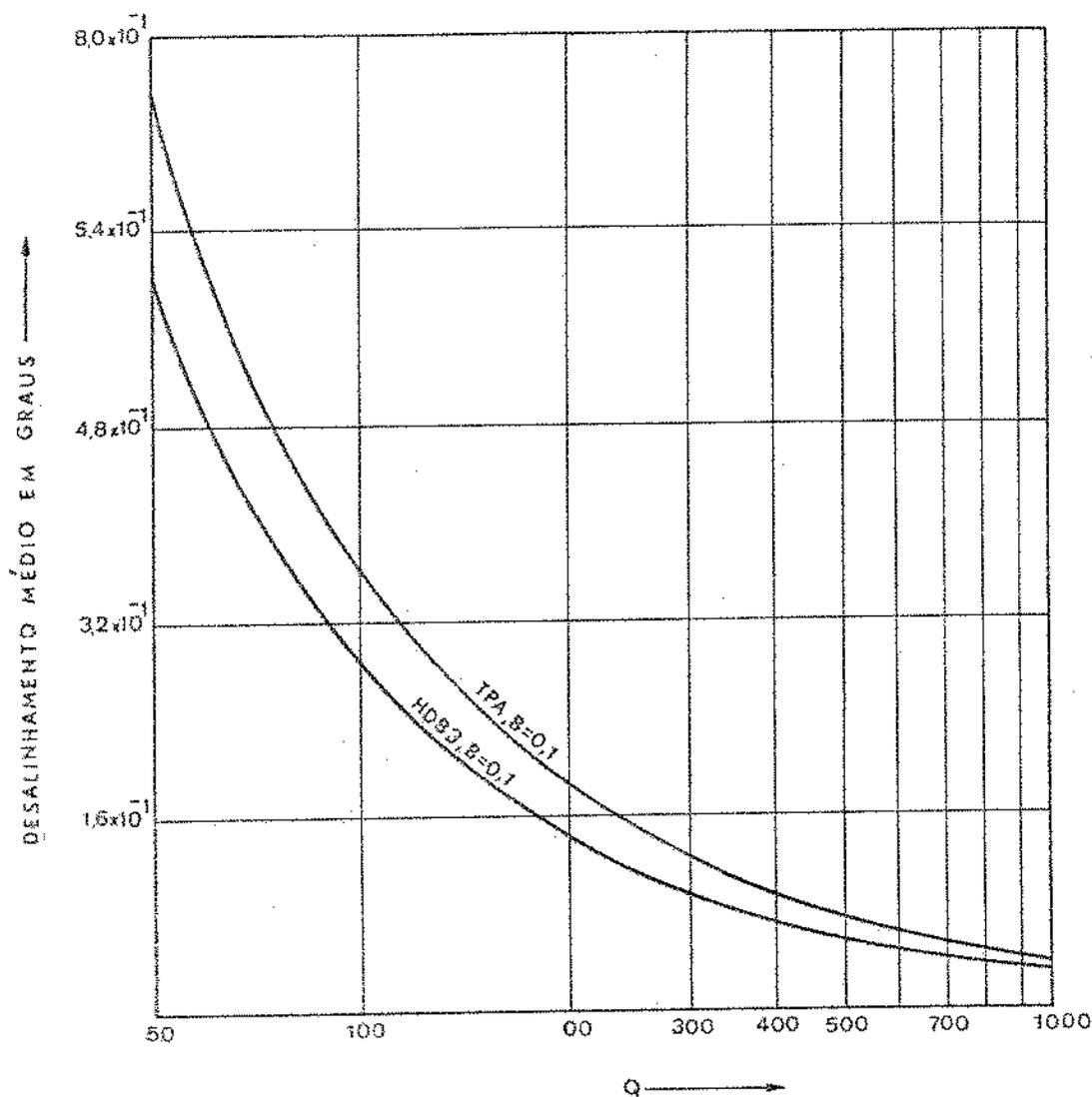


Figura 4.14 - Desalinhamento médio contra o Q do circuito sintonizado  
 TPA e HDB3 ; somente conversão de amplitude/fase.

A Figura 4.15 mostra a comparação entre o jitter rms computado (JIT) e aquele predito pela teoria de Bennett<sup>12</sup> [1958]; por esta teoria o jitter rms é dado por  $[p \sqrt{\pi Q}]$  radianos. Uma comparação deste tipo se faz necessária para uma avaliação do método computacional proposto.

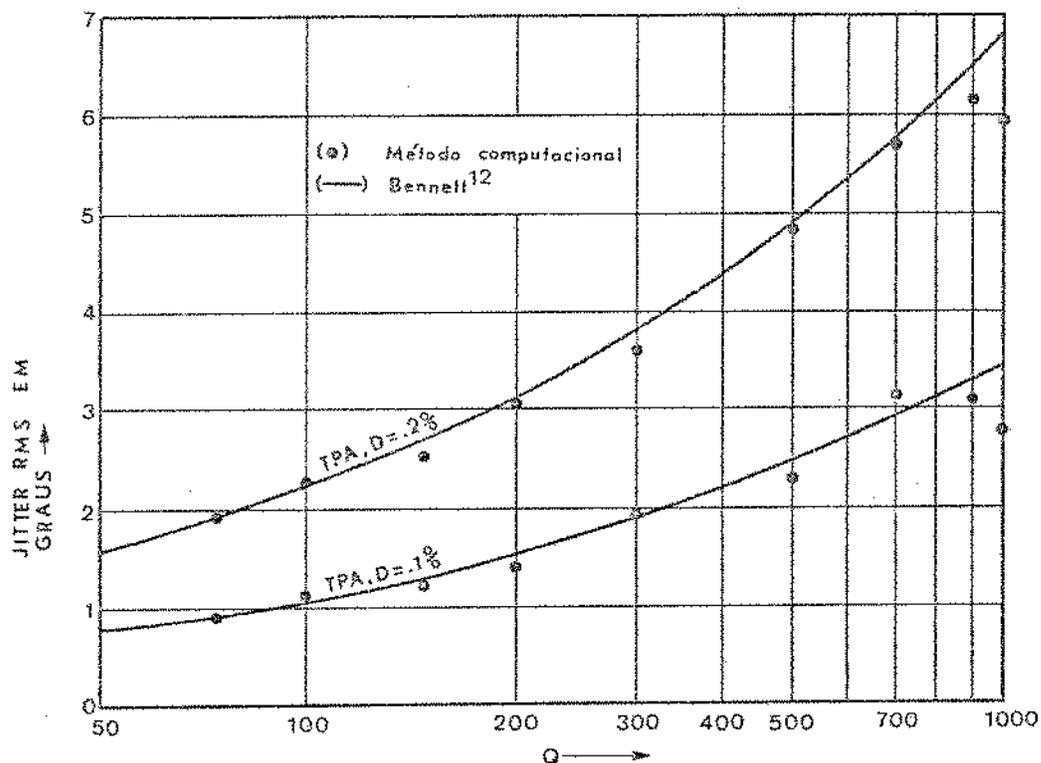


Figura 4.15 - Comparação do jitter rms predito pelo computador com aquele da teoria de Bennett.  
TPA ; somente assintonia.

O método proposto segue em média o comportamento previsto teoricamente, atribuindo-se esta diferença aos erros numéricos cometidos na computação quando do truncamento das casas decimais para arredondamento dos números. Salienta-se aqui a importância do método como uma forma de previsão do jitter, pois uma medida realista seria aquela conseguida na prática com medidores precisos de valores rms.

Será salientado também o comportamento do jitter em uma cadeia de repetidores para o qual o método proposto se verifica consideravelmente bem.

A Figura 4.16 mostra o comportamento do jitter contra o Índice Q do circuito sintonizado no caso de assintonia para padrão aleatório (TPA) e padrão HOB3.

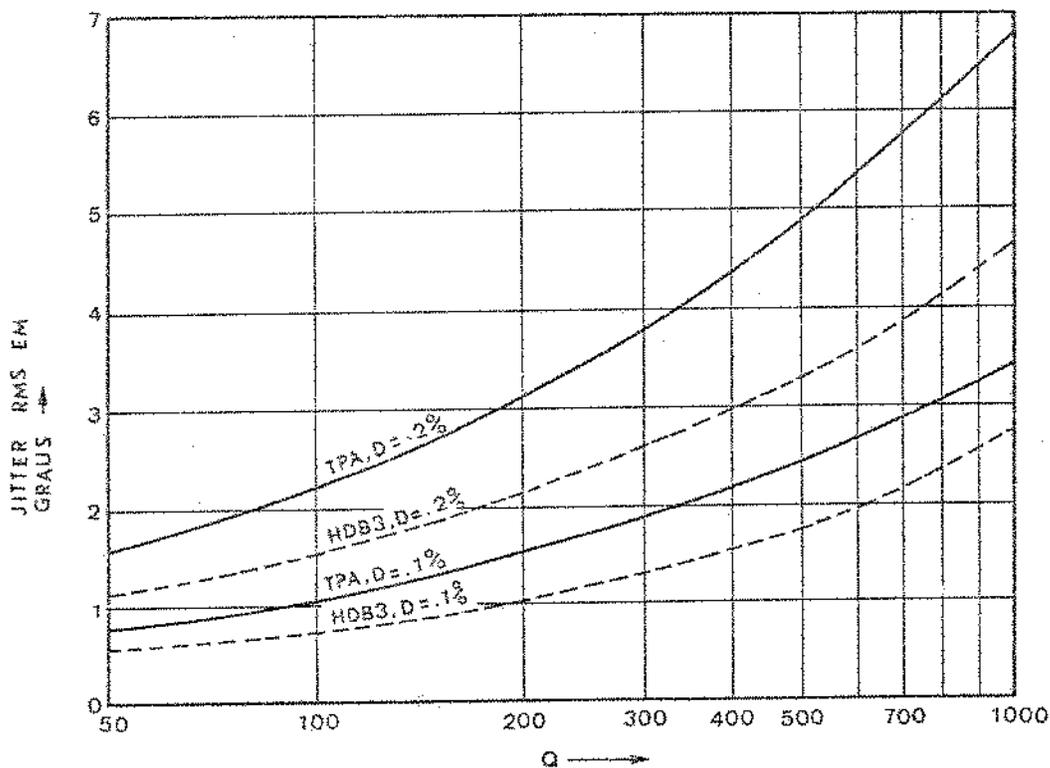


Figura 4.16 - Jitter rms contra o Q do circuito sintonizado. TPA e HDB3; somente assintonia

Como mostrado na Figura 4.16 o jitter para o padrão HDB3 é menor que no padrão aleatório. Isto é, menor variação na densidade de pulsos causa menor jitter nos pulsos regenerados.

Nota-se também o comportamento linear do jitter com a assintonia tanto em padrão TPA como em padrão HDB3.

O jitter no caso de conversão amplitude para fase é mostrado na Figura 4.17.

Esta contribuição para o jitter em cada repetidor é insignificante quando comparada àquele devido a assintonia (Figura 4.16). Entretanto, embora pequeno em cada repetidor, será acumulado em uma cadeia deles enquanto que o jitter devido a assintonia no final de uma cadeia longa de repetidores nun-

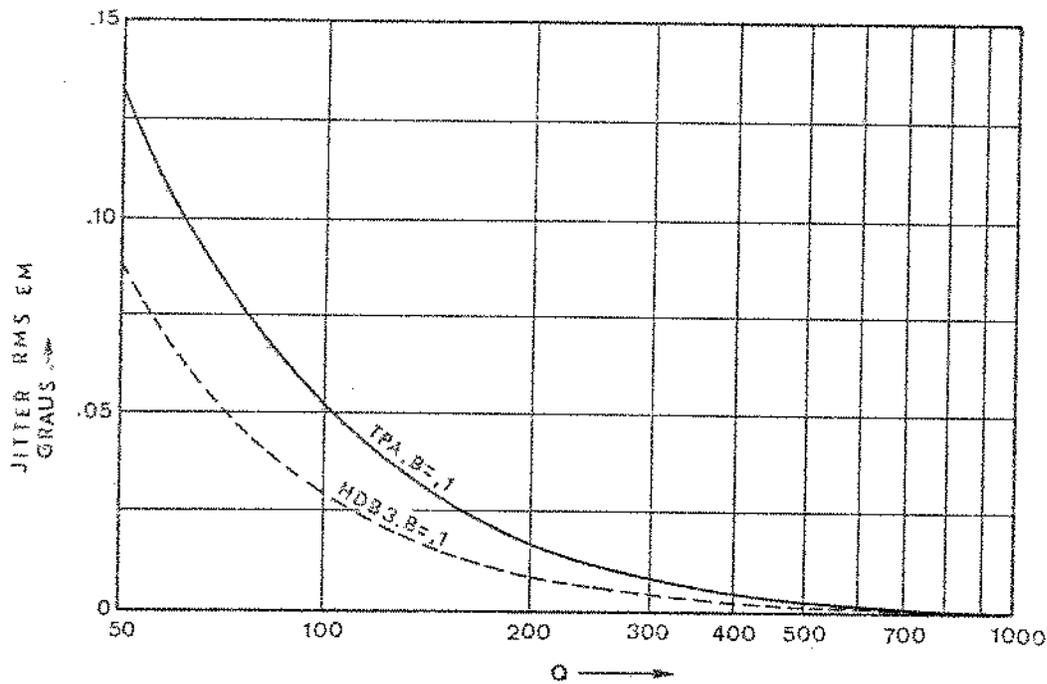


Figura 4.17 - Jitter rms contra o Q do sintonizado. TPA e HDB3, somente conversão de amplitude/fase

ca será maior que duas vezes àquela do primeiro repetidor (Secção IV.8).

Peio estudo de um repetidor, notou-se até agora a necessidade de Q's baixos para o circuito sintonizado; isto se deve pela razão evidente de que em um repetidor a contribuição da conversão de amplitude para fase ao desalinhamento médio e jitter dos instantes de amostragens, é muito pequena quando comparada - àquela devida a assintonia. Porém, em uma cadeia de repetidores, o jitter maior será devido àquela conversão, e será tanto mais acumulativo na cadeia, quanto mais baixo for o Q dos circuitos sintonizados (Secção IV.8). Evidencia-se então o compromisso existente na escolha do Q.

Depois de apresentarmos uma comparação entre o jitter rms e o desvio de padrão para um repetidor, passaremos ao estudo do jitter numa cadeia de repetidores.

#### IV.7.1 - Comparação do jitter rms (JIT) com o desvio de padrão (DP) em um repetidor

Como mencionado anteriormente, a medida do desvio de padrão na prática é muito simples de ser realizada, razão pela qual ela é frequentemente realizada para se obter uma estimativa do jitter rms. Com o auxílio de um osciloscópio mede-se a diferença das fases dos pulsos ocasionada pela mudança do padrão periódico  $1/n$  mais esparsos para o padrão cheio  $1/1$ . Estamos considerando o padrão mais esparsos aquele de um pulso para cada oito janelas temporais ( $n=8$ ).

Na Figura 4.18 compara-se o comportamento do jitter rms e do desvio de padrão contra o índice  $Q$  do circuito sintonizado. Considera-se o caso de assintonia  $D = .2\%$  e  $D = .1\%$ . O jitter rms e o desvio de padrão são dados em (4.33) e (4.43), respectivamente.

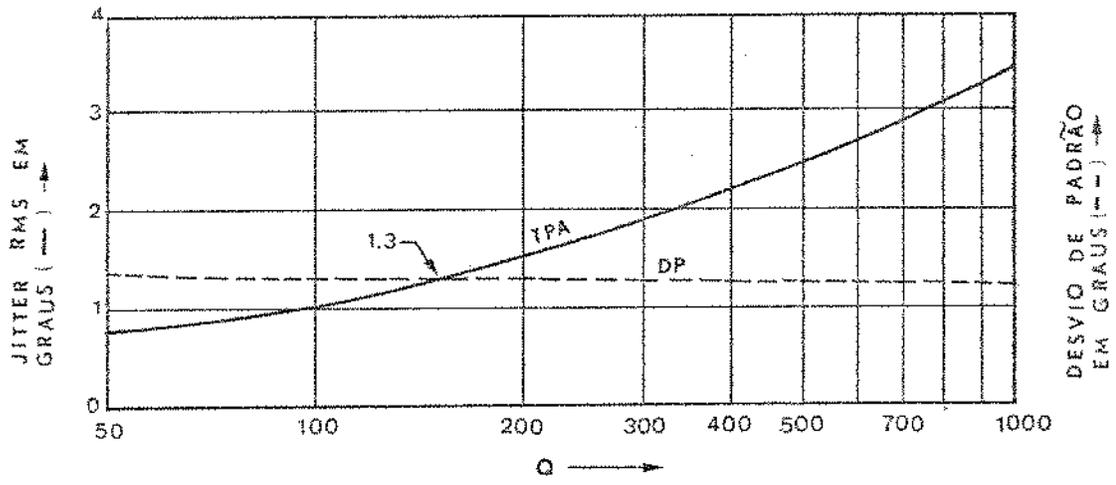
Enquanto o jitter rms aumenta com a raiz quadrada de  $Q$  (Bennett<sup>12</sup>) o desvio de padrão mostra um comportamento quase constante com o  $Q$ .

Nota-se que para  $Q$ 's menores que 150 o desvio de padrão é maior que o jitter rms enquanto que para  $Q$ 's maiores, aquele se torna inferior ao jitter rms o que pode ser confirmado por métodos analíticos aproximados. (Apêndice A2). Uma medida prática do desvio de padrão em  $Q$ 's menores que 150, pode nos fornecer uma estimativa superior do jitter rms.

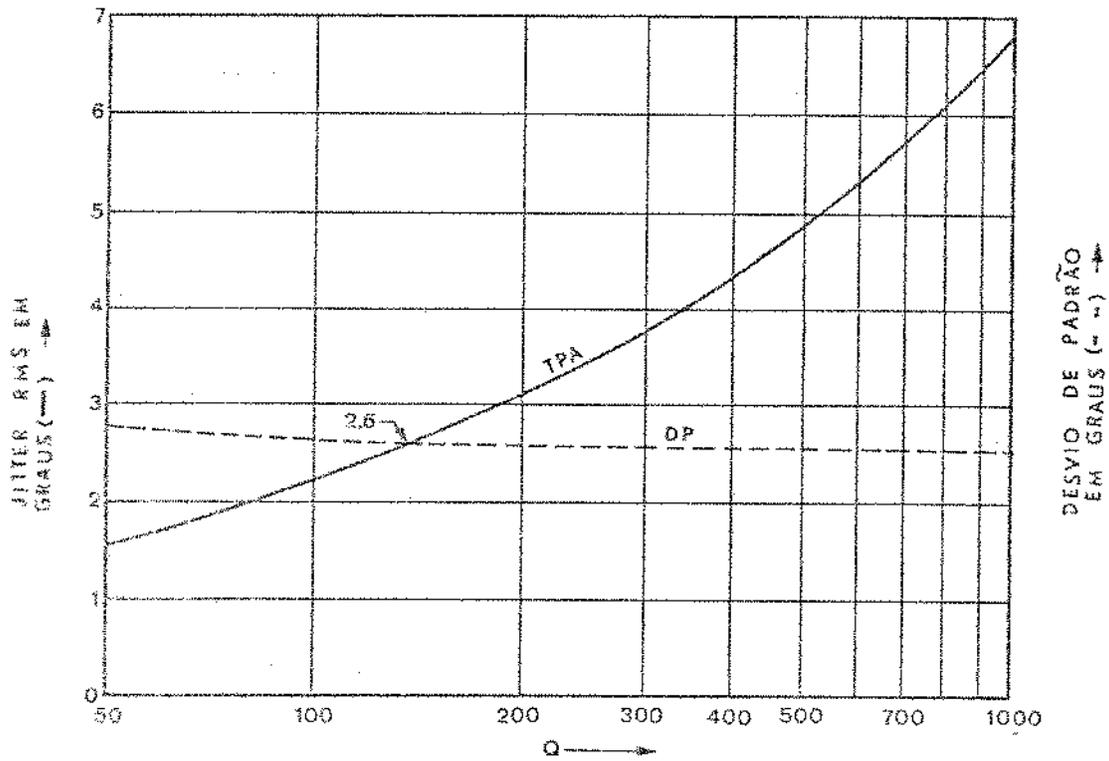
Na Figura 4.19 são considerados os casos de assintonia e conversão juntamente.

Para o caso de  $D = .2\%$  o comportamento das curvas é análogo aquele caso na Figura 4.18 (onde  $B = 0$ ), sendo que agora ( $B = .1$ ), o desvio de padrão se torna menor que o jitter rms para  $Q$  maiores que 230.

No caso de nenhuma assintonia, como mencionado anteriormente, o jitter rms é insignificante, enquanto o desvio de padrão é de 2 graus para um  $Q$



(a)  $B=0$ ;  $D=0.1\%$



(b)  $B=0$ ;  $D=0.2\%$

Figura 4.18 - Comparação do jitter rms (JIT) com o desvio de padrão (DP). O JIT foi calculado para padrão aleatório (TPA). O DP é o desvio de padrão do padrão 1/8 para padrão 1/1. Todas as curvas têm  $B = 0$ .

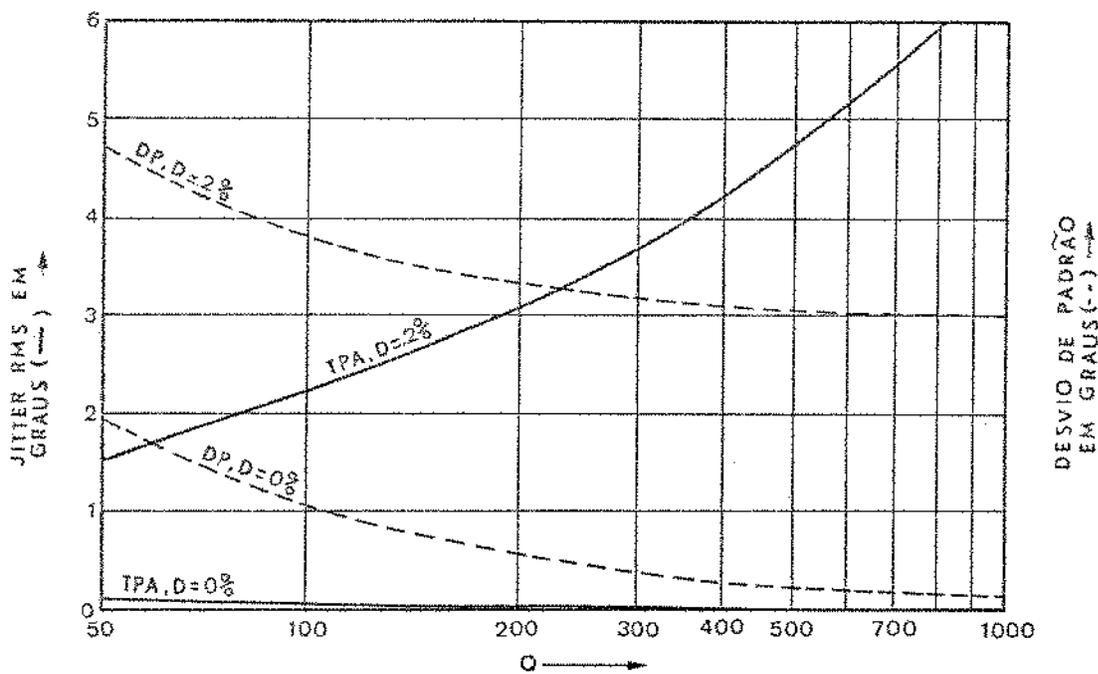


Figura 4.19 - Comparação do jitter rms (JIT) com o desvio de padrão (DP). Todas as curvas têm  $B = .1$ .

de 50 para tender a zero com  $Q$  crescente. Neste caso, o desvio de padrão é sempre muito superior ao jitter rms; isto se deve à grande diferença entre as amplitudes da senoide nos dois padrões extremos. Esta grande excursão de amplitudes só ocorre quando se utilizam longas sequências em padrões periódicos diferentes, e portanto, não vai aparecer quando se utiliza um padrão aleatório.

#### IV.8 - Jitter rms em uma cadeia de repetidores

O sinal, ao ser processado em cada repetidor, é regenerado com um certo jitter de posição, devido a assintonia do circuito sintonizado e possível disparo dos instantes de amostragens fora dos cruzamentos de zero negativo da senoide gerada pelo circuito sintonizado.

A literatura mostra outros tipos de predição do jitter através de uma cadeia de repetidores. Em geral estes métodos são baseados no cálculo da densidade espectral de potência através da cadeia de repetidores (Manley<sup>16</sup> [1967], Byrne<sup>18</sup> [1963]).

Todos os estudos consultados apresentam o inconveniente de não permitirem livre escolha dos parâmetros de assintonia e conversão de amplitude para fase em cada repetidor. Sabemos que numa cadeia de repetidores reais estes fatores poderão diferir para cada um deles.

O método apresentado neste trabalho apresenta a possibilidade de esta livre escolha, o que nos dá maior flexibilidade de estudo do jitter rms.

Supõe-se um mesmo Índice Q para todos os repetidores da cascata, a fim de estudos do jitter para várias opções deste Índice.

Trataremos a assintonia pelo fator D, que como antes será:

$$D = \frac{f_0 - F}{F} \quad (4.48)$$

onde

F = taxa de bits

f<sub>0</sub> = frequência natural de oscilação do circuito sintonizado.

A conversão de amplitude para fase será tratada pelo nível B de indecisão no disparo dos circuitos amostradores.

Pela análise espectral, para o caso de assintonia dos N repetidores da cascata, Manley<sup>16</sup> apresenta uma expressão para o quadrado da potência média total de jitter dada por:

$$P_N = 2\pi QD^2 \left\{ 1 - \frac{1}{2^{(N-1)}} + \frac{1}{2^{2N}} \frac{(2N)!}{N! N!} \right\} (\text{radianos})^2 \quad (4.49)$$

onde consideram-se todos os repetidores dos N em cascata com o mesmo nível D de assintonia e um certo Q, igual para todos.

O jitter rms é a raiz quadrada de  $P_N$ . A Figura 4.20 mostra o comportamento deste jitter no caso de 20 repetidores com assintonia  $D = .1\%$  e Q dos circuitos sintonizados dos repetidores igual a 100. Compara-se este caso, com o apresentado pelo método computacional proposto. Na mesma Figura mostram-se, também, os resultados conseguidos por Manley<sup>16</sup>, através de uma simulação de uma cadeia de repetidores por meio de gravadores.

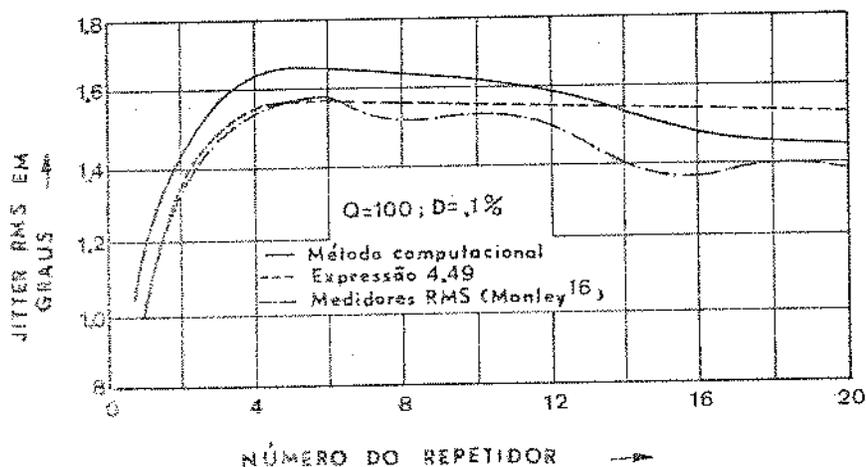


Figura 4.20 - Comparação do método computacional com resultados obtidos por Manley em 1967.

Nota-se que o comportamento do jitter pelo método proposto está bem próximo daquele previsto por Manley<sup>16</sup>.

Em todas as Figuras que se seguem mostra-se o comportamen-

to do jitter rms (JIT) em uma cadeia de repetidores, tendo como parâmetro o índice  $Q$  dos circuitos sintonizados. Os índices de assintonia  $D$  e conversão  $B$  para os repetidores da cadeia são assinalados antes de cada Figura.

A Figura 4.21 mostra a hipótese de todos os repetidores assintonizados na mesma direção ( $D = .2\%$ ).

A Figura 4.22 mostra o caso de todos com o mesmo índice de conversão ( $B = .1$ ).

No caso de assintonia nota-se a tendência a um regime não cumulativo do jitter, enquanto no caso de conversão evidencia-se o caráter acumulativo do jitter.

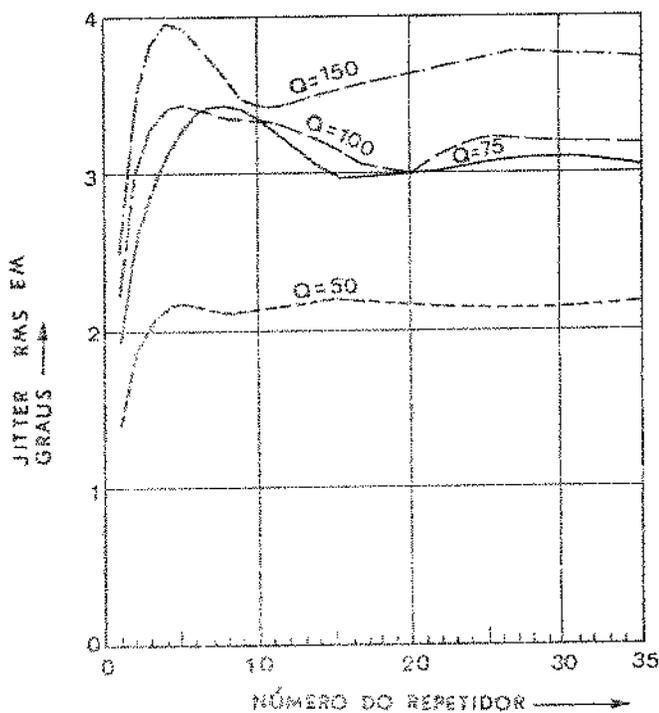


Figura 4.21

Jitter rms no caso de assintonia  
( $D = .2\%$ )

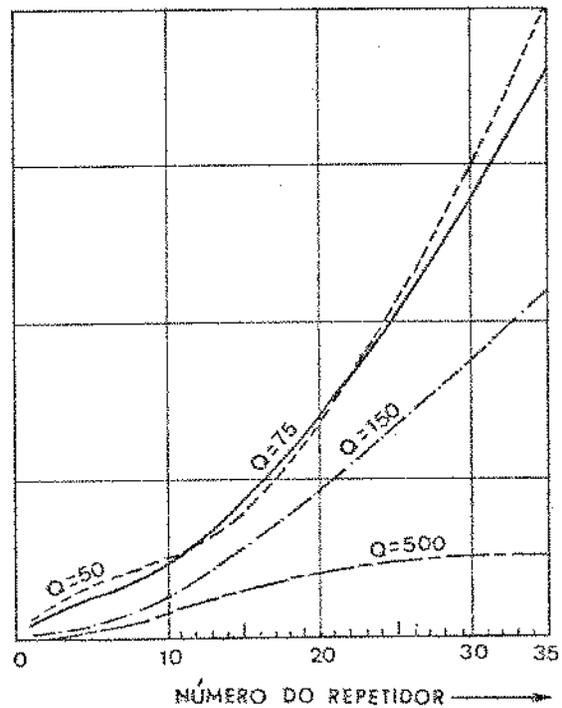


Figura 4.22

Jitter rms no caso de conversão ampl./fase  
( $B = .1$ )

No primeiro caso, nota-se a tendência ao regime depois de alguns repetidores. O maior jitter acontece antes da tendência ao regime e nunca é maior que duas vezes aquele no primeiro repetidor.

No segundo caso, para  $Q$  maiores que 50, o caráter acumulativo evidenciava-se logo nos primeiros repetidores. Depois de alguns repetidores, a taxa de crescimento do jitter torna-se constante com o número de repetidores e é menor para  $Q$  maiores.

Assim, é de 1 grau cada 5 repetidores no caso de  $Q = 50$  e para  $Q = 150$  cresce da mesma quantidade cada 12 repetidores.

A Figura 4.21 mostra que o jitter é pequeno para  $Q$ 's da ordem de 50 não dependendo de quantos repetidores é formada a cadeia. Escolher-se-ia, então, um  $Q$  relativamente baixo para os circuitos sintonizados dos repetidores da cascata.

A possível presença de conversão de amplitude para fase nos repetidores impede esta escolha de  $Q$ 's baixos pois, como visto na Figura 4.22, estes valores fazem com que o jitter apresente um forte caráter acumulativo.

A Figura 4.23 mostra o comportamento do jitter para todos os repetidores com  $D = .2\%$  - caso (a) e todos com  $D = .1\%$  - caso (b). O caso (a) foi mostrado na Figura 4.21.

Além do mesmo comportamento a um regime não cumulativo, o jitter em cada repetidor no caso (b) está em torno da metade daquele nas mesmas condições no caso (a). Isto significa que para uma cadeia de repetidores de mesmo  $Q$ , é mantida a relação linear entre o jitter e a assintonia. Este era o comportamento no caso de um único repetidor (vide Figura 4.16).

O desvio de sintonia dos repetidores está ligado diretamente ao desempenho dos componentes dos circuitos sintonizados quanto à temperatura e envelhecimento a que estarão sujeitos. J.S. Mayo<sup>7</sup> [1962] quando da implementação

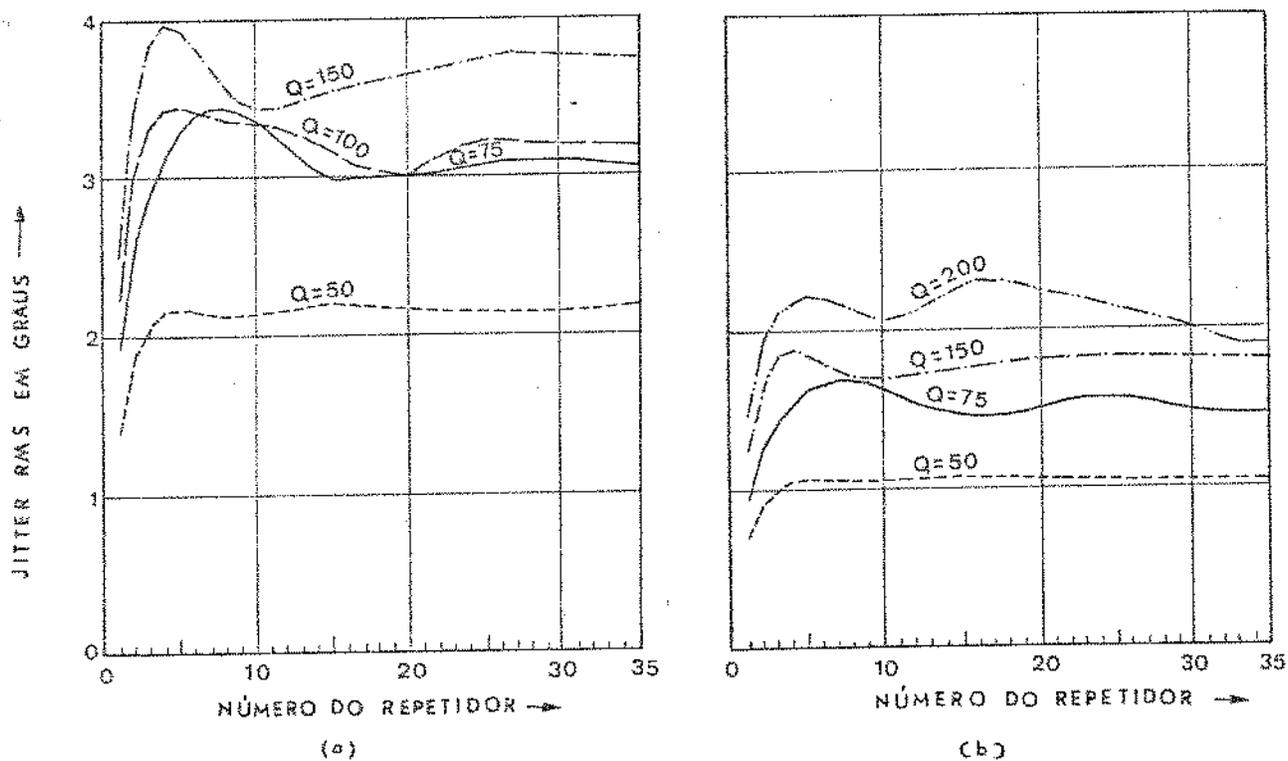


Figura 4.23 - Jitter rms no caso de assintonia  
(a)  $D = .2\%$  - (b)  $D = .1\%$

de repetidores regenerativos para um sistema MCP com taxa de bits de 1.544 Megabits/segundo, trabalhou supondo naquela época um desvio de sintonia de .18%.

A opção de considerarmos no pior caso um desvio .2% é bem conservadora sob o ponto de vista de que em 12 anos a tecnologia dos componentes evoluiu bastante.

Uma outra maneira de se minorar o jitter é conseguida implementando-se o código de transmissão segundo as regras HDB3 (comparações de códigos são feitas no Cap. III).

A Figura 4.24 mostra a comparação do jitter rms, conseguido em uma cadeia de repetidores todos com índice de conversão  $B = .1$ , para uma transmissão

com padrão aleatório - caso (a) e padrão HDB3 - caso (b). O caso (a) foi mostrado na Figura 4.22.

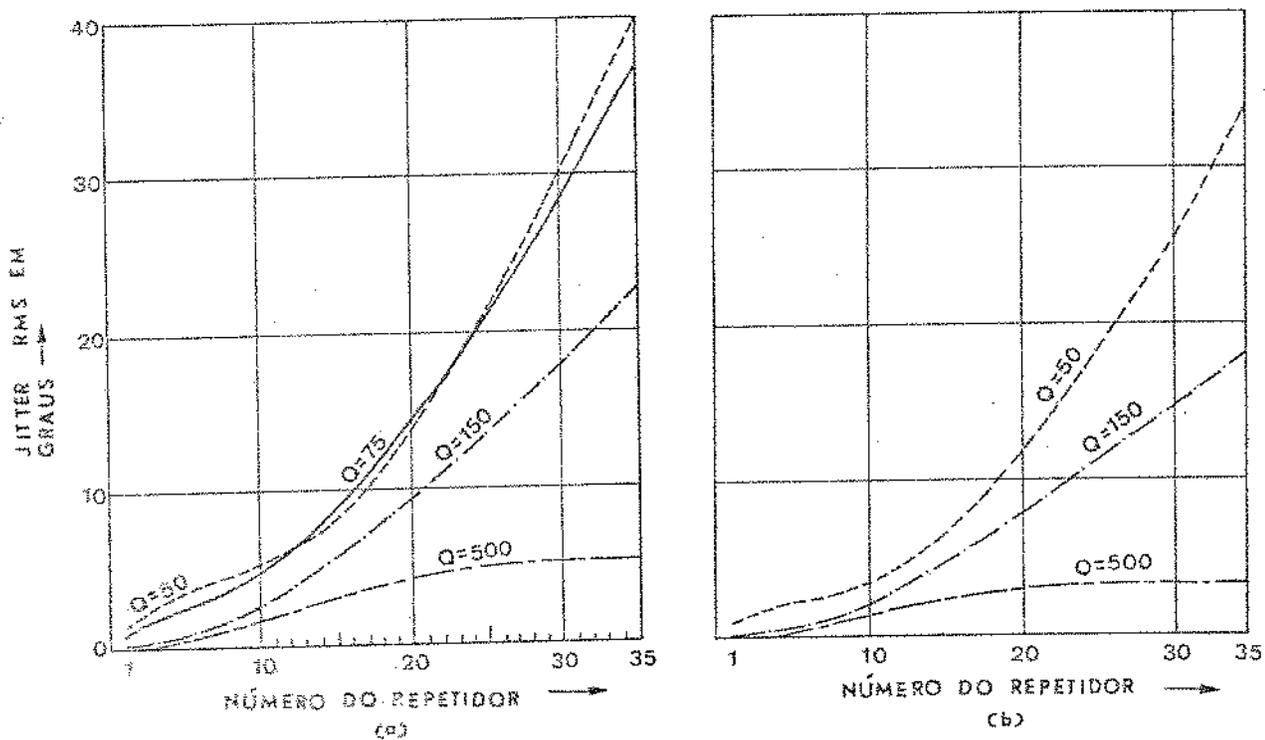


Figura 4.24 - Jitter rms no caso de conversão ampl./fase  
(a) TPA ; (b) HDB3.

Com o padrão HDB3 (caso b) o jitter apresenta o mesmo comportamento daquele com padrão aleatório (TPA), porém o jitter para um certo Q, é relativamente menor àquele correspondente no caso (a).

Mais uma vez reafirma-se que menores variações na densidade de pulsos, originam um menor jitter rms dos pulsos regenerados. Todos os outros - casos de assintonia e conversão para os repetidores, em uma transmissão com HDB3, têm jitter menor e com o mesmo comportamento daquele quando em transmissão com código aleatório. Assim sendo, veremos daqui por diante sempre jitter no caso de padrão aleatório por apresentar as piores condições.

Como visto, as Figuras 4.21 e 4.22 representam os piores casos de assintonia e conversão separadamente.

O caso de todos assintonizados ( $D = .2\%$ ) e um nível de conversão  $B = .1$  é mostrado na Figura 4.25. É interessante a comparação desta com as Figuras 4.21 e 4.22.

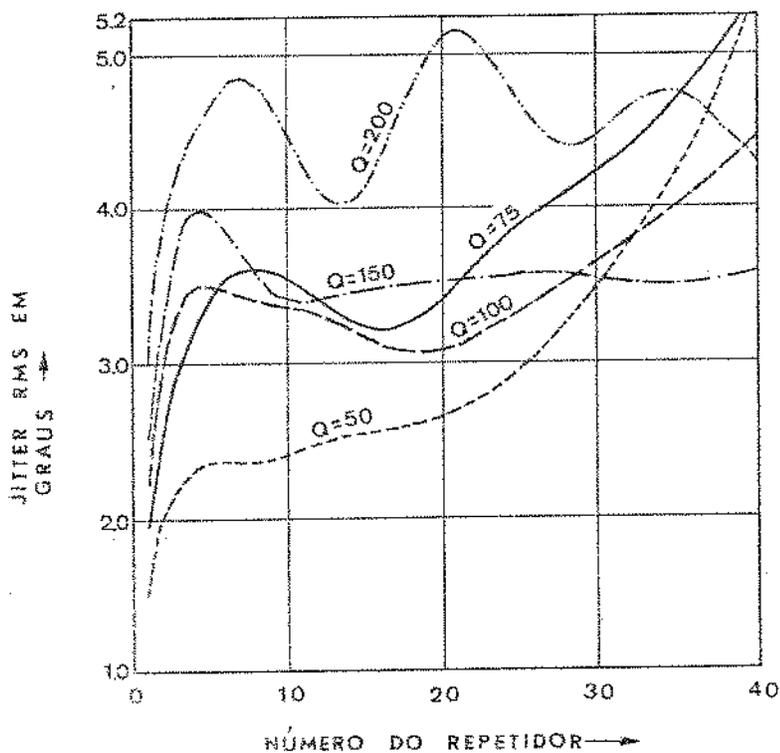


Figura 4.25 - Jitter rms no caso de assintonia ( $D = .2\%$ ) e conversão ampl./fase ( $B = .1$ )

Neste caso, nota-se o caráter acumulativo para índices  $Q$ 's baixos e a tendência a um limite para  $Q$ 's maiores, exceto para aquela que tem  $Q = 200$ , que após passar por oscilações parece tender ao regime depois de 35 repetidores. É provável que para valores grandes de  $Q$  a acumulação de jitter seja muito lenta, e portanto só seria aparente numa cadeia muito longa.

Nos primeiros repetidores o fator de assintonia é o mais -

relevante, o que faz com que as curvas tenham o mesmo comportamento daquelas na Figura 4.21 (todas com assintonia). O jitter neste caso é maior do que naquele sendo mais notado para Q's baixos. Isto é devido à razão evidente de que em Q's pequenos é maior a contribuição da conversão amplitude para fase.

Os aspectos acumulativos são notados na Figura 4.25 após 20 repetidores, enquanto que aconteciam depois de 10 repetidores na Figura 4.22 (todas os repetidores somente com conversão). A taxa de variação linear quando assumida na Figura 4.25, é a mesma que a correspondente naquela Figura.

Pode-se dizer que os repetidores com conversão e assintonia apresentam os dois fatores superpostos; o primeiro só é relevante em relação ao último para Q's baixos e após muitos repetidores.

Na prática, o caso de todas os repetidores com a mesma assintonia e/ou com a mesma conversão de amplitude para fase, serão muito difíceis de ocorrerem. O que é mais provável é o de apresentarem assintonia e conversão não todos com os mesmos valores para os Índices D e B, e que podem ainda diferir em sinal de repetidor para repetidor. Nas próximas Figuras consideram-se outros casos mais representativos da realidade, cujo estudo quantitativo não pode ser feito com as teorias de Manley<sup>16</sup> e Byrne<sup>18</sup>.

Para os dois casos seguintes consideram-se todos os repetidores sem conversão de amplitude para fase ( $B = 0$ ).

Na Figura 4.26, a assintonia de .2% alterna em sinal a cada repetidor.

Na Figura 4.27 a variação da assintonia é mais lenta tomando os valores em porcentagens de .2, .1, 0, -.1, -.2, -.1, 0, .1 a cada 8 repetidores da cadeia.

O maior jitter nestes casos é menor do que aquele apresentado quando todos os repetidores estão assintonizados com o mesmo sinal (Figura 4.21).

É notada a tendência do jitter ser sempre o mesmo para os repetidores que apresentam o mesmo nível de assintonia (assintonias iguais em valores absolutos).

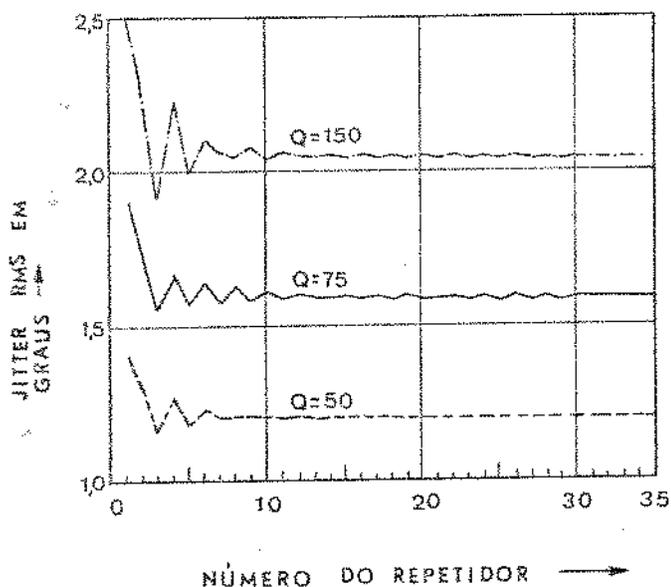


Figura 4.26 - Jitter rms no caso de assintonias com sinais alternados.

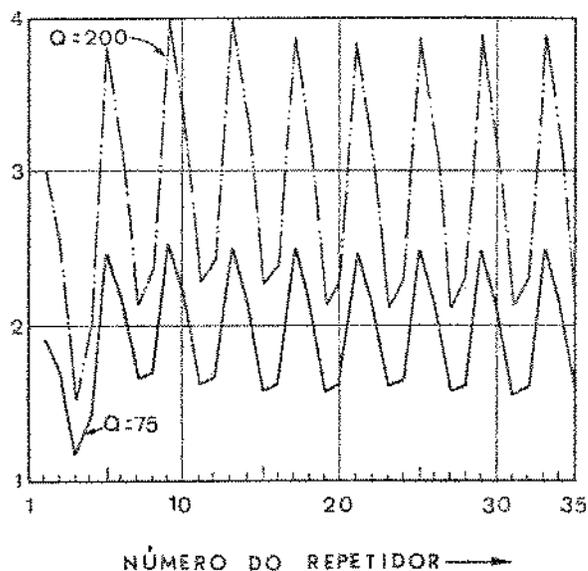


Figura 4.27 - Jitter rms no caso de variação lenta da assintonia.

Assim, na Figura 4.26, os repetidores tendo o mesmo nível de assintonia, embora com sinais alternados, o jitter após alguns repetidores se torna constante com o número de repetidores. Na Figura 4.27 o mesmo nível de assintonia se dá de 4 em 4 repetidores; nota-se então uma periodicidade do jitter na mesma razão de repetidores sendo que o maior e o menor jitter ocorrem nos repetidores com 25% e 0%, respectivamente a maior e menor assintonia do caso apresentado.

Um modo análogo, é considerado para o caso de conversão de amplitude para fase. A Figura 4.28 é a de repetidores com índices de conversão com sinais alternados. Na Figura 4.29 a variação do índice B é mais lenta tomando os valores de .1, 0, -.1, 0 a cada 4 repetidores da cadeia; portanto, o nível de conversão é o mesmo a cada 2 repetidores.

O jitter nestes casos é insignificante quando comparado àquele da Figura 4.22 onde todos os repetidores tinham o mesmo índice de conversão (B = .1), embora ainda aqui haja acumulação do jitter.

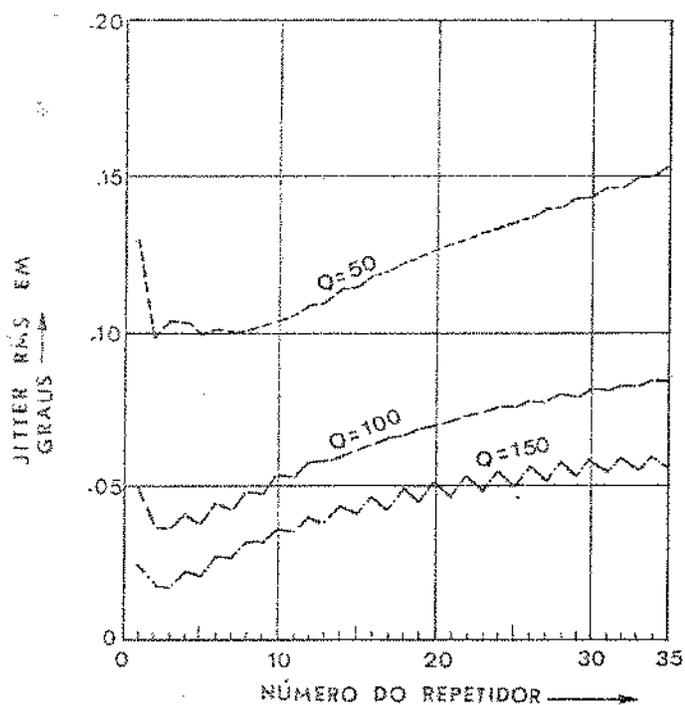


Figura 4.28 - Jitter rms no caso de conversão com sinais alternados.

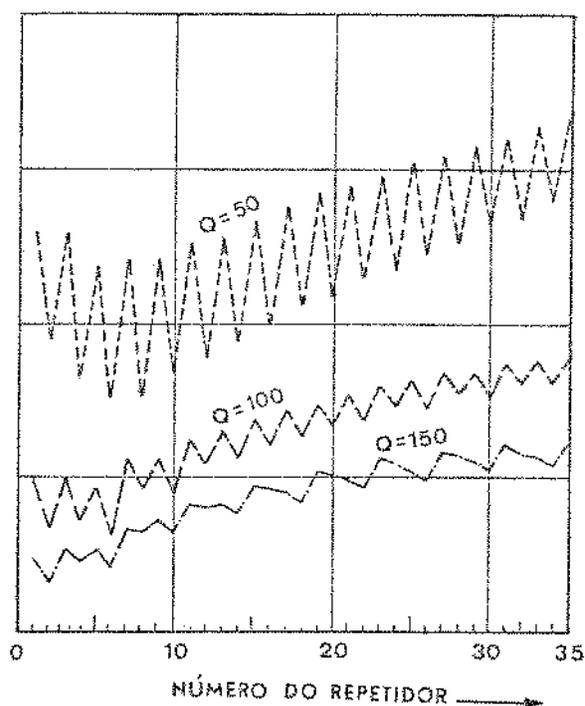


Figura 4.29 - Jitter rms no caso de variação lenta de conversão.

Na Figura 4.28 nota-se o crescimento uniforme do jitter para Q's pequenos, pois todos os repetidores apresentam o mesmo nível de conversão. Em Q's da ordem de 150, aparecem descontinuidades naquele crescimento do jitter.

Na Figura 4.29 o jitter mostra o mesmo comportamento de crescimento uniforme nos repetidores que apresentam o mesmo nível de conversão. Em Q's da ordem de 150, aparecem as mesmas descontinuidades da Figura 4.29, superpostas àquele caráter acumulativo, ou em outras palavras, em Q's baixos os pontos de inflexão das curvas da Figura 4.29 mostram os mesmos comportamentos das correspondentes curvas na Figura 4.28; estes pontos de inflexão das curvas acontecem -

nos repetidores que apresentam o mesmo Índice de conversão em valor absoluto. Em Q's da ordem de 150 ocorrem as descontinuidades naqueles pontos de inflexão superpostas ao caráter acumulativo do jitter.

Nos casos considerados acima notou-se a tendência de periodicidade do jitter quando havia periodicidade dos níveis de assintonia ou de conversão pelos repetidores. Porém, quando há conversão, o jitter se acumula mesmo que os Índices B dos diversos repetidores tenham sinais contrários, ainda que a acumulação neste caso seja mais lenta.

Os casos de maiores jitter são aqueles em que todos os repetidores estavam todos assintonizados igualmente e/ou com os mesmos níveis de conversão.

Finalmente, podemos questionar como uma cascata de repetidores todos ideais, isto é, todos sem assintonia e nenhuma conversão, se comportam a um trem de pulsos com um certo ruído de posição. Para estudarmos este caso, podemos supor o trem de pulsos com um certo jitter introduzido no primeiro repetidor passando pela cascata de repetidores todos sem assintonia e conversão.

A Figura 4.30 apresenta o caso do ruído ser introduzido no trem de pulsos devido a assintonia do primeiro repetidor, enquanto que a Figura 4.31 mostra a hipótese deste ruído ser introduzido somente devido a conversão de amplitude para fase do primeiro repetidor.

No caso da assintonia (Figura 4.30), o jitter tem uma diminuição abrupta nos primeiros repetidores para se tornar mais lenta com tendência a zero assim que cresce o número de repetidores. O trem de pulsos, logo nos primeiros repetidores se comporta como se tivesse sido transmitido sem nenhum jitter pelo primeiro repetidor.

No caso de jitter introduzido pela conversão de amplitude para fase no primeiro repetidor (Figura 4.31), nota-se a tendência de correção nos primeiros repetidores passando por um crescimento com o número de repetidores para novamente tender a se corrigir após muitos repetidores. Pelo comportamen

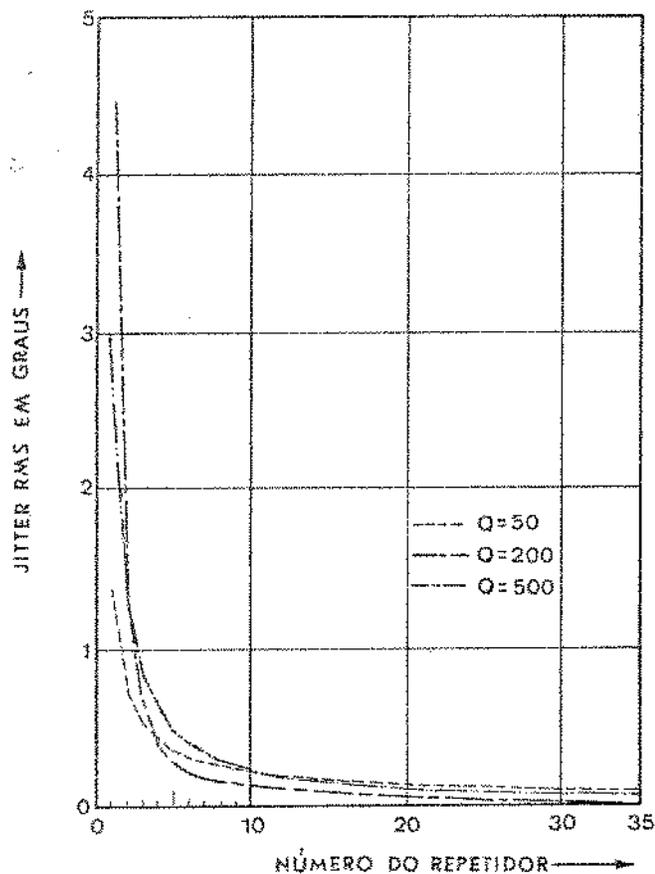


Figura 4.30 - Jitter rms no caso de somente assintonia no 1º repetidor da cascata ( $D(1) = .2\%$ )

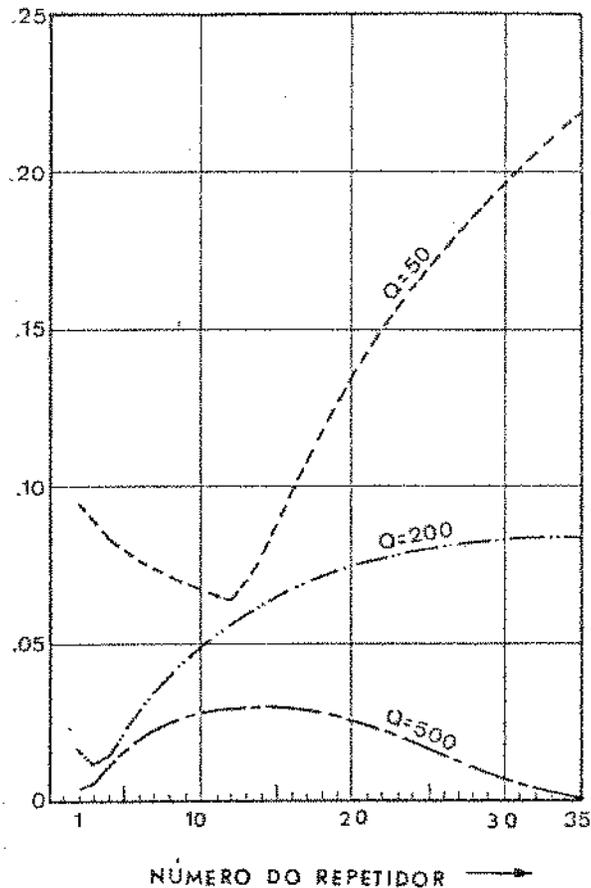


Figura 4.31 - Jitter rms no caso de somente conversão ampl./fase no 1º repetidor da cascata ( $B(1) = .1$ )

to mostrado em Q's altos pode-se concluir que a tendência a zero em Q's da ordem de 50 dar-se-á além de 35 repetidores.

Pelos casos apresentados notou-se que os piores casos de jitter em uma cadeia, serão aqueles em que houver conversão de amplitude para fase nos repetidores, em virtude do caráter acumulativo deste. Em sistemas de longas cadeias o sinal entregue ao terminal receptor seria decodificado com imperfeições devido a variação nas distâncias entre os pulsos de sinal, resultando em uma má qualidade dos sinais analógicos reconstruídos. Nestes casos haveria necessidade de redutores de jitter (dejiterizadores) através da cadeia de repetidores para uma

melhoria na qualidade de transmissão, porém, isto implicaria num aumento no custo do sistema devido a complexidade de implementação daqueles redutores de jitter.

Em um sistema MCP desenvolvido para 224 Mb/s pela Bell System, mostrou-se adequada, do ponto de vista de compromisso entre o fator econômico e qualidade de transmissão, a introdução de quatro redutores de jitter em uma cadeia de 3600 repetidores regenerativos (Refs. 20, 21, 22).

#### IV.9 - Conclusões

Este Capítulo tratou de duas importantes fontes de jitter introduzidas pelo processamento de ressinchronismo dos repetidores regenerativos. O sincronismo é tirado a partir do próprio sinal equalizado, retificado e ceifado, por meio de um tanque RLC seguido de circuitos extratores dos instantes de amostragens.

O método utilizado baseia-se inteiramente no comportamento da onda de sincronismo ou onda de tempo que é conseguida pela extração dos cruzamentos de zero positivos ou negativos da senóide produzida no circuito tanque.

Simulado o comportamento do jitter em uma cadeia de repetidores, notou-se o caráter não cumulativo do jitter devido a assintonia; enquanto que aquele devido a conversão de amplitude para fase sempre apresenta um caráter acumulativo, sendo este mais acentuado quando todos os índices de conversão da cadeia têm o mesmo sinal.

O pior caso de jitter na cadeia é quando todos os repetidores apresentarem os mesmos níveis de assintonia e conversão com os mesmos sinais, pois é notada a tendência dos dois fatores se superporem, resultando um maior jitter pela cadeia.

Felizmente este pior caso é muito pouco provável de acontecer na prática, sendo que um fato mais real seria aquele em que os repetidores

apresentassem Índices diferentes de assintonia e conversão. Pelos resultados apresentados, pôde-se prever que neste caso haveria uma tendência a uma compensação do jitter o que tornaria este menor que no pior caso.

O comportamento do jitter previsto pelas teorias existentes (Bennett<sup>12</sup>, Manley<sup>16</sup>, Rowe<sup>17</sup>, Byrne<sup>18</sup>) é totalmente compatível com o método introduzido. Porém, o método permite examinar este comportamento em casos que estas teorias não cobrem. Além disso, ele permite facilmente a comparação do comportamento do jitter correspondente à utilização de diferentes códigos de linha.

Neste trabalho utilizou-se padrão aleatório e padrão HDB3. Fizemos estes casos devido à implementação prática do HDB3 para o sistema MCP ora em desenvolvimento na UNICAMP. Como esperado, em estrutura HDB3 o jitter produzido pelos repetidores é relativamente menor que no caso do padrão bipolar alternado. Este fato foi comprovado no método.

Mostrou-se ainda neste Capítulo que o desvio de padrão  $\sigma$  é uma medida razoável do jitter rms quando não há conversão de amplitude para fase e o Q é da ordem de 150. Para valores menores de Q, o desvio é uma superestimativa do jitter rms, e para valores maiores ele é uma subestimativa. Além disso, quando há conversão, sua contribuição para o desvio de padrão em um repetidor é muito maior do que para o jitter rms.

## Apêndice A2

### Relação entre desvio de padrão e o jitter rms em um repetidor

No estudo do regime periódico em padrão  $1/n$ , a expressão (4.37) é da fase  $\theta_n$  adquirida pelo fasor  $A(t)$ :

$$\tan \theta_n = \frac{\operatorname{sen} n\delta}{\cos n\delta - e^{-\frac{n\pi}{Q}(1+D)}}, \quad \delta = 2\pi D \quad (\text{A2.1})$$

Para  $Q \gg 1$  e  $D \ll 1$ , em uma aproximação de segunda ordem:

$$\tan \theta_n = \frac{C}{1 - \frac{n}{2} \left[ C\delta + \frac{\delta}{C} \right]}; \quad Q \gg 1 \quad \text{e} \quad D \ll 1 \quad (\text{A2.2})$$

onde  $C = \frac{sQ}{\pi}$

no padrão  $1/1$  e  $1/n$ , podemos escrever

$$\begin{aligned} \Delta(\tan \theta_n) &= \tan \theta_n - \tan \theta_1 = \\ &= (n-1) (1 + C^2) \frac{\delta}{2} \end{aligned} \quad (\text{A2.3})$$

a expressão diferencial de (A2.2) será:

$$\Delta(\tan \theta_n) = \Delta\theta_n \sec^2 \theta_n \quad (\text{A2.4})$$

no caso de  $Q \gg 1$  e  $D \ll 1$  esta pode ser escrita por (A2.3).

Assim:

$$\Delta\theta_n \sec^2 \theta_n = (n - 1)(1 + C^2) \frac{\delta}{2} \quad (\text{A2.5})$$

mas

$$\sec^2 \theta_n = 1 + \tan^2 \theta_n = 1 + C^2 \quad (\text{A2.6})$$

portanto

$$\Delta\theta_n = (n - 1) \frac{\delta}{2} ; \quad Q \gg 1 \quad \text{e} \quad D \ll 1 \quad (\text{A2.7})$$

De acordo com as expressões (4.39) e (4.43), a relação (A2.7) é a expressão do desvio de padrão no caso de assintonia. Assim:

$$DP = (n - 1) \frac{\delta}{2} , \quad Q \gg 1 \quad \text{e} \quad D \ll 1 \quad (\text{A2.8})$$

A relação (A2.8) para o desvio de padrão  $\bar{\sigma}$  é tanto mais precisa quanto melhor se verificarem as relações  $Q \gg 1$  e  $D \ll 1$ .

Assim, o desvio de padrão em graus dado por (A2.8) para os casos de  $D = .1\%$  e  $D = .2\%$  considerando o padrão mais esparsa tendo  $n = 8$ , são comparados na Figura A2.1, contra os valores reais dos desvios de padrão calculados sem nenhuma aproximação.

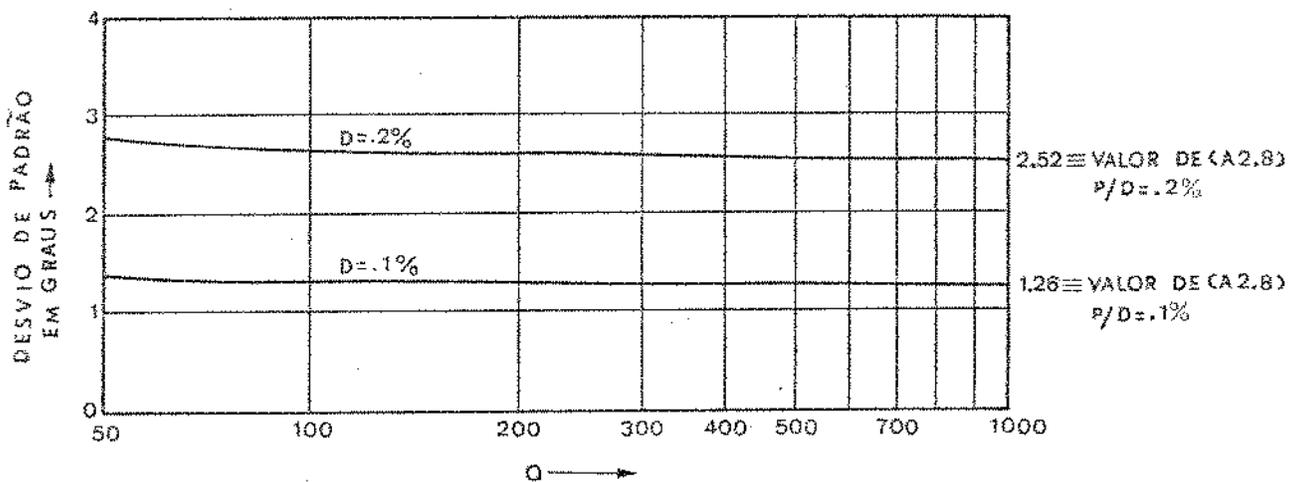


Figura A2.1 - Desvio de padrão calculado sem aproximações (rel. 4.43) e por (A2.8)

O valor 2.52 graus no caso de  $D = .2\%$  é conseguido a partir de  $Q = 800$  enquanto que o valor de 1.26 no caso de  $D = .1\%$  é conseguido a partir de  $Q = 400$ .

A relação entre o jitter rms para padrão aleatório, e o desvio de padrão do padrão  $1/n$  para o padrão  $1/1$  será então aproximada por:

$$\frac{\text{JIT}}{\text{DP}} \approx \frac{\sqrt{Q/\pi}}{(n-1)} \quad (\text{A2.9})$$

onde: JIT é o jitter rms dado por  $D \sqrt{\pi Q}$  previsto por Bennett<sup>12</sup> [1959]; o método -

computacional mostrou o mesmo comportamento;

DP é o desvio de padrão do padrão mais esparsos  $1/n$  para o padrão cheio  $1/1$  (somente assintonia).

Considerando o caso de padrão mais esparsos aquele que tem  $n = 8$ , o desvio de padrão será igual ao jitter rms para  $Q$  próximo de 150, independente do Índice  $D$  de assintonia (vide Figura 4.18).

Este fato pode ser de muita importância na prática, pois, para valores de  $Q$  abaixo deste, o desvio de padrão mostra ser uma estimativa superior do jitter rms.

## CAPÍTULO V

### CONCLUSÕES

Este trabalho teve o objetivo principal de estudar os vários aspectos inerentes a uma transmissão digital quando esta é feita sobre cabos tronco multipares e repetidores regenerativos regularmente espaçados pela linha.

Foram discutidos os pontos relevantes do projeto das diversas partes dos repetidores responsáveis pela reconstituição, resincronização e regeneração dos pulsos transmitidos.

O jitter introduzido no processamento do sinal foi analisado tendo sido proposto um método para predição do mesmo em uma cadeia de repetidores.

No Capítulo II discute-se o projeto dos repetidores para o sistema MCP de 2,048 Mbits/seg. desenvolvido pelo Departamento de Eletrônica & Comunicações da UNICAMP. A estrutura dos repetidores para outros sistemas com taxas maiores de bits seria análoga à apresentada.

Os repetidores serão projetados para um espaçamento nominal de cerca de 2 Km, escolha nitidamente do ponto de vista econômico uma vez que era este o espaçamento entre as bobinas de pupinização do sistema analógico substituído.

Quando necessário, os repetidores serão dotados de simuladores externos de linha para que a atenuação seja de 40 dB na frequência de 1 MHz.

O equalizador dos repetidores minimiza conjuntamente a interferência que os símbolos sofrerão ao viajarem pelos cabos e a incidência de paradiáfonia entre os sinais de sistemas com transmissões em direções opostas. Isto é conseguido com uma resposta plana do meio (cabo + equalizador) até uma certa frequência onde o ganho diminui abruptamente para minimizar a influência da paradiáfonia.

Os pulsos de sinal quase livres destas interferências (outras como o ruído térmico e ruído impulsivo são insignificantes) são entregues ceifados

e retificados para a extração do sincronismo e, somente ceifados para o processo de detecção.

A retificação é necessária para o aparecimento de uma linha discreta na taxa de bits para a aquisição de sincronismo.

Com o ceifamento do sinal permite-se uma maior margem de tolerância à paradiáfonia no processo de detecção; devido a esta operação os pulsos de entrada do circuito sintonizado, para a extração da componente fundamental, serão mais estreitos o que contribuirá para reduzir o jitter causado pela largura finita dos pulsos.

O jitter maior adicionado nos repetidores será devido à assintonia do circuito sintonizado e à conversão de amplitude para fase no processo de gatilhamento dos instantes de amostragens.

Ainda no Capítulo II apresentam-se algumas sugestões de implementação para os estágios de saída dos repetidores, para acoplamento com o cabo, a fim de que sejam mandados à linha pulsos essencialmente retangulares.

Foram efetuadas também medidas da taxa de erros para o circuito de repetidor montado em laboratório, como também medidas relativas do desvio de padrão causado por assintonia quando da transmissão alternada de um padrão periódico  $1/n_1$  para o padrão  $1/n_2$ .

O Capítulo III é o de estudo de diversas estruturas de código para transmissão.

A partir das limitações apresentadas pela estrutura unipolar, estudam-se comparativamente as estruturas bipolar alternada (AMI), a de parâmetros ternários selecionados (PST) e a de alta densidade de bits (HDB3).

Entre estas a de maior simplicidade de implementação é aquela estrutura bipolar, que porém apresenta a possibilidade de ocorrência de longas cadeias de zero (excitação do circuito sintonizado com pouca energia) e fortes variações na densidade de pulsos (o que agrava o problema do jitter).

Entre as outras duas, a escolha da estrutura HDB3 pode ser feita pela implementação mais simples (custo menor ao sistema) e por apresentar:

- menor conteúdo de potência em baixas frequências, minorando a distorção sofrida pelos sinais devida ao corte nas baixas pelos transformadores de entrada e saída dos repetidores,
- menor conteúdo em altas frequências, minorando a distorção sofrida pelos sinais devida a possível incidência paradiafônica entre os sinais.

Em relação a AMI, a estrutura HDB3 apresenta o inconveniente de diminuir em 1 dB a margem de tolerância à paradiafonia.

O Capítulo IV é o de simulação dos processos de jitter em um repetidor e em uma cadeia deles.

A simulação é para o jitter ocasionado pela assintonia do circuito sintonizado e pela conversão de amplitude para fase devido a geração dos instantes de amostragens fora dos cruzamentos de zero da senóide extraída do trem de pulsos recebido.

Pelo estudo do fasor da resposta de um circuito tanque RLC (circuito sintonizado) excitado por um trem de pulsos estreitos (impulsos para a análise teórica) simulou-se em computador um processo com 2000 pulsos, computando-se o desalinhamento médio e o jitter rms dos instantes de amostragens para cada um dos repetidores da cascata.

O método introduzido é totalmente compatível com as teorias existentes de predição do jitter, cobrindo casos em que estas são impossíveis de aplicação.

O jitter rms causado pela assintonia é o mais importante em um repetidor, mas de pouca importância em uma cadeia de repetidores pelo fato de não aumentar com o número de repetidores da cadeia. Tal não é o caso do jitter causado pela conversão de amplitude para fase. Neste caso, o caráter do jitter provocado, é fortemente acumulativo se os índices de conversão dos repetidores forem todos com o mesmo sinal; quando estes índices tiverem sinais não todos iguais, o jitter resultante será menor que naquele caso, mas ainda apresenta caráter acumulativo.

A cadeia de repetidores poderá ser longa se providências especiais forem tomadas, como a de implementação de circuitos de jitterizadores (refs. 20, 21, 22). Esta medida não precisa ser utilizada em cadeias pequenas pois ao final de 35 repetidores o jitter rms no pior caso (assintonia e conversão de amplitude para fase em todos repetidores) é cerca de 4.5 graus rms para um Q da ordem de 75.

Neste Capítulo mostrou-se, também, que a medida na prática, do desvio de padrão só nos dá uma estimativa adequada do jitter rms em casos muito especiais.

## REFERÊNCIAS

- 1) Chang, R. W. e S. L. Freeny, "Hybrid digital transmission systems" - Part 1: Joint optimization of analog and digital repeaters", Bell Syst. Tech. J. , pg.- 191 - 272, 1971.
- 2) Kawashima, M.; M. Ohtsuki; I. Fudemoto, S. Kurita; K. Tomimori, "Problems on Digital Repeatered Lines", Fujitsu Scientific & Tech. J., pg. 27-43, Setembro - 1970.
- 3) Ericson, T. H. E. e U. J. S. Johansson, "High-Capacity Digital Line Links", IEEE Trans. on Commun., vol. Com-21 nº 6, pg. 680-683, Junho-1973.
- 4) Scarabucci, R. R. e equipe do Departamento de Eletrônica & Comunicações - UNICAMP, "Sistema de Comunicações por Amostragem", Publicação FEC - 04/73.
- 5) Waldman, H., A.A.A. Araújo, H. D. Romano, "Características de Cabos Relevantes à Transmissão de Sinais Digitalizados", Publicação FEC - 09/74.
- 6) Lopes, A., H. Waldman, "Equalização de Sinais MCP de 2,048 Mb/s Transmitidos Através de Cabos Multipares Convencionais", Publicação FEC - 14/74.
- 7) Mayo, J. S., "A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals", Bell Syst. Tech. J., pg. 25-97, Janeiro - 1962
- 8) Borelli, W. C., S. Motoyama, H. Waldman, "Extração do Tempo em Repetidores - Regenerativos", Publicação FEC - 11/74.
- 9) Motoyama, S., H. Waldman, "Decisão e Extração de Tempo em Repetidores Regenerativos de Sinais MCP em 2,048 Mb/s", a ser publicado.
- 10) Tendick, F.H., "Transistor Pulse Regenerative Amplifiers", Bell Syst. Tech. J., pg. 1085-1114, Setembro - 1956.
- 11) Aaron, M. R., "PCM Transmission in the Exchange Plant", Bell Syst. Tech. J., pg. 99-141, Janeiro - 1962.

- 12) Bennett, W. R., "Statistics of Regenerative Digital Transmission", Bell Syst. Tech. J., pg. 1501-1542, Novembro - 1958.
- 13) Sipress, J. M., "A New Class of Selected Ternary Pulse Transmission Plans for Digital Transmission Lines", IEEE Trans. on Comm. Tech., vol. 13, nº 3, pg. 366-372, Setembro - 1965.
- 14) Johannes, V. J., A. G. Kaim e T. Walzman, "Bipolar Pulse Transmission with Zero Extraction, IEE Trans. on Comm. Tech., Vol. 17, nº 2, pg. 303-310, Abril - 1969
- 15) Mendes, J.M.D., R.R. Scarabucci, "Controle e Sincronismo no Terminal Transmissor de um Sistema MCP de 30 Canais", Publicação FEC - 19/74.
- 16) Manley, J. M., "The Generation and Accumulation of Timing Noise in PCM Systems - An Experimental and Theoretical Study", Bell Syst. Tech. J., pg. 541-613, Março - 1969.
- 17) Rowe, H. E., "Timing in a Long Chain of Regenerative Binary Repeaters", Bell Syst. Tech. J., pg. 1543-1598, Novembro - 1958.
- 18) Byrne, C. J., B. J. Karafin e D. B. Robinson, J. R., "Systematic Jitter in a Chain of Digital Regenerators", Bell Syst. Tech. J., pg. 2679-2714, Novembro - 1963.
- 19) Eager, G. S., Jr., L. Jachimowicz, I. Kolodny e D. E. Robinson, "Transmission Properties of Polyethylene Insulated Telephone Cables at Voice and Carrier Frequencies", Transactions of the AIEE, 78, pg. 618-640, 1959.
- 20) Mayo, J. S., "Experimental 224 Mb/s PCM Terminals", Bell Syst. Tech. J., pg. 1813-1841, Novembro - 1965.
- 21) Witt, F.J., "An Experimental 224 Mb/s Digital Multiplexer-Demultiplexer Using Pulse Stuffing Synchronization", Bell Syst. Tech. J., pg. 1843-1884, Novembro-1965.
- 22) Dorros, I., J.M. Sipress e F.D. Waldhauer, "An Experimental 224 Mb/s Digital

Repeatered Line", Bell Syst. Tech. J., pg. 993-1043, Setembro - 1966.

- 23) Cravis, H., T.V. Crater, "Engineering of T1 Carrier System Repeatered Lines", Bell Syst. Tech. J., pg. 431-486, Vol. 41, 1963.