

ACUMULAÇÃO DE TREMOR  
EM LINHAS DE  
REPETIDORES REGENERATIVOS

SÉRGIO BONFÁ

Orientador: HÉLIO WALDMAN

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP - como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM CIÊNCIAS.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEZEMBRO 1982

BIB. DE ENGENHARIA  
BIB. DE FÍSICA  
BIB. DE QUÍMICA  
BIB. DE MATEMÁTICA  
BIB. DE CIÊNCIAS EXATAS  
BIB. DE CIÊNCIAS BIOLÓGICAS  
BIB. DE CIÊNCIAS SOCIAIS  
BIB. DE CIÊNCIAS HUMANAS  
BIB. DE CIÊNCIAS DA TERRA  
BIB. DE CIÊNCIAS DA SAÚDE  
BIB. DE CIÊNCIAS DA VIDA  
BIB. DE CIÊNCIAS DA TERRA  
BIB. DE CIÊNCIAS DA SAÚDE  
BIB. DE CIÊNCIAS DA VIDA

ã Rosaida (Pinky),  
Ligia (Tuta) e  
Gabriel (Tuto)

## Agradecimentos

ao Prof. Dr. Hélio Waldman, mais que um orientador, um amigo, pela dedicação e apoio ao longo de todo este trabalho;

aos Eng<sup>os</sup> Amauri Lopes e José Geraldo Chiquito, pelo apoio de todas as horas e pela cessão dos programas usados para a geração dos pulsos realizáveis no tempo;

à Maria Júlia, pela paciência e capricho na datilografia deste trabalho;

ao Luis Cláudio e ao Edson, pela execução primorosa dos desenhos deste trabalho;

ao pessoal em geral deste convênio, pelo incentivo e apoio.

## ÍNDICE

### SUMÁRIO

INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO I - REPETIDOR REGENERATIVO .....	3
I.1 - INTRODUÇÃO .....	4
I.2 - O SINAL RECEBIDO .....	5
I.3 - CÁLCULO DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DOS CÓDIGOS DE LINHA .....	8
I.3.1 - CÓDIGO BIPOLAR AMI .....	10
I.3.2 - CÓDIGO BIPOLAR HDB-3 .....	11
I.4 - EXTRAÇÃO DE SINCRONISMO .....	13
I.5 - CONCLUSÃO .....	14
CAPÍTULO II - O TREMOR .....	17
II.1 - INTRODUÇÃO .....	18
II.2 - DESSINTONIA DO CIRCUITO TANQUE .....	19
II.3 - CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE .....	24
II.4 - TREMOR DEVIDO À INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS .....	26
II.5 - TREMOR DEVIDO À EQUALIZAÇÃO IMPERFEITA ..	28
II.6 - A ACUMULAÇÃO DO TREMOR .....	29
II.7 - TREMOR RELATIVA .....	32
II.8 - CONCLUSÃO .....	37
CAPÍTULO III - ANÁLISE DA RESPOSTA DO CIRCUITO TANQUE ...	38
III.1 - INTRODUÇÃO .....	39
III.2 - SIMULAÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA DO CIR CUITO TANQUE .....	39
III.3 - RESPOSTA DO CIRCUITO TANQUE À UMA SÉRIE DE IMPULSOS .....	42
...../.	

III.4 - ANÁLISE DO SINAL $S(t)$ .....	43
III.5 - DESSINTONIA .....	46
III.6 - CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE .....	47
III.7 - INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS - CONCEITO DE IMPULSOS EQUIVALENTES .....	50
III.7.1 - INTERVALO DE INTERESSE PARA A INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS ...	51
III.7.2 - DESENVOLVIMENTO ALGÉBRICO DO CONCEITO DE IMPULSOS EQUIVALEN TES .....	54
III.8 - PULSOS REALIZÁVEIS .....	60
III.9 - CONCLUSÃO .....	63
 CAPÍTULO IV - IMPLEMENTAÇÃO DA SIMULAÇÃO E CÁLCULO APROXI MADO DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DO TREMOR ....	64
IV.1 - INTRODUÇÃO .....	65
IV.2 - A INICIALIZAÇÃO DOS PROGRAMAS .....	66
IV.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO PROGRAMA .....	68
IV.4 - COMPROVAÇÃO DO MODELO DESENVOLVIDO .....	72
IV.5 - CÁLCULO APROXIMADO DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DEVIDO À INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS .....	75
IV.5.1 - ANÁLISE DOS RESULTADOS OBTIDOS .	79
IV.6 - CONCLUSÕES .....	82
 CAPÍTULO V - APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS .....	84
V.1 - INTRODUÇÃO .....	85
V.2 - COMPARAÇÃO ENTRE LINHAS DE REPETIDORES IDEAIS, COM CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FA SE E COM ERRO DE SINTONIA .....	85
V.3 - O TREMOR RELATIVO .....	86
V.4 - INFLUÊNCIA DO FATOR DE EXCESSO DE FAIXA NO TREMOR .....	87

.../.

V.5 - INFLUÊNCIA DO NÍVEL DE CEIFAMENTO NO TREMOR	89
V.6 - VARIAÇÕES NA ACUMULAÇÃO DO TREMOR COM A VARIACÃO DO FATOR DE QUALIDADE DO CIRCUITO TANQUE .....	92
V.7 - ANÁLISE DA SISTEMATICIDADE DO TREMOR PROVOCADO PELA CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE E ERRO DE SINTONIA DO CIRCUITO TANQUE .....	95
V.8 - A ACUMULAÇÃO DE TREMOR CONSIDERANDO PULSOS REALIZÁVEIS .....	97
V.9 - ESTUDO DO TREMOR DE ALINHAMENTO PARA LINHA COM REPETIDORES NÃO IDÊNTICOS .....	99
V.10- CONCLUSÕES .....	101
CAPÍTULO VI - CONCLUSÃO .....	104
APÊNDICE A - APRESENTAÇÃO DOS IMPULSOS EQUIVALENTES .....	108
APÊNDICE B - CARACTERÍSTICAS DOS PULSOS REALIZÁVEIS .....	125
INTRODUÇÃO .....	125
B.1 - RELAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE AMPLITUDE E A RESPOSTA DE FASE EM SISTEMAS LINEARES .....	125
B.2 - ANÁLISE PARA EQUALIZADORES .....	132
B.3 - CONCLUSÃO .....	134
BIBLIOGRAFIA .....	135

## SUMÁRIO

Este trabalho pretende, através da simulação em computador digital, estudar o fenômeno de acumulação de tremor em linhas de repetidores regenerativos.

No Capítulo I é feita uma descrição do repetidor adotado, definindo os parâmetros relativos ao tipo de repetidor adotado.

No Capítulo II é feito um estudo do tremor através dos métodos analíticos largamente difundidos, que nos darão base para análise e aceitação dos resultados obtidos na simulação.

No Capítulo III é feito o desenvolvimento do modelo matemático a ser adotado na simulação.

No Capítulo IV são apresentados detalhes da implementação do modelo computacional adotado na simulação; é feito o desenvolvimento de um método alternativo para cálculo do espectro de potência do tremor, que será de muita valia na análise dos resultados obtidos.

Finalmente, no Capítulo V são apresentados os resultados e conclusões obtidos com a simulação.

## INTRODUÇÃO

- Em uma linha de transmissão digital a informação é transmitida pela presença ou ausência de pulsos. Estes pulsos são atenuados e deformados pelo meio de transmissão, forçando a inserção de repetidores na linha para que os pulsos sejam amplificados e tenham a sua forma reconstituída.

Basicamente, estes repetidores se dividem em dois grupos: os analógicos e os digitais.

Os repetidores analógicos simplesmente amplificam e equalizam o sinal. Tem como grande inconveniente a acumulação do ruído, conforme eles são associados em cascata.

Os repetidores digitais regeneram o sinal. Os pulsos recebidos são equalizados e amostrados; de acordo com o resultado desta amostragem, o receptor decide pela presença ou ausência de pulso, e se for o caso, um novo pulso é gerado. Desta forma, não há acumulação de ruído e na saída teremos sempre pulsos quadrados.

Para a amostragem e a geração de pulsos é necessário que tenhamos um sinal de sincronismo. O que ocorre normalmente é que, para melhor utilização do canal, este sinal não é transmitido a parte e sim extraído do próprio trem de pulsos incidentes sobre o repetidor.

Este sinal de sincronismo pode ser extraído com o auxílio de um PLL ou de um circuito ressonante LC. A opção do PLL é pouco utilizada devido à maior complexidade do projeto e maior consumo de potência.

Uma linha digital típica é uma conexão em série de segmentos de linha, constituído pelo meio de transmissão e repetidores, e secções de multiplexagem e demultiplexagem que se alternam sistematicamente.

As secções de MUX e DEMUX são constituídas normalmente por equipamentos que aceitam um grande tremor na entrada, mas em que o tremor de saída é pequeno.

Os segmentos de linha têm como dispositivo básico os



repetidores, que geram um tremor intrínseco que se combina com o tremor incidente, num processo acumulativo.

Desta forma, se estamos interessados em estudar a acumulação de tremor em uma linha digital, podemos, sem perda de generalidade, nos ater aos segmentos constituídos de repetidores regenerativos digitais, com circuito de extração de relógio constituído por um circuito tanque LC.

O sistema MCP-30 é um sistema que se encaixa nestas condições e será ponto de referência neste estudo.

CAPÍTULO I

REPETIDOR REGENERATIVO

Uma linha digital típica, como a que nos propomos a estudar, é composta por secções de canal de transmissão e repetidores intercalados.

Este canal, de maneira geral, deforma os pulsos, alargando-os, e os contamina com ruído. Portanto, os repetidores devem ser capazes de executar três funções básicas:

1. Reconstituição da forma de onda
2. Ressincronismo
3. Decisão e regeneração da forma de onda

O esquema normalmente adotado para o repetidor é o seguinte:

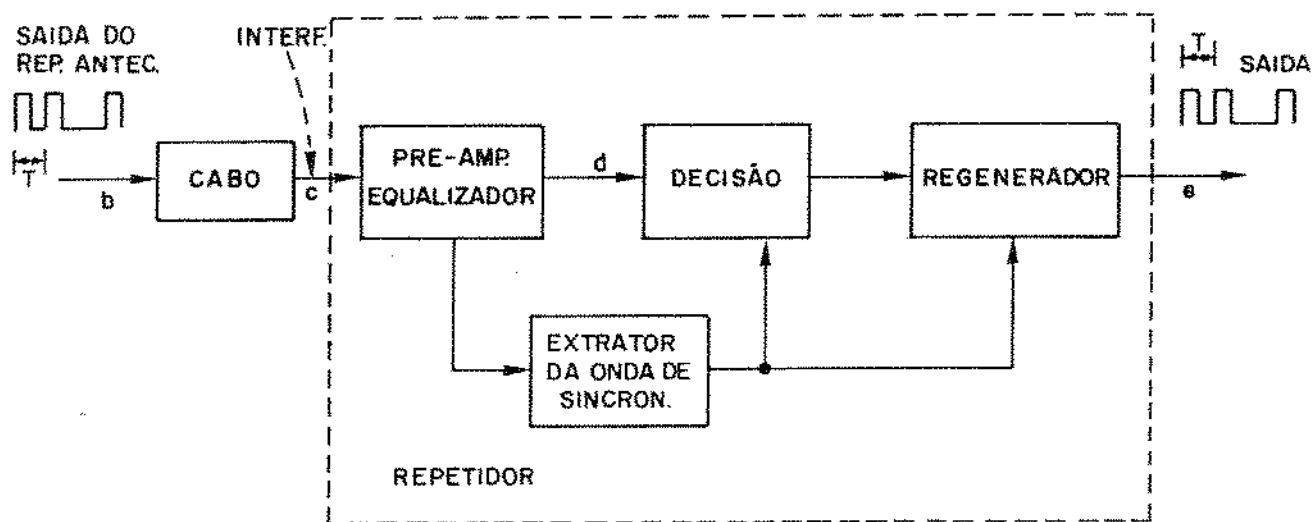


Fig. 1.1 - Diagrama em bloco de um repetidor regenerativo

Nos sistemas analógicos já existentes é necessária uma equalização passiva dos sinais de voz de 2 em 2 km. Portanto, para facilidade de instalação e para não se alterar demais a rede física já existente, foi adotado este espaçamento máximo para os repetidores digitais.

Os cabos têm uma característica passa-baixa, e após 2 km., os conteúdos de alta frequência dos pulsos estão bastante atenuados e o trem de pulsos recebido sofreu uma degradação devido à interferência aditiva de outros canais e pela interferência entre símbolos.

A função do equalizador é justamente tentar compensar as distorções introduzidas, tornando os pulsos o mais próximos possível dos pulsos de Nyquist, com a mínima contaminação pelo ruído. O pulso que é normalmente adotado é o do tipo cosseno levantado.

Sobre este pulso equalizado, mas distorcido pela interferência intersimbólica é feita uma detecção de limiar para a decisão sobre a existência ou não do pulso. No diagrama de blocos da Fig. I.1, esta função é executada pelo circuito de decisão.

Baseado no resultado obtido pelo circuito de decisão, um novo pulso é gerado ou não, conforme seja o caso, pelo circuito regenerador, e este pulso é transmitido à outro segmento de linha.

Os momentos em que a decisão e a regeneração são feitas são determinados por um sinal de sincronismo, que, pelas razões já expostas, é extraído do trem de pulso incidente sobre o repetidor, por um circuito tanque LC.

As funções básicas dos sinais de sincronismo podem ser explicitadas como:

1. Amostrar o trem de pulso no momento mais favorável, ou seja, no instante em que a interferência entre pulsos seja nula.
2. Manter o espaçamento próprio dos pulsos regenerados, minimizando o tremor.
3. Controlar a largura dos pulsos regenerados.

Pelo que foi mostrado acima, nota-se que o sinal de sincronismo será responsável pelas imperfeições que ocorram quanto à fase dos pulsos regenerados e, conseqüentemente, pelo tremor à saída do repetidor.

## I.2 - O SINAL RECEBIDO

O sinal a ser transmitido deve satisfazer algumas condições básicas:

1. Ausência de componente DC e de conteúdos de baixa frequência.

2. Necessidade de se manter os pulsos suficientemente finos para que seus espectros não se anulem na faixa de interesse (Pulsos < que 100%).
3. Compatibilidade do espectro do sinal com a faixa de passagem do cabo telefônico.

Um tipo de codificação normalmente utilizada é o código pseudo-ternário, conhecido como bipolar, onde o nível lógico "1" é representado por pulsos de  $\pm 3V$  e o nível lógico "0" pela ausência de pulsos.

A forma e tolerâncias para estes pulsos são especificadas na recomendação G 703 do CCITT [2]. Basicamente, é um pulso de 3Vs de amplitude e com fator de ocupação de 50%.

Existem dois códigos de linha usuais: o AMI e o HDB3.

O código AMI (Alternate Mark Inversion) consiste na transmissão dos níveis lógicos "1" por  $\pm 3V$ , alternadamente, e o nível lógico "0" pela ausência de pulso. Apresenta como grande inconveniente a possibilidade da ocorrência de sequências relativamente longas de zeros, durante as quais o circuito de extração de relógio não recebe nenhuma informação de sincronismo, podendo então se afastar do sincronismo correto com os bits de informação.

O código HDB3 (High Density Bipolar) foi esquematizado de maneira a eliminar as sequências longas de zeros, que tornam problemática a extração de sincronismo, especialmente se for usado um circuito tanque.

O código HDB3 não permite a presença de mais que três zeros consecutivos. Na codificação "bipolar" comum, os pulsos adjacentes possuem polaridade invertida. Na codificação HDB3 são introduzidas violações na codificação "bipolar", para transmitir a informação necessária para se recuperar a sequência de zeros original.

O código HDB3 usa a codificação bipolar, enquanto for possível. Quando ocorrer a sequência 0000, ela será substituída por uma das duas sequências especiais 000V ou 100V, onde o "1" é codificado por  $\pm 3V$ , de acordo o código bipolar, e "V" é codificado por  $\pm 3V$ , violando o código bipolar. A escolha da sequência 000V ou 100V é feita de tal maneira que as violações "V" ocorram com

sinal alternado. A sequência 100V é escolhida quando ocorreu um número par de "1's" desde a última sequência especial. A escolha da primeira sequência especial é irrelevante.

Um exemplo de como é feita a codificação AMI e HDB3 é dado na Fig. 1.2.

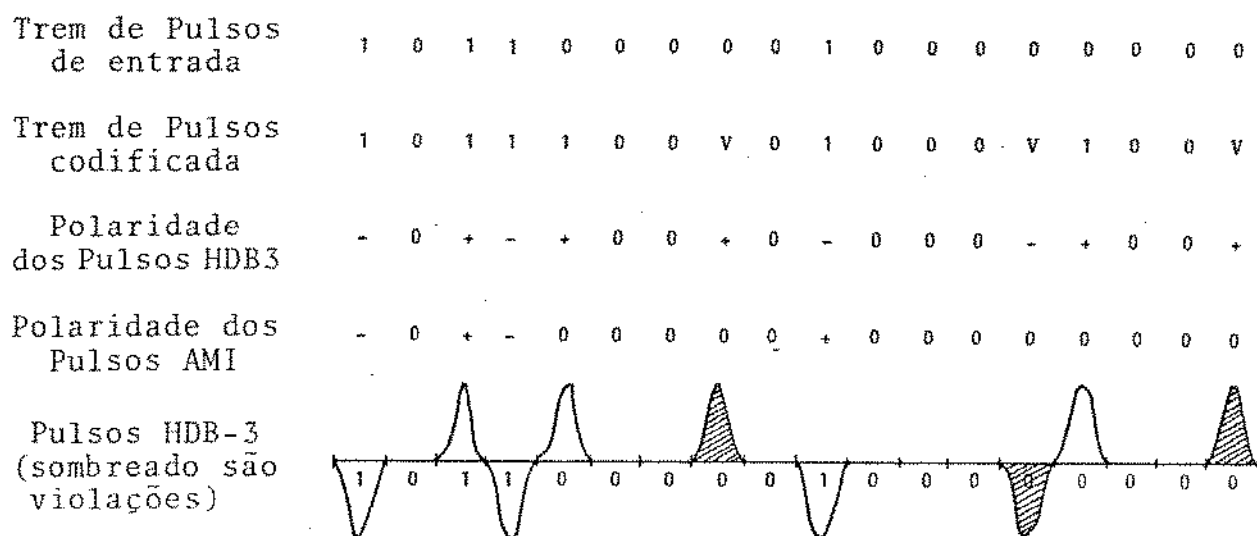


Fig. 1.2 - Exemplo de codificação HDB3 e AMI

O CCITT em sua recomendação G703 [2] determina que o código de linha a ser usado em redes MCP-30 deva ser o HDB3.

O CCITT [2] especifica também o padrão pseudo - aleatório com  $2^{15}-1$  palavras como sendo o padrão para testes em linhas MCP-30. Ele é obtido através de um registrador de deslocamento de 15 células, sendo a entrada da primeira célula a soma em módulo dois dos conteúdos das células de número 14 e 15.

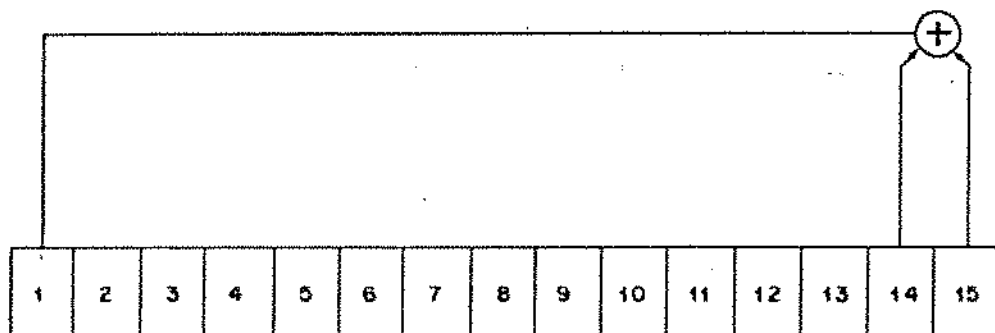


Fig. 1.3 - Esquema do gerador da sequência pseudo-aleatória

A saída pode ser tirada indiferentemente de qualquer célula ou da realimentação.

Ao se inicializar a geração pseudo-aleatória, deve-se evitar que os conteúdos das células do registrador de deslocamento "shift register" sejam todos zeros, pois se isto ocorrer o deslocamento não gerará nenhuma outra palavra.

### 1.3 - CÁLCULO DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DOS CÓDIGOS DE LINHA

Vamos agora determinar o espectro de potência dos códigos de blocos usados. Ele será da maior importância em nossas análises futuras [3].

De uma maneira geral, um sinal digital pode ser expresso da seguinte forma:

$$y(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i x(t-iT-\theta) \quad (I.1)$$

onde  $\{A_i\}$  é uma sequência estacionária com frequência de repetição  $T$

$x(t)$  é o formato do pulso

$\theta$  é um atraso aleatório com função de distribuição de polaridade  $[p(\theta)]$  uniforme para  $0 < \theta < T_b$

A função de auto-correlação da mensagem transmitida é dada por:

$$R_y(\tau) = E\{y(t) y(t+\tau)\} \quad (I.2)$$

$$R_y(\tau) = E \left\{ \left[ \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i x(t-iT-\theta) \right] \cdot \left[ \sum_{j=-\infty}^{\infty} A_j x(t-jT-\theta+\tau) \right] \right\} \quad (I.3)$$

$$R_y(\tau) = E \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} A_i \cdot A_j \cdot x(t-iT-\theta) \cdot x(t-jT-\theta+\tau) \right\} \quad (I.4)$$

$$R_y(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} E\{A_i A_j x(t-iT-\theta) x(t-jT-\theta+\tau)\} \quad (I.5)$$

Como os símbolos dependem dos pulsos e fazendo:

$$R(i-j) = E\{A_i A_j\} \quad (I.6)$$

temos

$$R_y(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} R(i-j) E\{x(t-iT-\theta) x(t-jT-\theta+\tau)\} \quad (I.7)$$

$$R_y(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} R(i-j) \int_{-\infty}^{\infty} x(t-iT-\theta) x(t-jT-\theta+\tau) p(\theta) d\theta \quad (I.8)$$

$$R_y(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} R(i-j) \frac{1}{T} \int_0^T x(t-jT-\theta) x(t-jT-\theta+\tau) d\theta \quad (I.9)$$

Fazendo as seguintes mudanças de variáveis:

$$k = i-j$$

$$z = t+jT+\theta$$

temos:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(k) \sum_{j=-\infty}^{\infty} \int_{t+jT}^{t+(j+1)T} x(z-(k+j)T) \cdot x(z-jT+\tau) dz \quad (I.10)$$

Temos então:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(k) \int_{-\infty}^{\infty} x(z-kT) x(z+\tau) dz \quad (I.11)$$

Com isto, obtemos:



$$R_y(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(k) R_x(kT+\tau) \quad (I.12)$$

onde  $R_x(\tau)$  é a função de auto-correlação de  $x(t)$ .

A densidade espectral do sinal  $y(t)$  é dada por:

$$G_y(f) = \mathcal{F}[R_y(\tau)] \quad (I.13)$$

Lembrando-se que a função de auto-correlação é par e da propriedade da translação no tempo da transformada de Fourier, temos que:

$$G_y(f) = \frac{1}{T} |X(f)|^2 \left\{ R(0) + \sum_{k=1}^{\infty} R(k) \cos(2\pi f k T) \right\} \quad (I'.13)$$

### I.3.1 - CÓDIGO BIPOLAR AMI

Para o código bipolar  $A_K$  é uma variável aleatória que pode assumir os valores 1, 0 e -1, sendo que  $P(A_K=0)=1/2$  e  $P(A_K=-1) = P(A_K=1) = 1/4$  e que os  $A_{K1}$  são 1 e -1 alternadamente.

Para usarmos a equação (I.6) temos que primeiro calcular as autocovariâncias  $R(j)$ . Para tanto, nos valeremos das tabelas da Fig. I.4, onde  $d_k$  são os bits de informação e  $a_k$  os bits codificados.

$d_k$	$d_{k+1}$	$d_{k+2}$	$a_k$	$a_{k+1}$	$a_{k+2}$	Prob.
0	0	0	0	0	0	1/8
0	0	1	0	0	1	1/8
0	1	0	0	1	0	1/8
0	1	1	0	1	-1	1/8
1	0	0	1	0	0	1/8
1	0	1	1	0	-1	1/8
1	1	0	1	-1	0	1/8
1	1	1	1	-1	1	1/8

$a_{k+1} \backslash a_k$	-1	0	1
-1	0	0	1/4
0	0	1/4	1/4
1	0	1/4	0

$a_{k+2} \backslash a_k$	-1	0	1
-1	0	1/8	1/8
0	0	1/4	1/4
1	0	1/8	1/8

Fig. I.4 - Tabelas para cálculo das probabilidades condicionais  $A_K^{A_{K-j}}$

Temos então que:

$$R(0) = E\{a_k^2\} \quad (I.14)$$

$$R(0) = (1)^2 P(A_K=1) + (-1)^2 P(A_K=-1) + 0^2 P(a_K=0) \quad (I.15)$$

$$R(0) = 1/2 \quad (I.16)$$

$$R(1) = \sum_{i=-1}^1 \sum_{j=-1}^1 ij P(A_K=i, A_{K+1}=j) \quad (I.17)$$

$$R(1) = -1/4 \quad (I.18)$$

$$R(2) = \sum_{i=-1}^1 \sum_{j=-1}^1 ij P(A_K=i, A_{K+2}=j) = 0 \quad (I.19)$$

Para valores de  $j$  maiores que 2, a autocovariança também é zero, pois já não existe uma relação de dependência entre os bits  $A_K$  e  $A_{K+j}$ .

Portanto, a componente espectral  $G(f)$  para o código bipolar se torna:

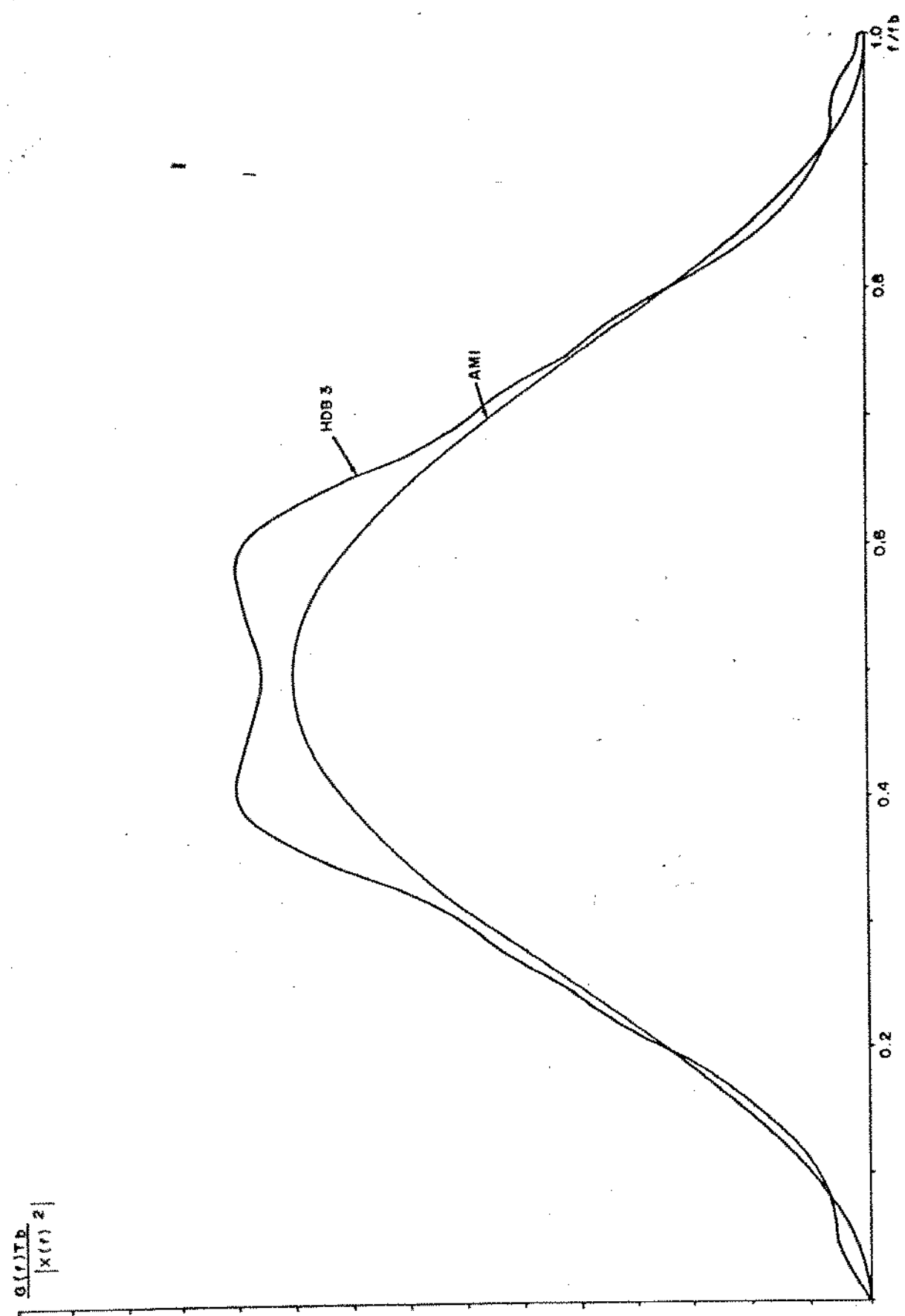
$$G(f) = 1/2 (1 - \cos \pi 2 f T_b) \quad (I.20)$$

O gráfico de  $G(f)$  está na Fig. I.5. Dele podemos observar a ausência da componente DC, mas também a ausência de uma raia na taxa de repetição, o que nos forçará ao uso de certos artifícios (envolvendo necessariamente operações não-lineares) para a extração da onda de tempo deste sinal.

### I.3.2 - CÓDIGO BIPOLAR HDB-3

Devido a complexidade dos cálculos envolvidos, as probabilidades condicionais foram calculadas em computador digital, usando 140.000 pulsos de uma sequência aleatória. Os resultados obtidos para as funções de autocovariança foram:

$$\begin{array}{ll} R(0) = 0.551364 & R(10) = -0.001186 \\ R(1) = -0.285664 & R(11) = 0.00 \end{array}$$



ig. I.5 - Densidade Espectral de Potência para Códigos AMI - HDB-3

R(2) = 0.010379	R(12) = -0.002357
R(3) = 0.017607	R(13) = -0.000779
R(4) = -0.010971	R(14) = 0.00085
R(5) = 0.014536	R(15) = -0.000379
R(6) = -0.008486	R(16) = -0.0017
R(7) = -0.003114	R(17) = 0.000571
R(8) = 0.002936	R(18) = 0.000943
R(9) = -0.003236	R(19) = 0.000064

A expressão para  $G(f)$  fica sendo então:

$$G(f) = \frac{|X(f)|}{T_b} R(0) + 2 \sum_{K=1}^{19} R(K) \cos 2\pi K f T_b \quad (I.14)$$

onde os  $R(K)$  são os acima.

Esta expressão está plotada na Fig. I.5. Nota-se a semelhança com o espectro do código AMI. Portanto, para o repetidor, exceto pelo número de pares possíveis, os dois códigos são essencialmente indiferentes. Nota-se que o código HDB-3 apresenta uma potência aproximadamente 10% maior que o código AMI. Isto já era qualitativamente esperado, devido a maior densidade de "1" do código HDB-3 em relação ao AMI.

#### I.4 - EXTRAÇÃO DE SINCRONISMO

De posse dos espectros de potência dos códigos de linha adotados, nota-se que com uma simples filtragem passa-faixa não será possível se obter um sinal de relógio, devido a ausência de raia espectral na frequência de repetição dos pulsos.

Bennett [1], em um artigo clássico, demonstra que esta raia pode ser obtida através de um tratamento não linear sobre o trem de pulsos incidentes.

O tipo de não linearidade mais usual é a retificação e ceifamento. Na Fig. I.6 temos um diagrama de blocos do sistema.

Um outro tipo de não linearidade que poderia ser usada é a quadrática, porém ela tem uma aplicação prática bastante restrita e não será considerada aqui.

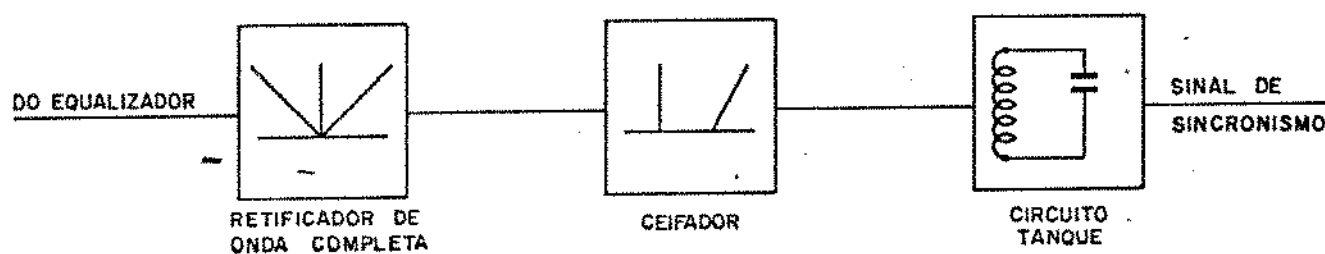


Fig. I.6 - Diagrama em blocos do circuito de extração de relógio

À saída do circuito tanque, teremos, idealmente, uma senóide, que é a nossa referência de tempo. Existem várias maneiras de se fazer o ressincronismo dos pulsos equalizados.

Motoyama [4] analisou algumas e nos mostra que o ressincronismo completo é o mais indicado.

Neste método, nos instantes em que a senóide derivada do circuito tanque, devidamente atrasada, tem um cruzamento com zero positivo, o sinal equalizado é amostrado. Se a amostra obtida for maior que um certo limiar, normalmente metade da amplitude do pulso equalizado, à saída do regenerador teremos uma tensão em módulo igual a 3V e sinal igual ao sinal do pulso amostrado, que se manterá até que seja recebido um pulso de inibição, que será gerado ao cruzamento de zero negativo da senóide.

Deste modo, podemos assumir que a fase do sinal à saída do regenerador terá a fase dos cruzamentos de zero positivos da senóide extraída do circuito tanque.

A Fig. I.7 nos dá uma idéia de como isto ocorre.

## I.5 - CONCLUSÃO

Estamos agora em condições de definir o que seria, para nós, o repetidor padrão, e em cima do qual efetuaremos nossas análises.

O código de linha será preferencialmente o código HDB3,

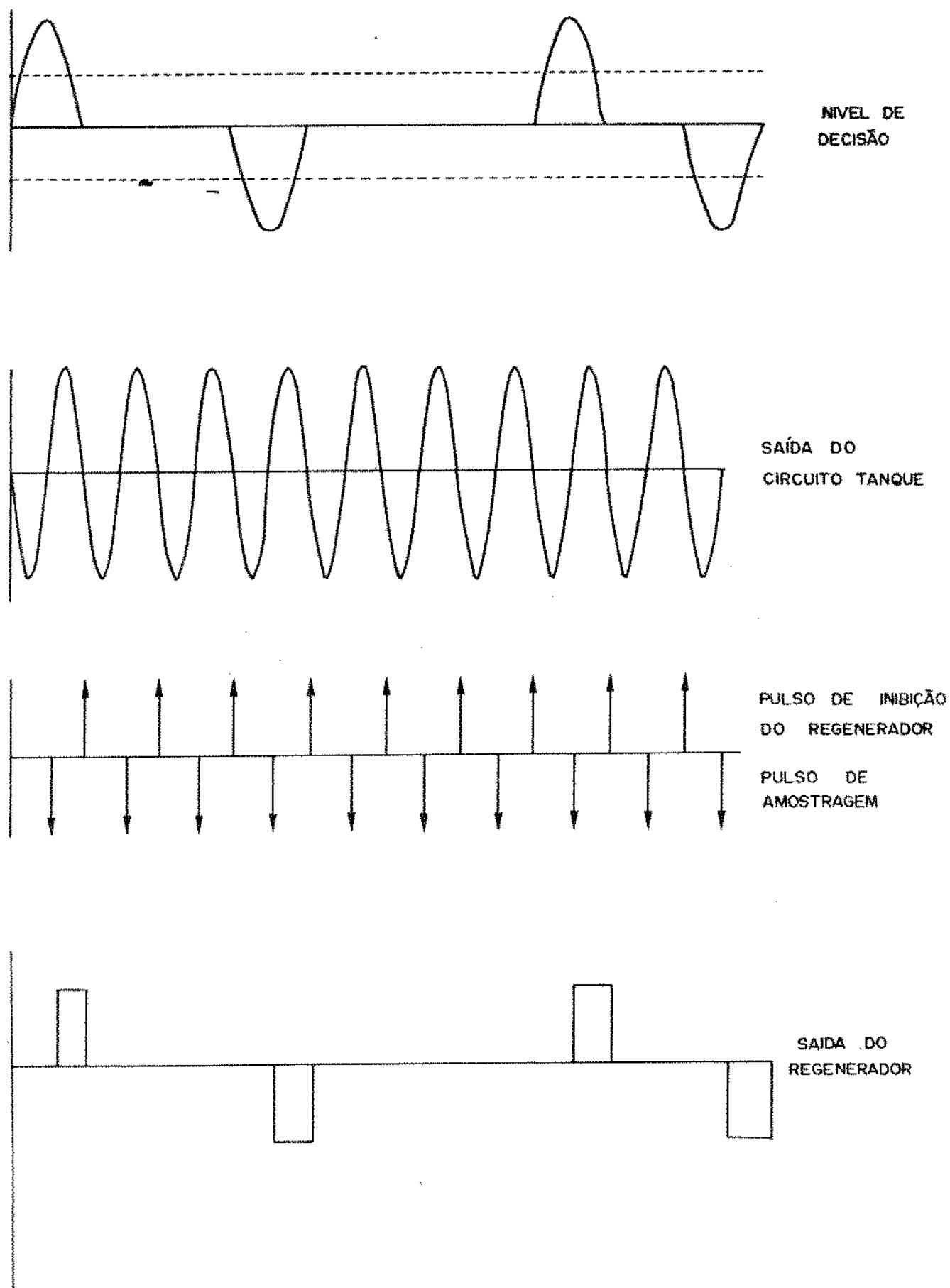


Fig. 1.7 - Ressincronismo completo

sendo que para efeito de comparação poderemos usar o código AMI.

Estes códigos serão gerados a partir de uma sequência pseudo-aleatória com comprimento de palavra de 15 bits.

- A forma dos pulsos equalizados será do tipo cosseno levantado.

Para extração da onda de relógio estes pulsos passarão por uma não linearidade tipo retificação-ceifamento, e excitação um circuito tanque LC.

Para finalizar o tipo de resincronização será o completo, com os instantes de amostragem ocorrendo no cruzamento positivo de zero.

## CAPÍTULO II

### O TREMOR



## II.1 - INTRODUÇÃO

A extração do sinal de sincronismo em um repetidor, como o descrito no capítulo anterior, é sujeita a uma série de imperfeições, que fazem com que o instante de amostragem se desloque no tempo. A este fenômeno damos o nome de tremor.

Esta variação de fase trará como principais inconvenientes uma diminuição da margem de ruído e, conseqüentemente, um aumento na taxa de erro, e uma variação no espaçamento dos pulsos.

Podemos listar como causas principais do tremor a largura finita dos filtros reais, erros de sintonia do circuito resonante LC, o desvio na detecção dos cruzamentos de zero na onda senoidal, a interferência entre os pulsos, a equalização imperfeita, etc.

De acordo com a referência adotada para a medida do tremor, podemos dividi-los basicamente em dois grupos:

- Tremor absoluto, que é a diferença entre a fase do sinal e a sua fase média,
- Tremor de alinhamento, também chamado tremor relativo, que é a diferença de fase entre o relógio recuperado e o sinal que ele amostra, cuja fase acompanha a fase do relógio recuperado no repetidor anterior . O tremor de alinhamento é que influencia na taxa de erro de um dado regenerador. Como a fase do relógio recuperado controla a fase da saída, o tremor relativo pode ser visto como a diferença de fase entre a entrada e a saída para um dado repetidor.

Em uma linha MCP, quando vários repetidores são colocados em série, o tremor absoluto cresce ao longo da cadeia, na medida em que cada um adiciona uma componente de tremor próprio ao tremor gerado pelos repetidores que o precedem.

Esta acumulação do tremor não é uma simples adição das contribuições individuais de cada repetidor. Cada repetidor, além de adicionar sua contribuição, submete o tremor incidente a uma filtragem do tipo passa-baixa, segundo um modelo proposto por

Manley [5].

A análise detalhada deste processo é bastante complexa devido a multiplicidade de fatores envolvidos e de suas interdependências. Uma primeira simplificação que pode ser feita é considerarmos em linhas longas, apenas as causas sistemáticas, ou seja, apenas aquelas que dão origem ao mesmo tremor em todos os repetidores da linha. O exemplo mais típico são aquelas associadas ao padrão de pulsos, que obviamente é o mesmo para todos os repetidores.

As causas não sistemáticas, como por exemplo o ruído de diafonia, provocam uma acumulação de tremor bem menor, pois suas contribuições não são iguais em todos os repetidores, podendo inclusive chegar ao extremo de, em um dado instante, se cancelarem.

Se o tremor incidente é submetido a uma filtragem passa-baixa, fica patente que só haverá acumulação quando a contribuição de cada repetidor tiver densidade espectral não nula na frequência zero, o que também foi demonstrado por Manley [5].

Passemos então a uma análise do tremor, considerando as suas principais causas.

## II.2 - DESSINTONIA DO CIRCUITO TANQUE

Se quisermos isolar as fontes de tremor, teremos que considerar o trem de pulsos que excita o circuito tanque como sendo constituído de pulsos estreitos, pois de outra forma, teremos um tremor intrínseco, devido ao formato do pulso adotado.

Um trem de pulsos retangulares com amplitude  $V_0$  e duração  $\tau$ , espaçados regularmente de  $T=1/f_c$  com probabilidade de ocorrência de 1/2, segundo Bennett [1], apresenta um espectro composto de raias cuja fundamental ocorre em  $f=f_c$  e uma componente contínua, que de certa maneira pode ser encarada como um ruído, contaminando a informação de sincronismo contida na fundamental, e que acompanha a envoltória das harmônicas.

O valor quadrático médio da fundamental e da componente de ruído, supondo um filtro de B Hz de largura, é dado pelas

eqs. (II.1) e (II.2).

$$\frac{A_1^2}{2} = \left( \frac{V_0^2}{2\pi^2} \right) \text{sen}^2 \pi \tau f_c \quad (\text{II.1})$$

$$W(f) = B \left( \frac{V_0^2}{2\pi^2} \right) \left( \frac{f_c}{f^2} \right) \text{sen}^2 (\pi \tau f) \quad (\text{II.2})$$

Quebrando a sequência aleatória de pulsos em blocos de N pulsos que se sucedem aleatoriamente, temos que a componente contínua do espectro se transforma em raias espaçadas de  $f_c/N$  Hz. Estas raias podem ser vistas como sendo obtidas por meio de uma filtragem passa-faixa da componente contínua, de largura  $f_c/N$ . Portanto, a relação entre o valor RMS da componente de "ruído" S, e a fundamental  $A_1$ , é dada por:

$$\frac{S^2}{A_1^2} = \frac{(B f_c) \text{sen}^2 (\pi \tau)}{f^2 \text{sen}^2 (\pi f_c \tau)} \quad (\text{II.3})$$

onde  $B = f_c/N$ .

Nas proximidades da fundamental, as componentes de ruído podem ser consideradas simétricas em relação a  $f_c$ . Portanto, uma representação aproximada do espectro do sinal pode ser dada por:

$$E_i = A_i [1 + \sum a_k \cos(2\pi k f_c t/N)] \cos 2\pi f_c t \quad (\text{II.4})$$

onde  $a_k = 2S/A_i \cong 2(B/f_c)^{1/2}$ .

Temos um sinal análogo ao sinal obtido com uma modulação em amplitude. Este sinal será filtrado em um circuito tanque LC. Como a largura deste filtro é bastante estreita, vamos considerar apenas uma raia lateral. Temos então:

$$E_{ik} = A_i [1 + (2S/A_i) \cos(2\pi f_c k t/N)] \cos 2\pi f_c t \quad (\text{II.5})$$

A resposta do circuito tanque, em termos das bandas laterais do sinal pode ser dada por:

$$E_{0S} = S_1 \cos[(\omega_c t + \varphi) + qt + (\gamma_1 - \varphi)] + S_2 \cos[(\omega_c t + \varphi) - qt - (\varphi - \gamma_2)] \quad (II.6)$$

onde  $\gamma$  e  $\varphi$  são as variações de fase impostas pelo circuito tanque às bandas laterais e a portadora, respectivamente.

Se o circuito tanque estiver sintonizado exatamente em  $\omega_c$ , a resposta será simétrica. Porém, se a ressonância do circuito tanque estiver em  $\omega_0$ , teremos uma assimetria, como pode ser visto na Fig. II.1, que pode ser expressa com um par de componentes possuindo simetria par e outro simetria ímpar, ou seja:

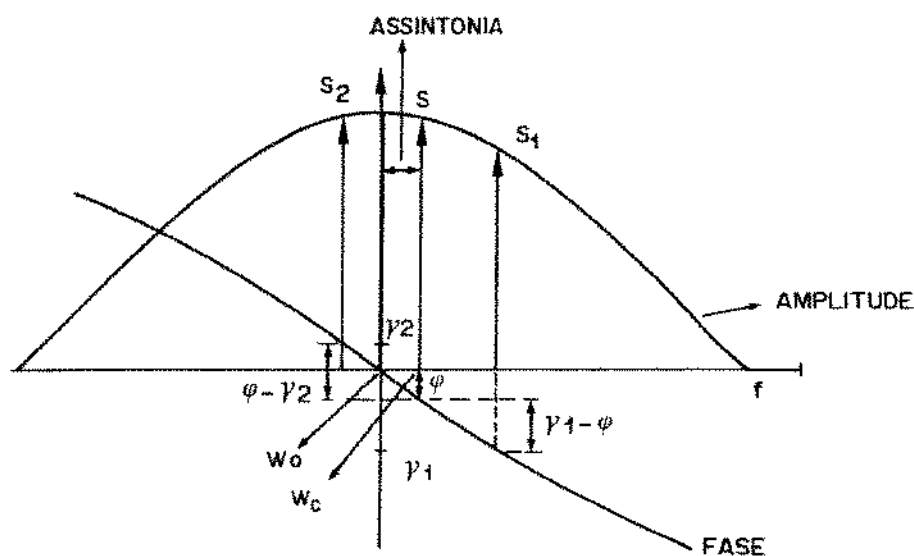


Fig. II.1 - Resposta do circuito tanque

$$\begin{aligned} E_{0S} &= A_S \cos[\omega_c t + \varphi + qt + \varphi_s] + A_S \cos[\omega_c t + \varphi - qt - \varphi_s] + \\ &+ A_a \cos[\omega_c t + \varphi + qt + \varphi_a] - A_a \cos[\omega_c t + \varphi - qt - \varphi_a] \\ E_{0S} &= 2A_S \cos(qt + \varphi_s) \cos(\omega_c t + \varphi) - 2A_a \sin(qt + \varphi_a) \cdot \sin(\omega_c t + \varphi) \end{aligned} \quad (II.7)$$

onde

$$2A_S = \{S_1^2 + S_2^2 + 2S_1 S_2 \cos[(\varphi - \gamma_2) - (\gamma_1 - \varphi)]\}^{1/2}$$

$$2A_a = \{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos[(\varphi - \gamma_2) - (\gamma_1 - \varphi)]\}^{1/2}$$

$$\tan \varphi_s = \frac{S_1 \sin(\gamma_1 - \varphi) + S_2 \sin(\varphi - \gamma_2)}{S_1 \cos(\gamma_1 - \varphi) + S_2 \cos(\varphi - \gamma_2)}$$

$$\tan \varphi_a = \frac{S_2 \sin(\varphi - \gamma_2) - S_1 \sin(\gamma_1 - \varphi)}{S_2 \cos(\varphi - \gamma_2) - S_1 \cos(\gamma_1 - \varphi)}$$

A resposta do circuito tanque ao sinal, como descrito na eq. (II.5), é dado por:

$$E_0 = [A_0 + 2A_s \cos(qt + \varphi_s)] \cos(\omega_c t + \varphi) - 2A_a \sin(qt + \varphi_a) \sin(\omega_c t + \varphi) \quad (II.8)$$

Supondo  $S/A_i$  pequeno, que é bastante razoável para o nosso caso, temos:

$$E_0 \cong A_0 [1 + 2(A_s/A_0) \cos(qt + \varphi_s)] \cos[(\omega_c t + \varphi) + 2A_a/A_0 \sin(qt + \varphi_a)] \quad (II.9)$$

Pode-se então notar que o sinal à saída do circuito tanque pode ser visto como sendo um sinal modulado em fase e amplitude ao mesmo tempo.

Analisando-se a dedução feita, chegamos facilmente à conclusão que a modulação em fase, e portanto o tremor, é função da dessintonia do circuito tanque.

Considerando que a função de transferência do circuito tanque, para pequenos desvios em torno da frequência de ressonância  $f_0$ , é dada por:

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2Q \frac{(f - f_0)}{f_0}} \quad (II.10)$$

Através de manipulações algébricas [5], chegamos a

$$\frac{2A_s}{A_0} \approx \frac{2(B/f_c)^{1/2}}{[1 + (2qQ/\omega_0)^2]^{1/2}} \quad (II.11)$$

$$\frac{2A_a}{A_0} = \Delta\rho \approx \frac{8(B/f_c)^{1/2}(\delta Q/\omega_0)(qQ/\omega_0)}{1 + (2qQ/\omega_0)^2} \quad (II.12)$$

onde  $q$  = frequência do tremor  
 $\delta = \omega_c - \omega_0$  = erro de sintonia

Sendo que  $A_s/A_0$  corresponde à modulação em amplitude e  $A_a/A_0$  corresponde à modulação em fase. Na Fig. II.2 temos plotada a eq. (II.12), que corresponde ao espectro do tremor devido a assintonia.

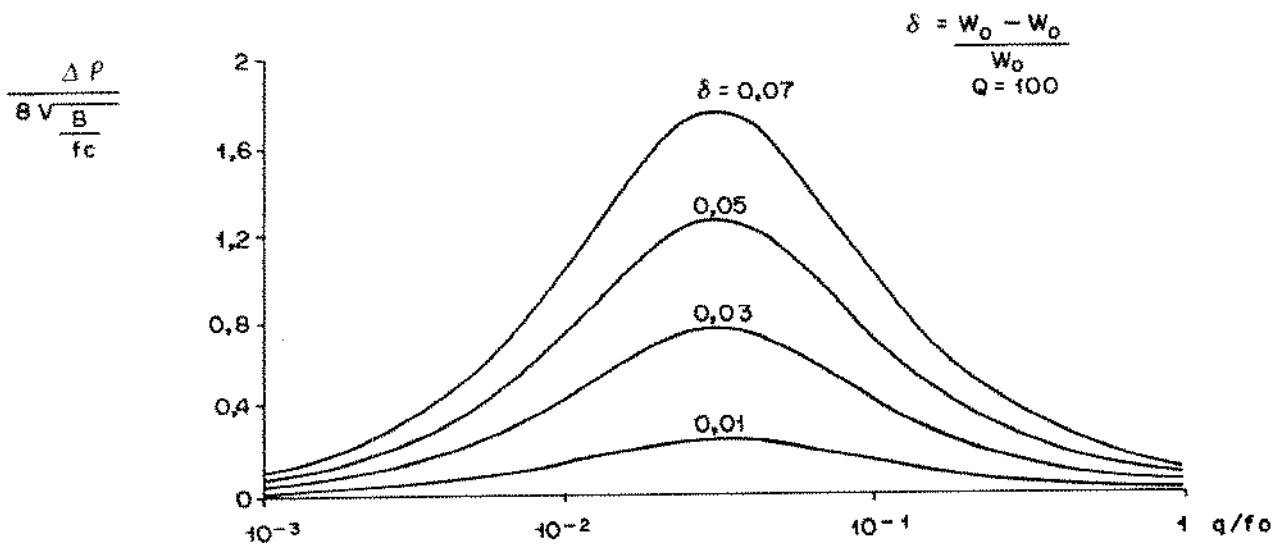


Fig. II.2 - Espectro do tremor devido a erro de sintonia

Algumas observações podem ser feitas a partir dos resultados obtidos.

A primeira é que erro de sintonia não provoca acumulação de tremor, pois não possui energia para frequência zero.

A segunda já não é tão imediata. Calculando-se a potência do tremor a partir da eq. (II.12) obtemos:

$$\theta_{rms}^2 = \frac{\delta^2 Q}{4\pi f_r f_0} \quad (II.13)$$

ou então

$$\theta_{rms} = K \sqrt{\pi Q} \quad (II.14)$$

Analisando este resultado, podemos ver que a "potência" do tremor é diretamente proporcional ao fator de qualidade  $Q$  do circuito. Isto pode ser facilmente explicado se atentarmos para o fato de que quanto maior o  $Q$ , menor é a banda passante do filtro e, conseqüentemente, para um mesmo desvio de frequência maior é a assimetria, o que significa maior modulação de fase.

### II.3 - CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE

Como já foi visto, os instantes de amostragem são gerados nos cruzamentos de zero obtidos no circuito tanque. Se os instantes de amostragem fossem realmente gerados nos cruzamentos de zero, o termo de modulação de amplitude obtido na eq. (II.11) não terá efeito nenhum sobre o tremor na saída do repetidor.

Porém, na prática, existe uma ligeira diferença entre o ponto de gatilhamento do pulso de amostragem e o nível zero. Desta forma, uma variação de amplitude se traduzirá numa variação de fase, como pode ser visto na Fig. II.3, ocorrendo o fenômeno conhecido por conversão de amplitude para fase.

Temos que

$$b = A_0 \sin \alpha_0 \quad (II.15)$$

$$b = (A_0 + \Delta A) \sin(\alpha_0 + \Delta \alpha) \quad (II.16)$$

Igualando (II.16) e (II.15), temos:

$$A_0 \sin \alpha_0 = (A_0 + \Delta A) \sin(\alpha_0 + \Delta \alpha) \quad (II.17)$$

Para pequenos valores de  $\Delta \alpha$  temos:

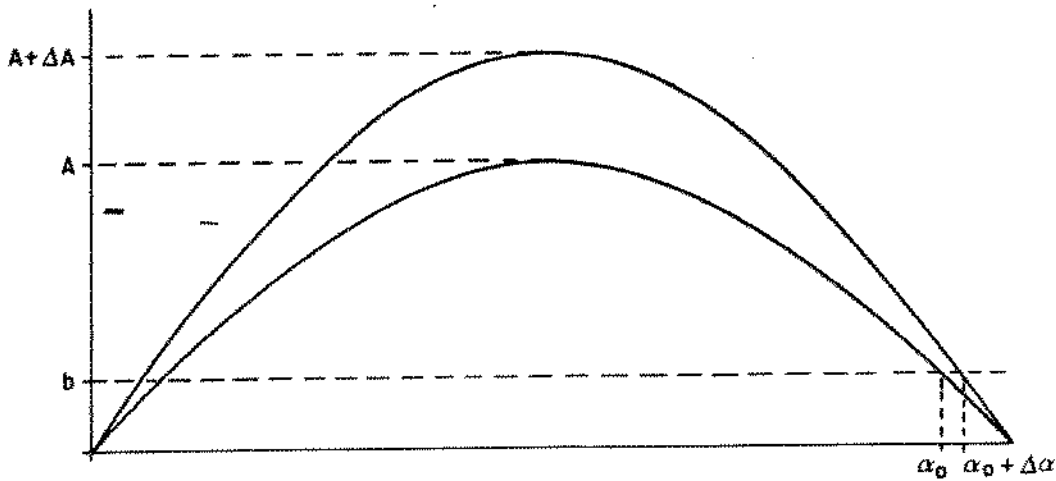


Fig. II.3 - Conversão de amplitude para fase

$$\Delta\alpha \cong - \frac{\Delta A}{A_0} \tan \alpha_0 \quad (\text{II.18})$$

Considerando que a forma de variação da amplitude é dada pela eq.(II.11) a partir da eq.(II.18) chega-se facilmente a eq.(II.19), que nos dá a variação de fase devido à variação de amplitude.

$$\phi = - \frac{2 \sqrt{\frac{B}{f_r}} \tan \alpha_0}{\sqrt{1 + \left( \frac{qQ}{\pi f_0} \right)^2}} \cos(qt + \phi_s) \quad (\text{II.19})$$

Na Fig. II.4 temos plotado o espectro da conversão de amplitude para fase para alguns valores de  $\tan \alpha_0$ .

Algumas conclusões importantes podem ser tiradas analisando-se a eq.(II.19) e a Fig. II.4.

A primeira é que a conversão de amplitude para fase produz um tremor com potência não nula na frequência zero. Isto significa que sob o ponto de vista de acumulação, este deve ser um dos aspectos mais relevantes. Esta questão será melhor discu



tida mais para frente.

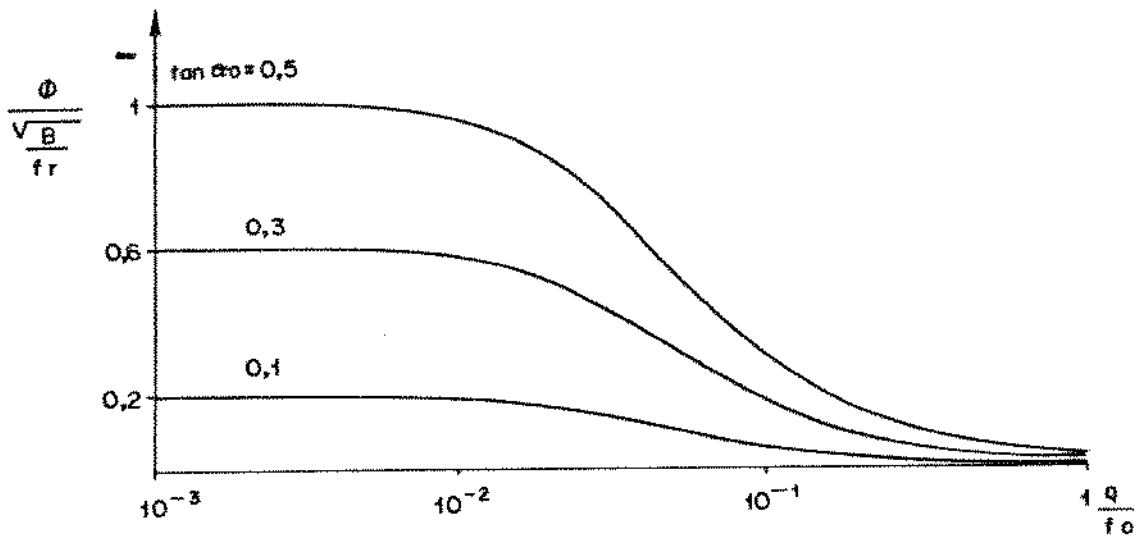


Fig. II.4 - Espectro da conversão de amplitude para fase

Outro ponto bastante importante é que a conversão de amplitude para fase é inversamente proporcional ao fator  $Q$  do circuito tanque.

Isto se deve ao fato de que, quanto maior o  $Q$ , menor a dissipação de energia e, portanto, menor a variação da amplitude do sinal à saída do tanque, em função da ocorrência ou não de pulsos para excitá-lo.

Se analisarmos o obtido no item anterior, podemos ver que há uma solução de compromisso para a escolha do fator  $Q$ . Mais adiante, levantaremos outros aspectos para melhor elucidar o problema.

#### II.4 - TREMOR DEVIDO À INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS

Sabemos de antemão que os pulsos equalizados não são limitados a apenas uma janela temporal, mas que se estendem, provocando portanto uma alteração na forma dos pulsos adjacentes.

Como é a partir destes pulsos que se obtém o sinal de

excitação do circuito tanque, é fácil entender que se os pulsos dependem do padrão, a resposta também depende, o que significa que haverá uma variação de fase, ou seja, tremor.

Estas diferenças resultam no conceito de "Impulso Equivalente", que será melhor visto no item III.5, e suas implicações serão melhor avaliadas no decorrer deste trabalho.

A Fig. II.5 nos elucidará melhor este fenômeno.

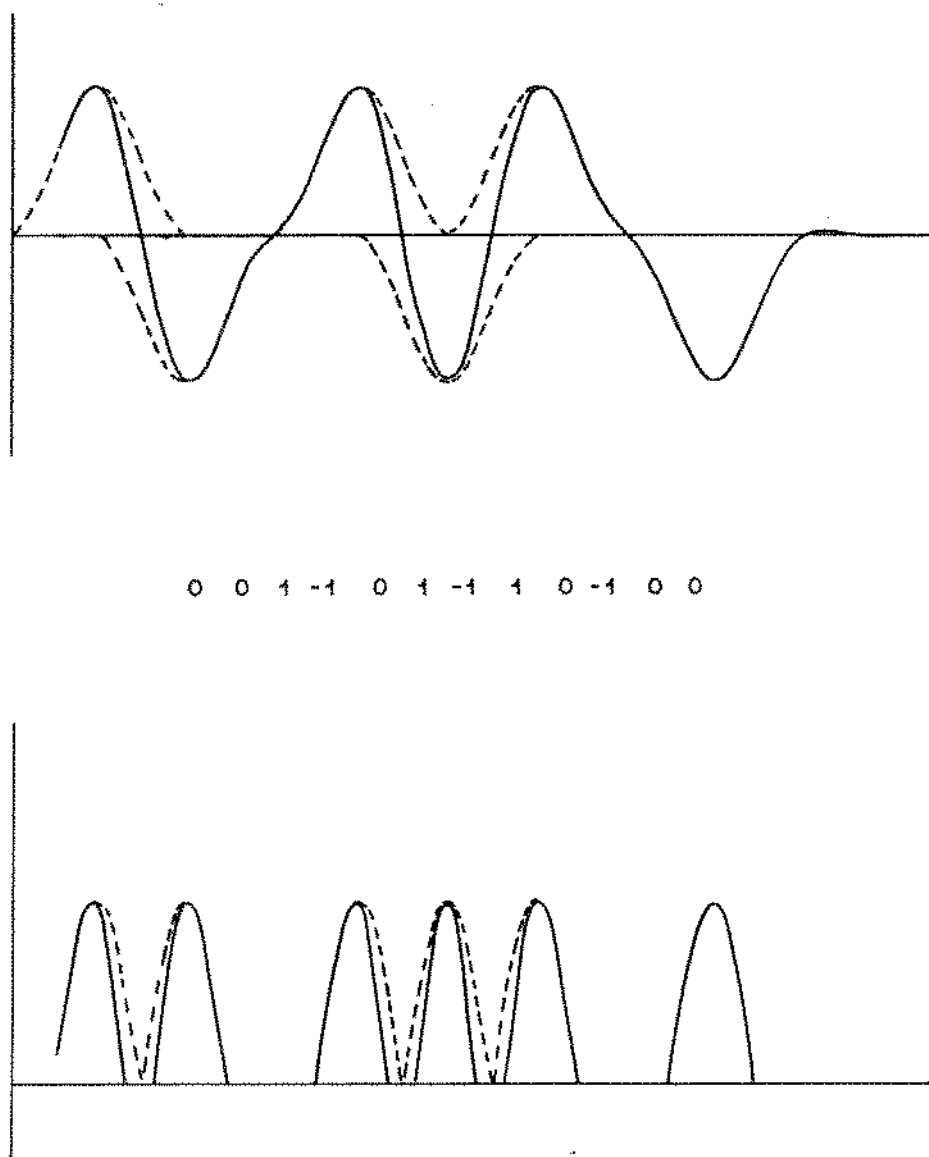


Fig. II.5 - Sequência equalizada 001-101-110-100 confrontada com os pulsos sem interferência intersimbólica ( $\alpha=1$ ,  $c=0,5$ )

Na Fig. II.5 temos o formato da sequência 001101110100 depois de codificada em AMI, equalizada e a mesma sequência retificada e ceifada. Depois do ceifamento no nível C, os pulsos serão jogados no circuito tanque.

Comparando-se esta sequência com uma sequência hipotética, onde não haveria o efeito da interferência entre pulsos (em tracejado), nota-se diferenças marcantes.

As discrepâncias no formato dos pulsos se traduzirão em tremor, cujo efeito será alvo de estudos posteriores.

## II.5 - TREMOR DEVIDO À EQUALIZAÇÃO IMPERFEITA

Temos sempre considerado o pulso equalizado como sendo do tipo cosseno levantado, o que não corresponde à realidade, pois o pulso cosseno levantado não é realizável. O que se obtém é uma aproximação bastante boa dele, principalmente para fatores de excesso de faixa altos. Na Fig. II.6 temos uma comparação entre o pulso cosseno levantado com fator de excesso de faixa 0.8 e um pulso realizável correspondente.

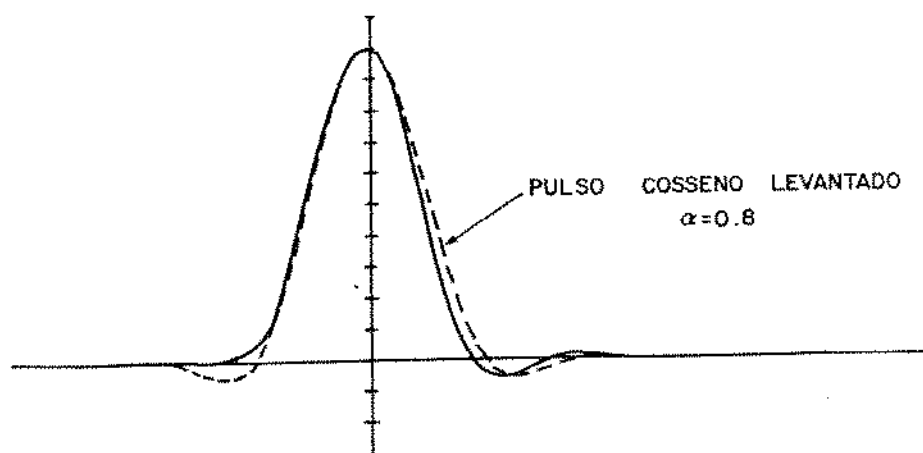


Fig. II.6 - Comparação entre pulso cosseno levantado com  $\alpha=8$  e seu correspondente realizável

Nota-se a assimetria do pulso realizável.

Mais adiante , mostraremos que esta assimetria gerará um tremor acumulativo, que será alvo de estudos mais detalhados nos capítulos seguintes.

A par do problema da realizabilidade, existe o problema da implementação do equalizador. Dificilmente se consegue um equalizador tão bom quanto o realizável, e portanto a situação tende a ser um pouco pior.

## II.6 - A ACUMULAÇÃO DO TREMOR

A acumulação do tremor em uma cadeia de repetidores, e o consequente comprometimento do desempenho do sistema, é um dos assuntos principais deste trabalho. Para seu estudo, vamos nos valer de um modelo proposto por Byrne, Karafin e Robinson [6]. Este modelo é uma simplificação bastante grande do fenômeno tremor, porém como foi calcado principalmente em evidências experimentais, tem uma correspondência bastante grande com a realidade, além de permitir uma manipulação algébrica bastante razoável.

As condições assumidas para a adoção do modelo são as seguintes:

1. O mesmo tremor é injetado em cada repetidor . Esta afirmação é razoável se considerarmos que o tremor sistemático acumula muito mais rapidamente que o tremor devido a causas não sistemáticas. O tremor sistemático normalmente está associado ao padrão que , obviamente, é o mesmo para todos os repetidores.
2. Todas as fontes de tremor podem ser aproximadas por uma fonte de ruído branco, representando o tremor adicionado com cada repetidor. Esta hipótese também é razoável em vista da faixa estreita dos filtros utilizados nos circuitos de extração de relógio.
3. O tremor soma linearmente de repetidor para repetidor.
4. Considerando o nosso caso presente, em que o circuito de extração de relógio é constituído por circui

to tanque, o efeito deste no tremor pode ser expresso como uma filtragem passa-baixa dada por:

$$\theta_0 = \frac{1}{1+j(f/B)} \theta_i \quad (\text{II.20})$$

onde  $\theta_i$  é o tremor de entrada

$\theta_0$  é o tremor de saída

$B = f_0/2Q =$  metade de banda passante do tanque

Este modelo pode ser representado pela Fig. II.7, e teve um desenvolvimento algébrico bastante interessante por Waldman [7].

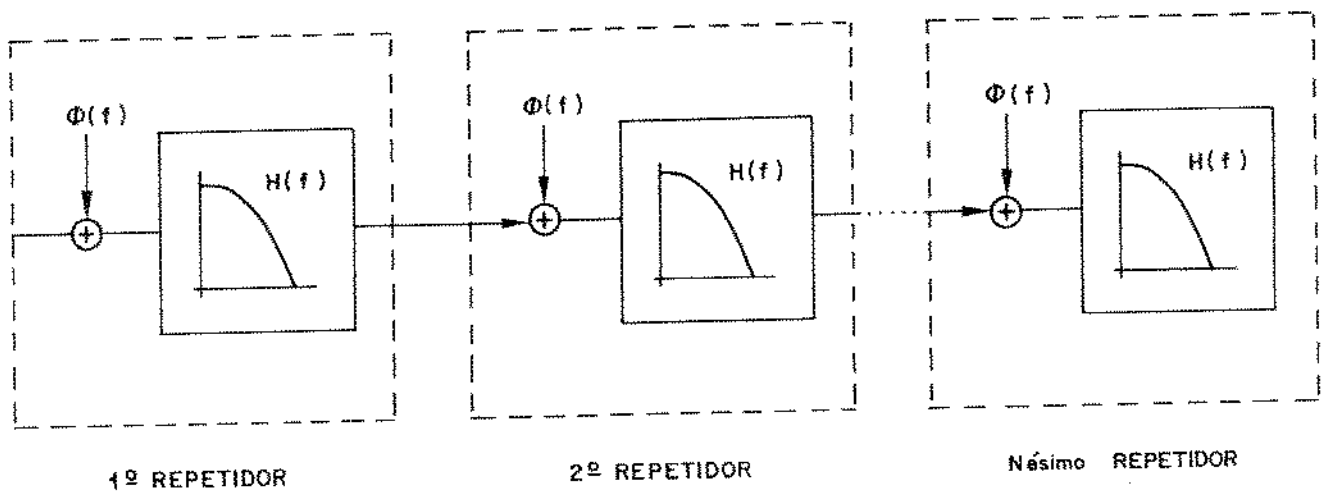


Fig. II.7 - Modelo de acumulação de tremor de linha

Portanto, o tremor à saída dos N primeiros repetidores de uma linha, considerando uma fonte sem tremor, é dado por:

$$\begin{aligned} \theta_1(f) &= \Phi(f) H(f) \\ \theta_2(f) &= \Phi(f) [H(f) + H^2(f)] \\ &\vdots \\ \theta_N(f) &= \Phi(f) [H(f) + H^2(f) + \dots + H^N(f)] \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Portanto, genericamente, para o N-ésimo repetidor, e considerando a função de transferência dada pela eq.(II.20), temos:

$$\theta_N(f) = \phi(f) \sum_{i=1}^N \left[ \frac{1}{1+jf/B} \right]^i \quad (II.22)$$

$$\theta_N(f) = \begin{cases} \phi(f) \frac{B}{jf} \left[ 1 - \left( \frac{1}{1+jf/B} \right)^N \right] & f \neq 0 \\ N\phi(f) & f = 0 \end{cases} \quad (II.23)$$

Para a avaliação do crescimento do tremor, vamos considerar o espectro de potência deste e seu valor quadrático médio. Lembrando-se que o tremor adicionado a cada repetidor pode ser considerado ruído branco, a função densidade espectral de potência pode ser dada por:

$$G_N(f) = \begin{cases} \phi \left( \frac{B}{f} \right)^2 \cdot \left| 1 - \left( \frac{1}{1+jf/B} \right)^N \right|^2 & f \neq 0 \\ N^2 \phi & f = 0 \end{cases} \quad (II.24)$$

e o valor quadrático médio por:

$$\overline{\theta_N^2(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} G_N(f) df \quad (II.25)$$

fazendo-se  $f/B = \tan \alpha$  temos que:

$$H(f) = \frac{1}{1+jf/B} = \cos \alpha e^{-j\alpha} \quad (II.26)$$

Substituindo na eq.(II.24) obtemos

$$G_N(f) = \phi \cot^2 \alpha [1 + \cos^{2N} \alpha - 2 \cos^N \alpha \cdot \cos N\alpha] \quad (II.27)$$

Fazendo uma troca de variáveis na eq.(II.25) obtemos:

$$df = \frac{B}{\cos^2 \alpha} d\alpha \quad (II.28)$$

$$\overline{\theta_N^2} = \phi B \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{1 + \cos^{2N} \alpha - 2 \cos^N \alpha \cdot \cos N\alpha}{\sin^2 \alpha} d\alpha \quad (II.29)$$

Por meio desta equação, podemos traçar o padrão de crescimento do tremor, dado pela Fig. II.8 e o espectro de frequência do tremor, dado pela expressão (II.24) e apresentado na Fig. II.9.

Algumas observações importantes podem ser feitas:

Observando-se a eq.(II.29) e a Fig. II.8, nota-se que a acumulação do tremor será inversamente proporcional a  $Q^{1/2}$ , porém o padrão de acumulação independe do circuito tanque.

Quanto maior for a linha digital, mais o tremor irá se acumulando nas baixas frequências.

Supondo um número infinito de repetidores, a eq.(II.24) para frequências diferentes de zero fica sendo:

$$G(f) = \phi \left( \frac{B}{f} \right)^2 \quad (II.30)$$

Fica patente, portanto, que somente no caso da presença de termos de frequência não nula do tremor é que este acumulará indefinidamente, pois é a única componente que não tenderá a um limite finito.

## II.7 - TREMOR RELATIVO

Sob o ponto de vista do repetidor, o que interessa para o seu desempenho é o tremor relativo, pois em última análise é quem vai fazer com que o sinal equalizado seja amostrado fora de seu instante ótimo, e portanto tenha o seu desempenho deteriorado.

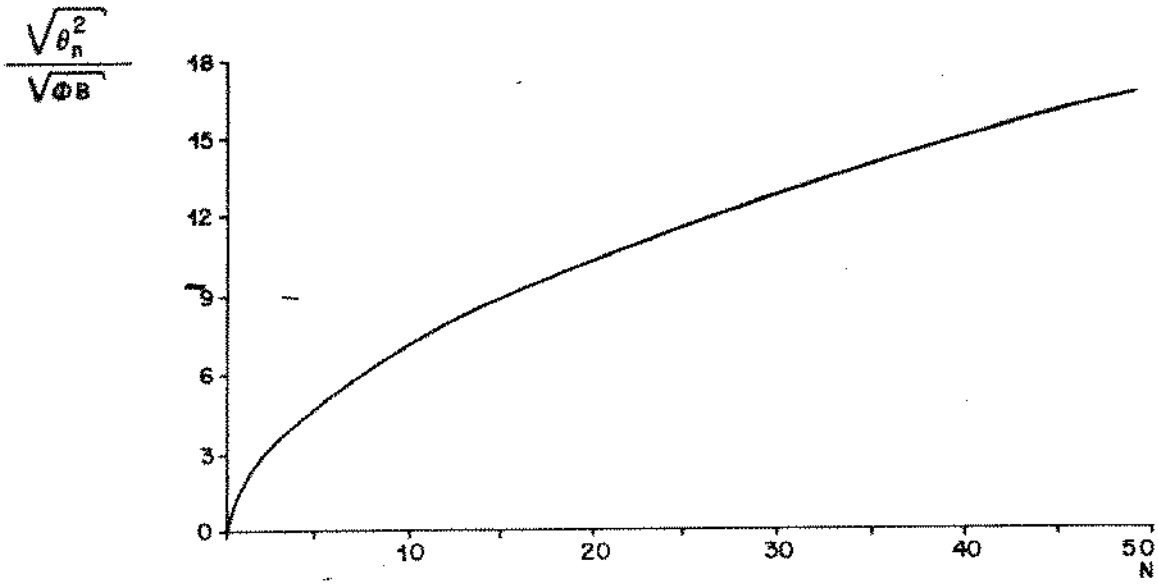


Fig. II.8 - Padrão de acumulação de tremor

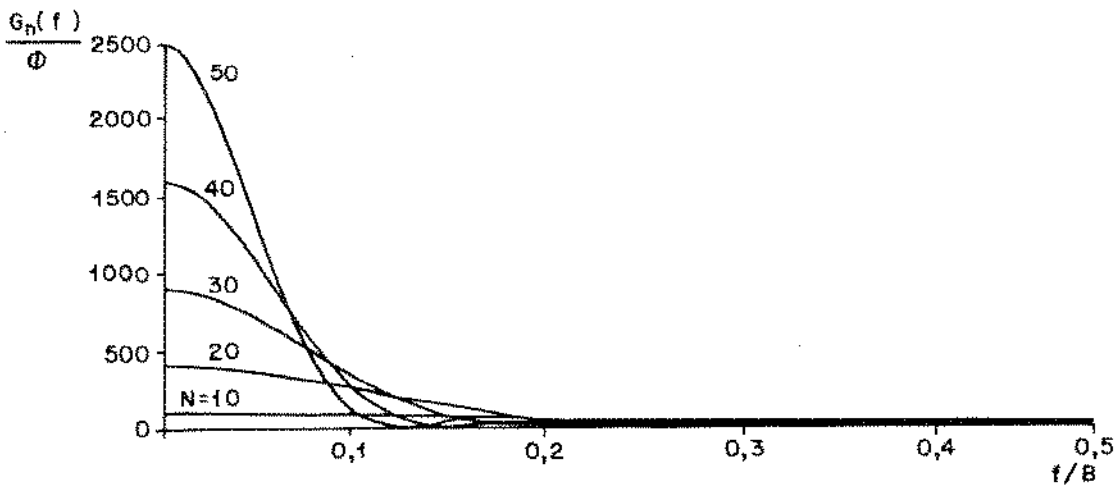
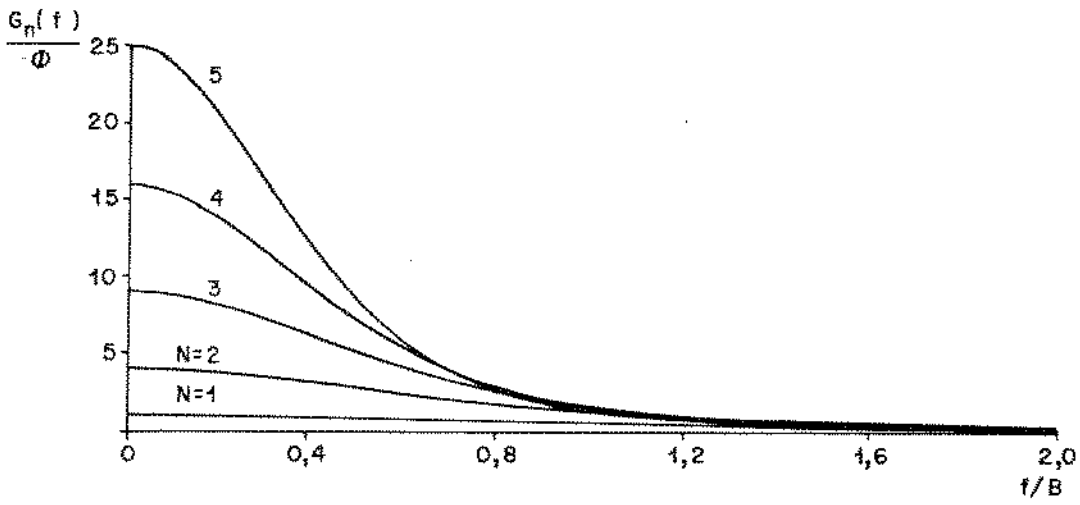


Fig. II.9 - Espectro de potência do tremor para vários com  
primentos de linha



Atendo-nos ao modelo para acumulação já apresentado, e lembrando que por tremor relativo entende-se a diferença de fase entre a saída e a entrada, o tremor de alinhamento pode ser expresso por:

$$\Delta\theta(f) = \theta_N(f) - \theta_{N-1}(f) \quad (II.31)$$

Voltando à eq.(II.21), podemos modificar a expressão (II.31), obtendo:

$$\Delta\theta_N(f) = \Phi(f) H^N(f) \quad (II.32)$$

onde  $\Delta\theta_N(f)$  = Transformada de Fourier - o tremor de alinhamento no N-ésimo repetidor.

Portanto, utilizando-se a expressão (II.20), temos que a densidade espectral de potência do tremor de alinhamento é dada por:

$$G_{aN}(f) = \Phi |H(f)|^{2N} = \Phi \cos^{2N} \alpha \quad (II.33)$$

onde  $\tan \alpha = f/B$ .

O valor RMS do tremor de alinhamento é dado então por:

$$\overline{\Delta\theta_N^2} = \Phi B \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^{2N-2} \alpha d\alpha \quad (II.34)$$

Temos então que:

$$\overline{\Delta\theta_N^2} = \frac{\pi \Phi B (2N-2)!}{2^{2N-2} [(N-1)!]^2} \quad (II.35)$$

Para N grandes, podemos aplicar a fórmula de Stirling para números grandes e obter a expressão (II.34)

$$\overline{\Delta\theta_N^2} = \Phi B \sqrt{\frac{\pi}{N}} \quad (II.36)$$

A expressão (II.35) foi plotada na Fig. II.10.

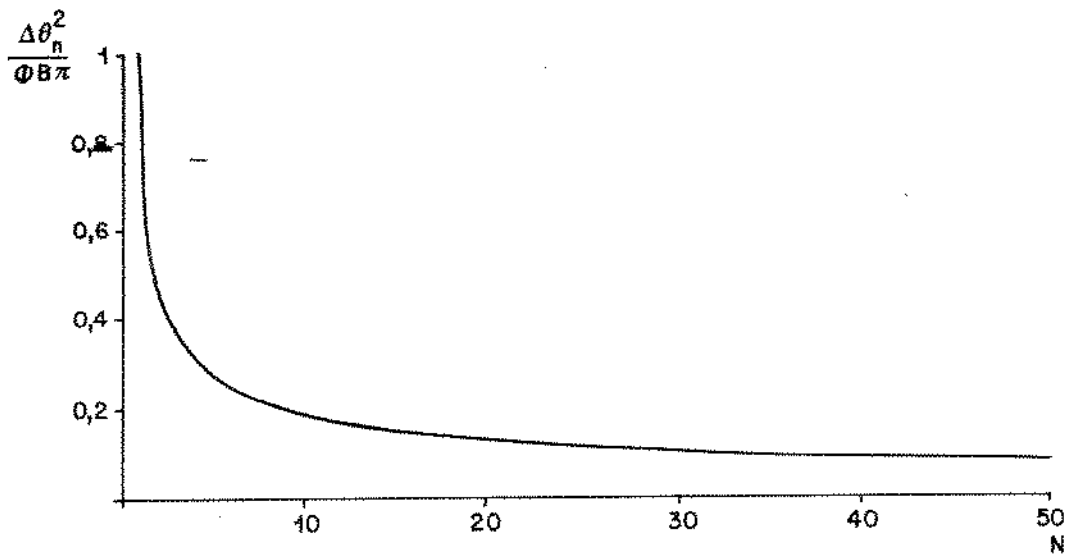


Fig. II.10 - Padrão de crescimento do tremor de alinhamento quadrático médio.

Nota-se através da eq.(II.36) e da Fig.(II.10) que, apesar do tremor absoluto acumular, o tremor de alinhamento tende a diminuir.

Outro ponto a ser observado é que aqui também o tremor RMS é inversamente proporcional  $Q^{1/2}$ .

Sob o ponto de vista de acumulação de tremor, já vimos que valores de  $Q$  alto são desejáveis.

E sob o ponto de vista da aceitação de tremor? Qual deve ser o requisito a ser satisfeito?

Suponhamos que o tremor seja senoidal, de frequência  $f$  e amplitude  $A$ . Pelas eqs.(II.20) e (II.26) temos que:

$$\theta_0 = A \cos \alpha e^{-j\alpha} \quad (II.37)$$

O tremor relativo é dado então por:

$$\theta_r = |\theta_0 - \theta_i| = |A(1 - \cos \alpha e^{-j\alpha})| \quad (II.38)$$

$$\theta_r = A \sqrt{(1 - \cos^2 \alpha)^2 + (\sin \alpha \cos \alpha)^2} \quad (II.39)$$

Simplificando (II.39):

$$\theta_r = A \operatorname{sen} \alpha = A \frac{f/B}{\sqrt{1+(f/B)^2}} \quad (\text{II.40})$$

Substituindo B por Q, temos:

$$\theta_r = \frac{A \frac{2Qf}{f_0}}{\sqrt{1+\left(\frac{2Qf}{f_0}\right)^2}} \quad (\text{II.41})$$

O tremor relativo não deve ultrapassar um valor limite,  $\theta_{r\max}$ , sob pena de termos uma degradação muito grande do desempenho do repetidor. Temos então que:

$$\theta_{r\max} \geq \theta_r = \frac{A \frac{2Qf}{f_0}}{\sqrt{1+\left(\frac{2Qf}{f_0}\right)^2}} \quad (\text{II.42})$$

$$\theta_{r\max}^2 + \theta_{r\max}^2 \left(\frac{2Qf}{f_0}\right)^2 \geq A^2 \left(\frac{2Qf}{f_0}\right)^2 \quad (\text{II.43})$$

Temos portanto:

$$\left(\frac{2Qf}{f_0}\right)^2 \leq \frac{\theta_{r\max}^2}{(A^2 - \theta_{r\max}^2)} \quad (\text{II.44})$$

Analisando o resultado obtido, vê-se claramente a dificuldade da aceitação de tremores de alta frequência por repetidores com Q altos.

O CCITT [2] recomenda uma máscara de tremor aceitável para interfaces digitais. Um pequeno estudo foi feito em [8] mostrando que estas máscaras podem limitar bastante os valores de Q aceitáveis.

## II.8 - CONCLUSÃO

Tentou-se levantar ao longo deste capítulo a problemática do tremor, através da apresentação de modelos matemáticos que fossem simplificações, razoavelmente verossímeis, do comportamento deste fenômeno.

A conclusão a que se chega é que existem duas condições conflitantes: sob o ponto de vista de acumulação, o uso de Q's altos é recomendável, porém, sob o ponto de vista de aceitação de tremor ou variações na taxa de transmissão é recomendável o uso de Q's baixos.

O uso de circuitos constituídos de capacitores e indutores, formando um circuito tanque com fator Q por volta de 50 a 100, tem se revelado uma solução bastante boa e muito utilizada na prática. A dificuldade de se sintonizar precisamente este tipo de circuito não vai gerar tremores inaceitáveis pelo fato do Q ser relativamente baixo.

Outras alternativas para extração de relógio podem ser usadas, como por exemplo, PLL ou filtros passa-baixa em cristal.

Os PLL apresentam como grande inconveniente o consumo e a possibilidade de ganho de tremor, analisada por Roza [9].

Entre as vantagens do PLL, podemos citar a ausência da conversão da amplitude para fase, pois a amplitude do oscilador controlado à tensão não é função da sequência, e portanto a ausência de uma das principais fontes de tremor acumulativa.

O uso de filtros passa-faixa a cristal para a extração de relógio tem um emprego bastante restrito. Devido ao altíssimo Q obtido, normalmente maior que 1000, a aceitação de tremor é bastante pequena, porém a acumulação será também bastante reduzida. O problema da dissintonia é contornável, pois os cristais são componentes com uma estabilidade de frequência bastante grande, e portanto a frequência central desses filtros possui uma estabilidade compatível com o alto Q adotado.

CAPÍTULO III

ANÁLISE DA RESPOSTA DO CIRCUITO TANQUE

### III.1 - INTRODUÇÃO

A ferramenta que utilizaremos na análise da acumulação do tremor será a simulação em computador digital.

— Será utilizado um modelo apresentado por Borelli [10], e posteriormente ampliado para considerar a interferência entre pulsos por Silveira [11]. O modelo será expandido para considerar uma linha de repetidores, levando-se em conta as três principais causas de tremor: dessintonia, interferência entre pulsos e conversão de amplitude para fase.

### III.2 - SIMULAÇÃO DA RESPOSTA IMPULSIVA DO CIRCUITO TANQUE

Na Fig. III.1 temos o esquema do circuito tanque LC.

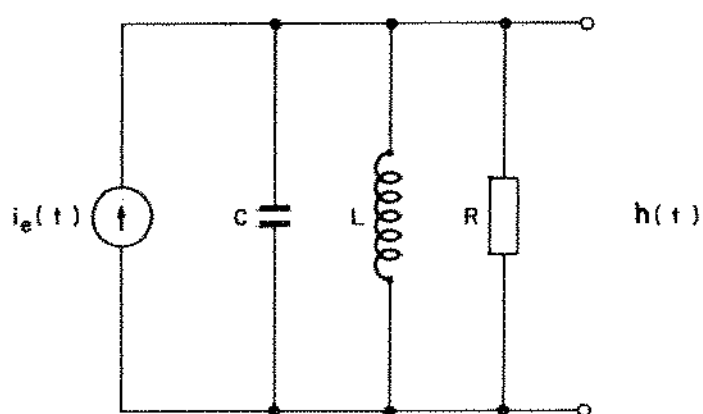


Fig. III.1 - Esquema do circuito tanque

Temos então que:

$$i_e(t) = \frac{Cdh(t)}{dt} + \frac{h(t)}{R} + \frac{1}{L} \int h(t)dt \quad (III.1)$$

Supondo as condições iniciais iguais a zero e aplicando a transformada de Laplace:

$$H(S)SC + \frac{H(S)}{R} + \frac{H(S)}{SL} = I_e(S) \quad (III.2)$$

Como estamos interessados na resposta impulsiva do sistema, fazemos:

$$I_e(S) = L(\delta(t)) = 1 \quad (\text{III.3})$$

onde:  $\delta(t)$  é um impulso unitário.

Temos então:

$$H(S) = \frac{1}{C} \frac{S}{S^2 + \frac{1}{RC}S + \frac{1}{LC}} \quad (\text{III.4})$$

Os polos  $H(S)$  são dados por:

$$S_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (\text{III.5})$$

Podemos definir então:

$Q = 2\pi f_r RC$  - fator de qualidade

$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  - frequência de ressonância

Para que as raízes tenham uma componente complexa grande, e portanto a resposta seja oscilatória, fazemos:

$$\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 \ll \frac{1}{LC} \quad (\text{III.6})$$

e verificando que:

$$\frac{1}{2RC} = \frac{\omega_r}{2Q} = \frac{1}{2Q\sqrt{LC}} \quad (\text{III.7})$$

temos:

$$S_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (\text{III.8})$$

$$-S_{1,2} = -\frac{\pi f_r}{Q} \pm j 2 \pi f_0 \quad (\text{III.9})$$

onde

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (\text{III.10})$$

frequência natural de  
oscilação

quando  $\frac{1}{4Q^2} \ll 1 \Rightarrow f_0 \cong f_r$

A equação da função de transferência pode ser colocada na forma

$$H(S) = \frac{1}{C} \frac{S}{(S-S_1)(S-S_2)} \quad (\text{III.11})$$

cuja transformada inversa é dada por

$$h(t) = \frac{1}{C} \frac{S_2 e^{S_2 t} - S_1 e^{S_1 t}}{S_2 - S_1} \quad (\text{III.12})$$

Desenvolvendo a eq. (III.12) obtemos:

$$h(t) = \frac{1}{C} e^{-\pi/Q f_0 t} \left( -\frac{1}{2Q} \sin 2\pi f_0 t + \cos 2\pi f_0 t \right) \quad (\text{III.13})$$

$$h(t) = R_e \left[ \frac{1}{C} \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) e^{-\eta t} e^{j 2\pi f_0 t} \right] \quad (\text{III.14})$$

onde:  $\eta = \frac{\pi f_0}{Q}$



### III.3 - RESPOSTA DO CIRCUITO TANQUE À UMA SÉRIE DE IMPULSOS

Os pulsos que excitam o circuito tanque não são igualmente espaçados devido à interferência entre pulsos e ao tremor do repetidor anterior. A interferência entre pulsos provoca também uma variação na amplitude destes pulsos. Uma expressão para o trem de pulsos que excita o circuito tanque pode ser dada por:

$$y(t) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} A_n \delta(t - NT - t_{0n}) \quad (\text{III.15})$$

onde  $A_n$  é a amplitude do N-ésimo pulso

$t_{0n}$  - deslocamento em relação ao nominal devido à interferência entre pulsos e devido ao tremor do repetidor anterior

A forma de cálculo da amplitude e fase dos impulsos será vista em um dos próximos itens. Vamos aqui considerar apenas a sua existência.

A resposta do circuito tanque ao trem de pulsos descrito pela eq. (III.15) será dada por:

$$S(t) = y(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (\text{III.16})$$

$$S(t) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} A_n h(t - NT - t_{0n}) \quad (\text{III.17})$$

Portanto temos:

$$S(t) = R_e \left\{ M e^{j\theta} \sum_{N=-\infty}^{\infty} \left[ A_n e^{-\eta(t-NT-t_{0n})} e^{j2\pi f_0(t-NT-t_{0n})} \right] \right\}$$

onde:

$$M = \frac{1}{C} \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \quad (\text{III.18})$$

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

Considerando o caso ideal em que o circuito tanque está sintonizado exatamente na frequência de repetição dos pulsos, ou seja,  $f_r = 1/T = f_0$ , temos:

$$S(t) = R_e \left\{ M e^{j\theta} \sum_{N=-\infty}^{\infty} \left[ A_n e^{-\eta(t-NT-t_{0n})} e^{j2\pi f_r(t-NT-t_{0n})} \right] \right\} \quad (\text{III.19})$$

Podemos expressar o sinal  $S(t)$  na forma de uma portadora modulada em fase e amplitude.

$$S(t) = R_e \left[ M A(t) e^{(j2\pi f_r t + \phi)} \right]$$

onde:

$$A(t) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} A_n e^{-\eta(t-NT-t_{0n})} e^{j2\pi[f_r(t-NT-t_{0n}) - f_r t]} \quad (\text{III.20})$$

#### III.4 - ANÁLISE DO SINAL $S(t)$

Os zeros de  $S(t)$  e, por conseguinte, os instantes de amostragem são determinados pelo fasor

$$A(t) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} A_n \cdot e^{-\eta(t-NT-t_{0n})} \cdot e^{j2\pi f_0(t-NT-t_{0n})} \quad (\text{III.21})$$

onde:  $A_n$  = amplitude do N-ésimo pulso

$2\pi f_0 t_{0n}$  = fase do N-ésimo pulso

caso não ocorra pulso  $A_n = 0$ .

Supondo que exista o M-ésimo pulso, ele ocorrerá no instante

$$t = MT + t_{0m} \quad (\text{III.22})$$

Considerando o instante imediatamente anterior a chegada deste M-ésimo pulso, substituindo (III.22) em (III.21), temos que  $A(t)$  pode ser escrito da forma

$$A(t_m - t_{0m}) = \sum_{N=-\infty}^{M-1} A_n e^{-\eta[(M-N)T - t_{0n} + t_{0m}]} e^{j2\pi f_0[(M-N)T - t_{0n} + t_{0m}]} \quad (\text{III.23})$$

Supondo a ocorrência de um pulso no instante  $(M-1)T + t_{0m-1}$  a eq. (III.23) fica sendo:

$$A(t_{m-1} + t_{0m-1}) = \sum_{N=-\infty}^{M-1} A_n e^{-\eta[(M-N-1)T - t_{0n} + t_{0m-1}]} e^{j2\pi f_0[(M-N-1)T - t_{0n} + t_{0m-1}]} \quad (\text{III.24})$$

Comparando a eq. (III.24) com a (III.23) pode-se concluir que:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-1} + t_{0m-1}) e^{-\eta(T + t_{0m} - t_{0m-1})} e^{j2\pi f_0(T + t_{0m} - t_{0m-1})} \quad (\text{III.25})$$

Logo após a chegada do M-ésimo pulso, temos:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-1} + t_{0m-1}) e^{-\eta(T + t_{0m} - t_{0m-1})} e^{j2\pi f_0(T + t_{0m} - t_{0m-1})} + A_m \quad (\text{III.26})$$

Considerando o caso ideal em que  $f_0 = 1/T$  e normalizando os atrasos  $t_{0n}$  em relação ao período, a eq. (III.26) torna-se:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-1} + t_{0m-1}) e^{(-\pi/Q)(1 + t_{0m} - t_{0m-1})} e^{j2\pi(t_{0m} - t_{0m-1})} + A_m \quad (\text{III.27})$$

Uma ilustração para o que ocorre na eq. (III.27) é dado pela Fig. III.2.

Generalizando a eq. (III.27) para o caso em que o último pulso antes do M-ésimo tenha ocorrido à K janelas temporais, ou seja,

$$t = (M-K)T + t_{0m-k}$$

temos

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-k} + t_{0m-k}) e^{(-\pi/Q)(K + t_{0m} - t_{0m-k})} e^{j2\pi(t_{0m} - t_{0m-k})} \quad (\text{III.28})$$

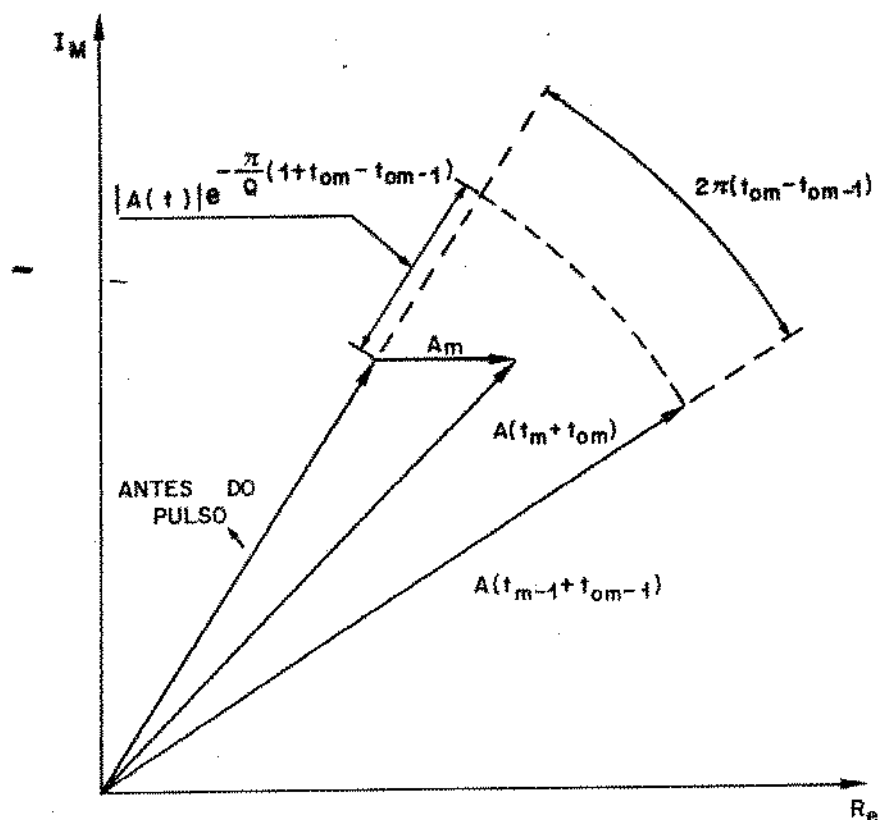


Fig. III.2 - Comportamento da saída do circuito tanque

Analisando a eq.(III.28) podemos chegar a algumas conclusões importantes:

1. Para conhecermos o fasor  $A(t)$  antes do instante de ocorrência do  $M$ -ésimo pulso, basta conhecermos o seu valor após a ocorrência do pulso anterior; e assim sucessivamente. Desta maneira, temos uma equação de recorrência, de tal modo que, a partir das condições iniciais e conhecendo-se a sequência de pulsos incidente, podemos ir simulando o comportamento do circuito tanque ao longo do tempo.
2. A cada período, o sinal complexo  $A(t)$  decresce em módulo de  $e^{-\pi/Q}$  e gira em fase de  $2\pi$ . Se o intervalo de tempo entre dois pulsos adjacentes for diferente de um período, estes valores serão corrigidos proporcionalmente.

Este é o modelo do circuito tanque que será usado na nossa simulação. Com a eq.(III.28) temos condições de considerar apenas a acumulação do tremor e o tremor devido à interferência entre pulsos.

### III.5 - DESSINTONIA

O que ocorre normalmente na prática é que a frequência de ressonância do circuito tanque,  $f_0$ , não é igual à frequência de repetição dos pulsos,  $f_r$ . Podemos então expressar  $f_r$  em função de  $F$  da seguinte forma:

$$f_0 = f_r + \sigma_f \quad (\text{III.29})$$

onde:  $f_0$  = frequência de ressonância do circuito tanque

$f_r$  = frequência de repetição dos bits

$\sigma_f$  = diferença de frequência entre a frequência de ressonância e a frequência de repetição dos pulsos. É a dessintonia.

Esta dessintonia é expressa normalmente como uma fração da frequência de repetição dos pulsos. Temos portanto que:

$$f_0 = f_r(1 + D)$$

$$\text{onde: } D = \frac{\delta_f}{f_r} \quad (\text{III.30})$$

Os valores típicos para a dessintonia são por volta de 0,1%.

Substituindo a eq.(III.30) na eq.(III.26) obtemos:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-1} + t_{0m-1}) e^{(-\pi/Q)f_r(1+D)(T+t_{0m}-t_{0m-1})} \cdot e^{j2\pi f_r(1+D)(T+t_{0m}-t_{0m-1})} + A_m \quad (\text{III.31})$$

Temos então:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-1} + t_{0m-1}) e^{(-\pi/Q)(1+D)(1+t_{0m}-t_{0m-1})} \cdot e^{j2\pi[D+(1+D)(t_{0m}-t_{0m-1})]} + A_m \quad (\text{III.32})$$

Generalizando para pulsos adjacentes separados por  $K$

janelas temporais temos:

$$A(t_m + t_{0m}) = A(t_{m-k} + t_{0m-k}) e^{(-\pi/Q)(1+D)(K+t_{0m}-t_{0m-k})} \cdot e^{j2\pi(KD+(1+D)(t_{0m}-t_{0m-k}))} + A_m \quad (\text{III.33})$$

Comparando-se a eq.(III.33) com a eq.(III.28), podemos apontar como grande diferença o fato de que mesmo que os pulsos estejam igualmente espaçados haverá uma variação de fase de  $2\pi D$  por janela temporal. Isto porque o circuito tanque tende a ir para a sua frequência de ressonância.

Um esquema vetorial do que ocorre no caso dessintonia é mostrado na Fig. III.3.

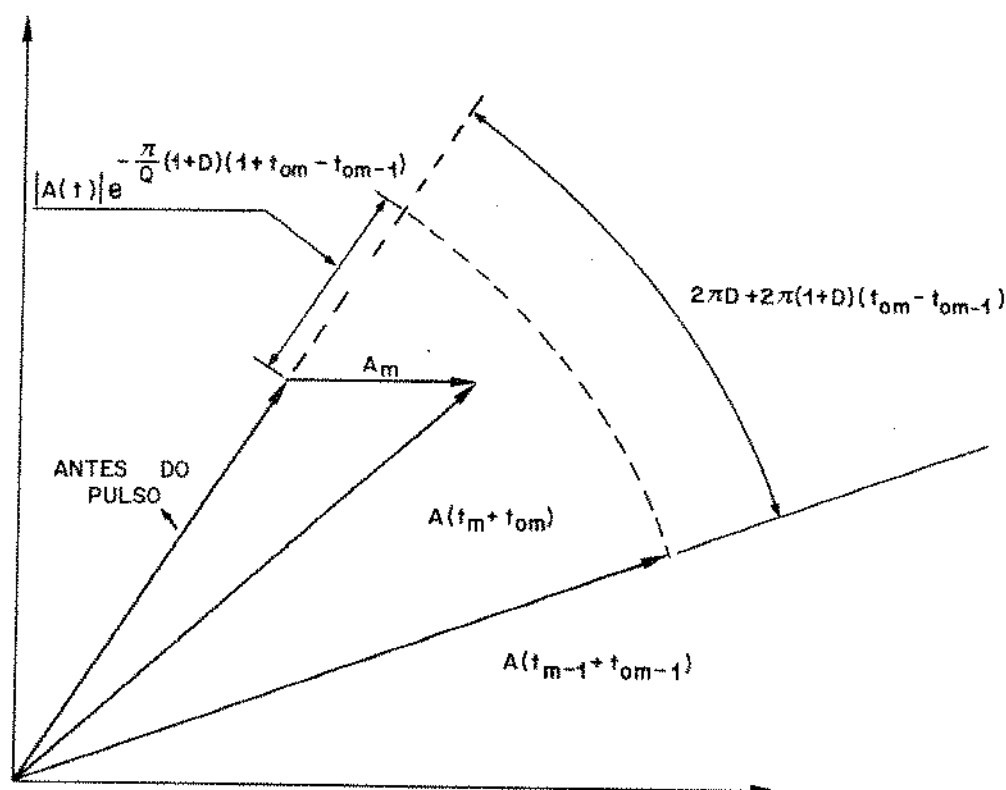


Fig. III.3 - Diagrama vetorial considerando dessintonia

### III.6 - CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE

Como já foi visto, a amostragem será comandado por pul

soz gerados no cruzamento de zero positivo da senóide obtida pelo circuito tanque. Neste caso, a amplitude do sinal não terá influência nenhuma na fase da saída. Porém, o que ocorre na prática é que os comparadores que geram estes pulsos normalmente tem um pequeno dẽsvio no nível de referência, e isto faz com que os pulsos não sejam gerados exatamente no cruzamento de zero, e sim em um ponto mais acima ou mais abaixo. Desta forma, a amplitude do sinal passa a ter influência no amostragem e portanto na fase da saída. Na Fig. III.4 e III.5 temos uma ilustração deste fenômeno.

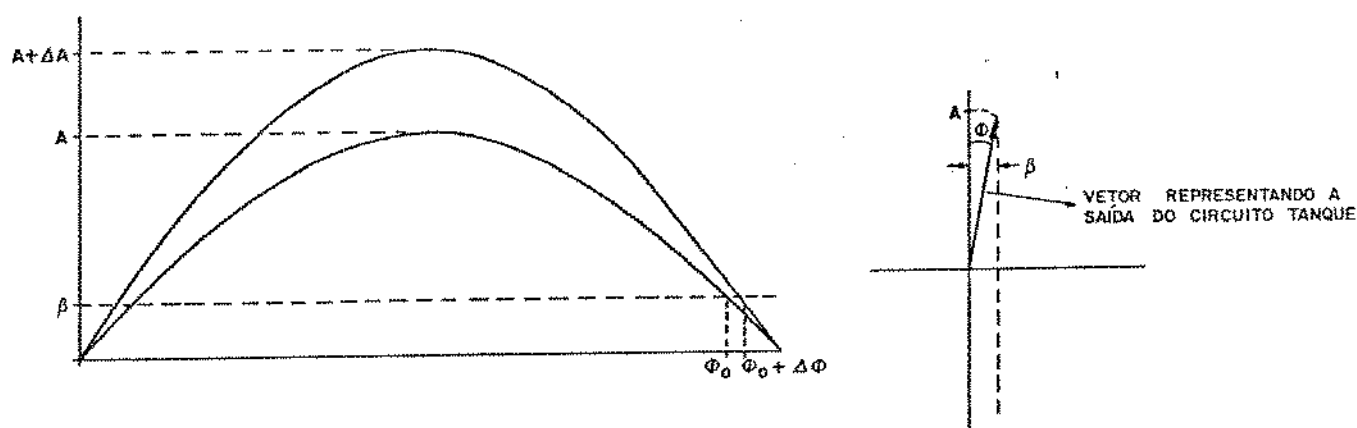


Fig. III.4 - Esquema vetorial para a conversão de amplitude para fase

Algebricamente, esta dependência pode ser expressa da seguinte maneira:

$$A \sin \phi = \beta \quad (\text{III.34})$$

onde:  $A$  = amplitude da senóide

$\phi$  = diferença de fase devido à conversão de amplitude para fase

$\beta$  = nível de gatilhamento dos pulsos de amostragem

Temos portanto:

$$\phi = \sin^{-1} \frac{\beta}{A} \quad (\text{III.35})$$

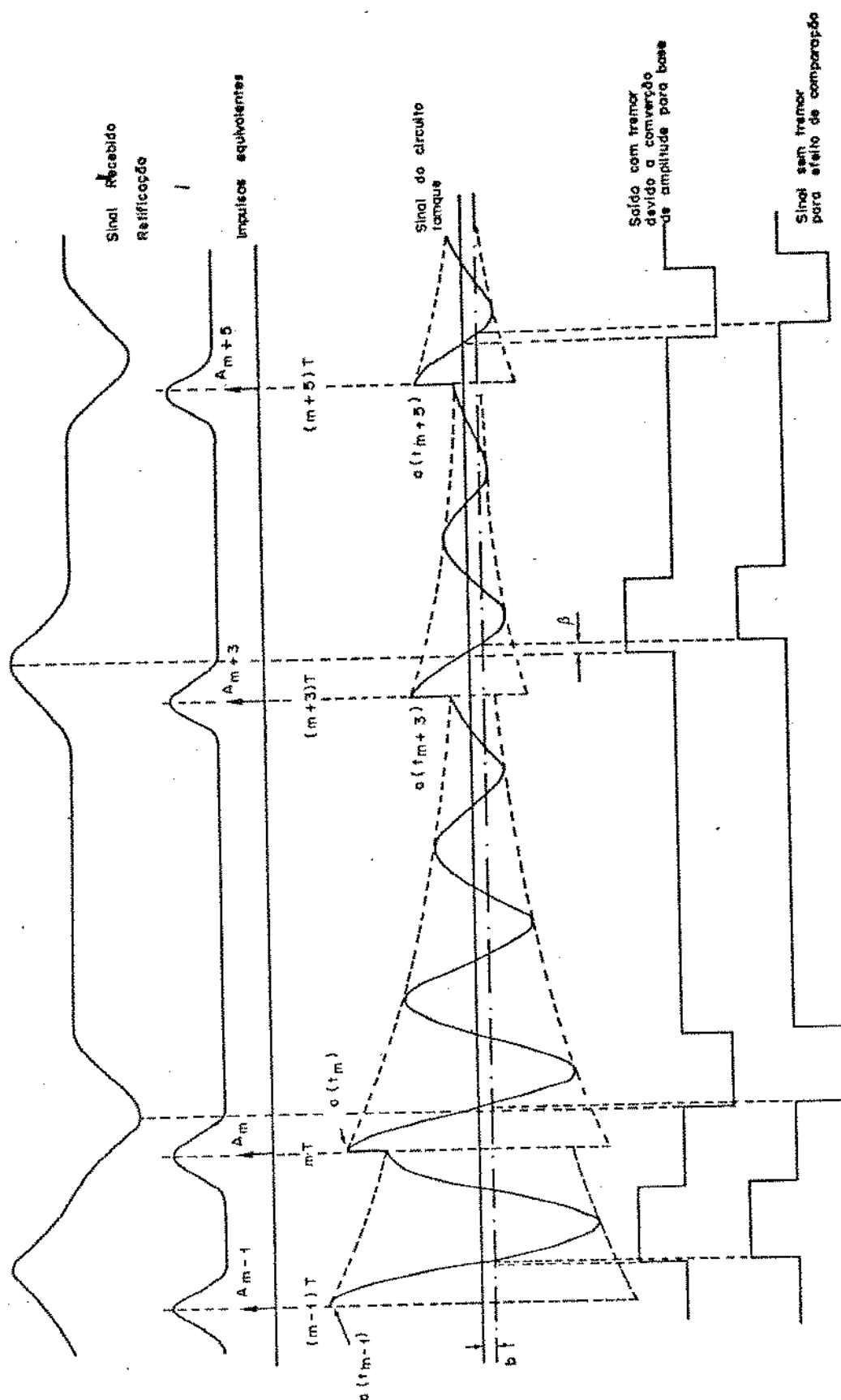


Fig. III.5 - Efeito da conversão de amplitude para fase no sinal regenerado



Como os valores de  $\beta/A$  são muito pequenos (tipicamente 0,02) temos que:

$$\phi \cong \frac{\beta}{A} \quad (\text{III.36})$$

Esta fase devida à conversão de amplitude para fase se soma à fase do vetor saída do circuito tanque. Portanto, a fase da amostragem e consequentemente a fase do pulso à saída do repetidor será a soma destas duas componentes. Ou então:

$$\gamma = \theta + \phi \quad (\text{III.37})$$

onde:  $\gamma$  = fase do pulso à saída do repetidor, a menos de uma constante devido a atrasos necessários para a amostragem

$\theta$  = fase do vetor

$\phi$  = componente da conversão de amplitude para fase

### III.7 - INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS - CONCEITO DE IMPULSOS EQUIVALENTES

A interferência entre pulsos faz com que o sinal à entrada da não-linearidade seja distorcido, atenuado e deslocado em relação ao seu instante nominal de ocorrência. Isto fica patente na Fig. III.6, onde estão representados os pulsos para três situações diferentes: uma sem nenhuma interferência entre pulsos, uma que é resultado da sequência ...01100... e outra resultado da sequência ...00110..., onde o bit central (interferido) é sublinhado.

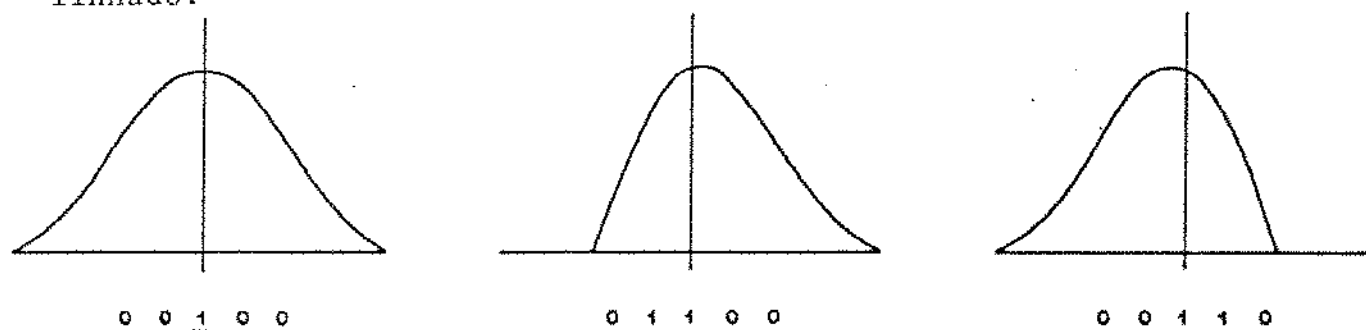


Fig. III.6 - Distorções provocadas pela interferência entre pulsos ( $\alpha=1$ )

Por isto, não podemos supor que o circuito tanque este ja sendo excitado por um trem de impulsos que sejam igualmente espaçados, e que tenham amplitudes sempre constantes.

- O nosso objetivo será propor a substituição destes pulsos deformados por impulsos que tenham a amplitude e fase dependentes das formas destes pulsos, ou seja, impulsos equivalentes a estes pulsos.

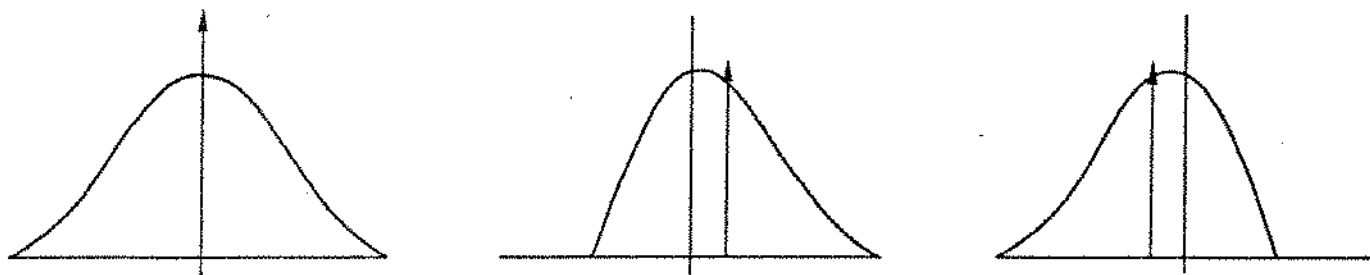


Fig. III.7 - O Impulso equivalente

Esta substituição é possível pelos seguintes motivos:

- Os pulsos são todos confinados no tempo e razoavelmente estreitos.
- Após o término de uma excitação confinada no tempo a resposta do tanque é rigorosamente igual a de um impulso que tenha a mesma energia e o mesmo "centro de gravidade" do pulso, ou seja, a um impulso equivalente [11].

Desta forma, supondo que os pulsos que excitam o circuito tanque não se sobreponham, temos que a expressão III.15 pode substituir este trem de pulsos, justificando assim o desenvolvimento adotado para a resposta do circuito tanque.

#### III.7.1 - Intervalo de Interesse para a Interferência entre Pulsos

O pulso equalizado é do tipo cosseno levantado, dado pela eq.(III.38), com fator de excesso de faixa e normalmente maior que 0,3.

$$f(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos\left(\alpha \frac{\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2} \quad (\text{III.38})$$

onde:  $1/T$  = fator de bits

$\alpha$  = fator de excesso de faixa

Na Fig. III.8 foi traçado o comportamento desta função no tempo para valores de  $\alpha$  variando de 0 até 1.

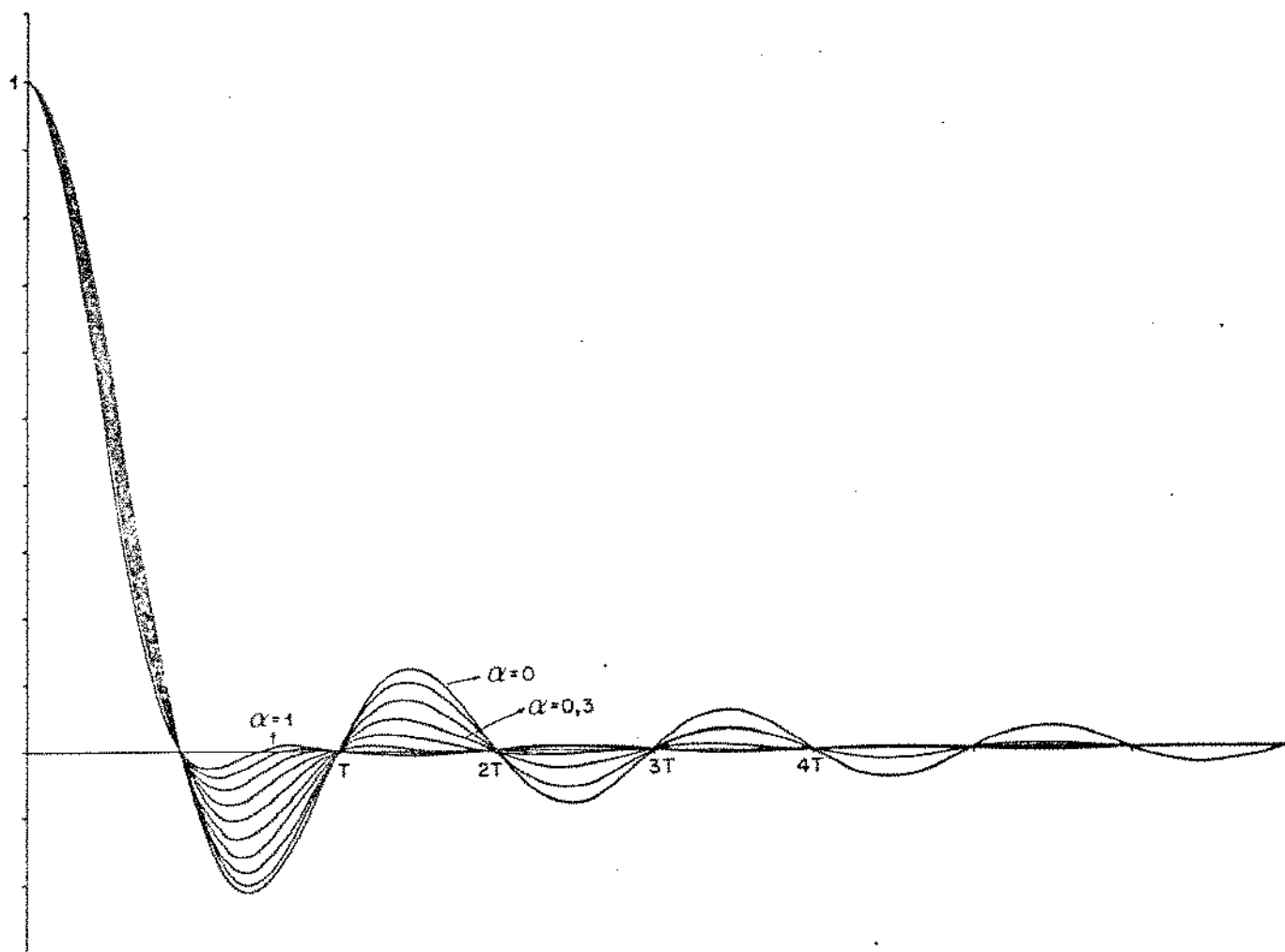


Fig. III.8 - Função cosseno levantado para  $0 \leq \alpha \leq 1$

Pode-se notar que a interferência de um pulso em outro distante

de mais que duas janelas temporais, para valores de  $\alpha$  maiores que 0,3, é praticamente desprezível. Para  $\alpha$  menores ou iguais a 0,3 este intervalo, de duas janelas temporais, é muito pequeno e provocará erros muito grandes. Vamos porém considerar o caso mais geral em que temos um fator de excesso de faixa grande, portanto só precisaremos considerar duas janelas temporais de cada lado. A não linearidade empregada para se gerar os pulsos de excitação do circuito tanque é do tipo retificação e ceifamento, portanto os pulsos serão todos positivos. Outra característica ditada pela não linearidade empregada é que quando ocorrer um zero, a interferência gerada pelos pulsos adjacentes não será capaz de ultrapassar o limiar de ceifamento e portanto não haverá pulso.

Os códigos de linha a serem usados são o HDB3 e o AMI.

Pelas características destes códigos temos que pulsos adjacentes devem ter polaridade invertida. O fato do código HDB3 admitir violações a esta regra, não provocará alterações nos impulsos equivalentes, pois estas violações ocorrerão depois de 3 janelas temporais.

Levando em conta estes fatores, podemos montar a tabela da Fig. III.9 com todas as sequências que darão origem a um pulso excitando o circuito tanque, e conseqüentemente um impulso equivalente.

	a-2	a-1	a <sub>0</sub>	a <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>
1	0	0	1	0	0
2	-1	0	1	0	0
3	0	-1	1	0	0
4	1	-1	1	0	0
5	0	0	1	-1	0
6	-1	0	1	-1	0
7	0	-1	1	-1	0
8	1	-1	1	-1	0
9	0	0	1	0	-1
10	-1	0	1	0	-1
11	0	-1	1	0	-1
12	1	-1	1	0	-1
13	0	0	1	-1	1
14	-1	0	1	-1	1
15	0	-1	1	-1	1
16	1	-1	1	-1	1

Fig. III.9 - Combinações possíveis para os símbolos  $a_n$  interferentes

Baseado na tabela III.9, cada pulso (ou impulso equivalente) à entrada da não linearidade, pode ser um dos 16, dados pelas eqs. (III.39), considerando-se que  $f(t)$  é dado pela eq. III.

38

$$\begin{aligned}
 X_1(t) &= f(t) \\
 X_2(t) &= f(t) - f(t+2T) \\
 X_3(t) &= f(t) - f(t+T) \\
 X_4(t) &= f(t) - f(t+T) + f(t+2T) \\
 X_5(t) &= f(t) - f(t-T) \\
 X_6(t) &= f(t) - f(t+2T) - f(t-T) \\
 X_7(t) &= f(t) - f(t+T) - f(t-T) \\
 X_8(t) &= f(t) + f(t+2T) - f(t-T) - f(t+T) \\
 X_9(t) &= f(t) - f(t-2T) \\
 X_{10}(t) &= f(t) - f(t+2T) - f(t-2T) \\
 X_{11}(t) &= f(t) - f(t+T) - f(t-2T) \\
 X_{12}(t) &= f(t) + f(t+2T) - f(t+T) - f(t-2T) \\
 X_{13}(t) &= f(t) - f(t-T) + f(t-2T) \\
 X_{14}(t) &= f(t) - f(t+2T) - f(t-T) + f(t-2T) \\
 X_{15}(t) &= f(t) - f(t+T) - f(t-T) + f(t-2T) \\
 X_{16}(t) &= f(t) + f(t+2T) - f(t+T) - f(t-T) + f(t-2T)
 \end{aligned}
 \tag{III.39}$$

### III.7.2 - Desenvolvimento Algébrico do Conceito de Impulsos Equivalentes

Como já foi visto, o pulso distorcido pela interferência entre pulsos será substituído por um impulso deslocado de seu instante nominal e com a amplitude diminuída.

A não-linearidade adotada é do tipo retificação e ceifamento. Na Fig. III.10 é mostrado o efeito do ceifamento sobre os pulsos.

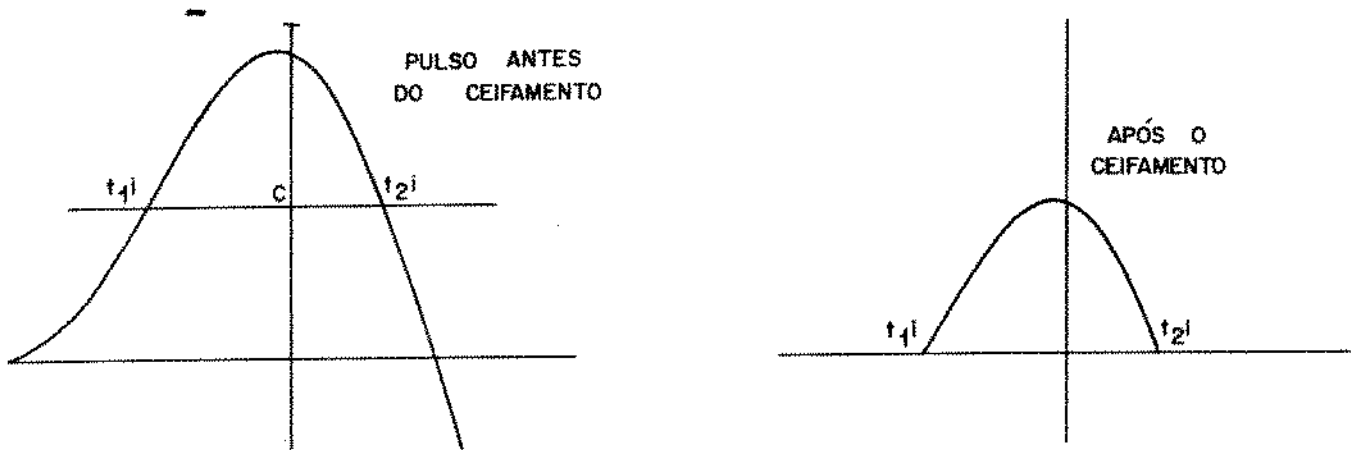


Fig. III.10 - Operação de Retificação e Ceifamento

Nota-se que os pulsos resultantes são limitados no tempo. Como os valores do nível de ceifamento  $C$  são maiores que 0,5, eles ocupam menos que 50% do período. Rowe [12] nos mostra que nestas condições estes pulsos podem ser tratados como impulsos sem se incorrer em erros significativos.

A resposta impulsiva do circuito tanque é dada por:

$$s(t) = A e^{-\eta(t-t_0)} e^{j2\pi f_0(t-t_0)} \quad (\text{III.40})$$

onde:  $\eta = \frac{\pi f_0}{Q}$

$A$  = amplitude do impulso

$t_0$  = defasagem do impulso

Rearranjando a eq. (III.40):

$$s(t) = A e^{(\eta-j2\pi f_0)t_0} e^{-(\eta-j2\pi f_0)t} \quad (\text{III.41})$$

A transformada de Fourier é dada por:

$$S(f) = A e^{(\eta - j2\pi f_0)t_0} \int_{t_0}^{\infty} e^{-(\eta j2\pi f_0)t} e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{III.42})$$

$$S(f) = \frac{A e^{-j2\pi t_0 f}}{\eta + j2\pi(f-f_0)} \quad (\text{III.43})$$

$$S(0) = \frac{A}{\eta - j2\pi f_0} \quad (\text{III.44})$$

$$S'(0) = \frac{-j2\pi A[t_0(\eta - j2\pi f_0) + 1]}{(\eta - j2\pi f_0)^2} \quad (\text{III.45})$$

Por outro lado, temos que a resposta do circuito tanque é dada por:

$$s(t) = h(t) * g(t) \quad (\text{III.46})$$

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2Q \frac{(f-f_0)}{f_0}} \quad (\text{III.47})$$

Portanto, para  $f=0$  temos que a saída do circuito tanque é dada por:

$$S(0) = \frac{G(0)}{1 - j2Q} \quad (\text{III.48})$$

Igualando-se a eq.(III.44) com a eq.(III.42) obtemos:

$$\frac{A}{\eta - j2\pi f_0} = \frac{G(0)}{1 - j2Q} \quad (\text{III.49})$$

Temos então que:

$$A = \eta G(0) \quad (\text{III.50})$$

Derivando-se a eq.(III.48) para  $f=0$ , obtemos:

$$- S'(0) = \frac{G'(0)[1-j2Q] - j \frac{2Q}{f_0} G(0)}{[1-j2Q]^2} \quad (\text{III.51})$$

Comparando-se as eqs.(III.45) e (III.51) obtemos:

$$G'(0)[1-j2Q] - j \frac{2Q}{f_0} G(0) = -j2\pi A[t_0(n-j2\pi f_0)+1] \quad (\text{III.52})$$

$$\begin{aligned} G(0) \left[ \frac{G'(0)}{G(0)} - j \frac{2G'(0)}{G(0)} Q - \frac{j2Q}{f_0} \right] = \\ = A_n \left[ -j2\pi t_0 - j2(-j2\pi t_0)Q - j \frac{2Q}{f_0} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

Portanto, por comparação, obtemos:

$$-j2\pi t_0 = \frac{G'(0)}{G(0)} \quad (\text{III.54})$$

mas temos que:

$$G'(0) = -j2\pi \int_{-\infty}^{\infty} t.g(t) dt \quad (\text{III.55})$$

Portanto, temos que:

$$t_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t.g(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt} \quad (\text{III.56})$$

$$A_n = G(0) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt \quad (\text{III.57})$$



onde:  $g(t)$  é um dos 16 pulsos possíveis dados pela eq. (III.39) submetidos à não-linearidade.

O ceifamento fará com que exista sinal apenas para  $t_{1i} \leq t \leq t_{2i}$  onde  $t_{1i}$  e  $t_{2i}$  são tais que:

$$x_i(t_{1i}) = x_i(t_{2i}) = C \quad (\text{III.58})$$

onde:  $C$  é o nível de ceifamento.

O sinal  $g_i(t)$  que excita o circuito tanque é dado por:

$$g_i(t) = \begin{cases} x_i(t) - C & , \quad t_{1i} \leq t \leq t_{2i} \\ 0 & , \quad t \leq t_{1i} \text{ ou } t \geq t_{2i} \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

Desta forma, a amplitude e atraso do impulso equivalentes são dados por:

$$A_i = \int_{t_{1i}}^{t_{2i}} (x_i(t) - C) dt \quad (\text{III.60})$$

$$t_{0i} = \frac{\int_{t_{1i}}^{t_{2i}} t(x_i(t) - C) dt}{A_i} \quad (\text{III.61})$$

Devido à complexidade dos cálculos envolvidos, estas integrais serão calculadas numericamente em computador digital.

Uma observação deve ser feita quanto ao valor médio do sinal.

Nota-se facilmente que a amplitude do sinal à saída do circuito tanque é diretamente proporcional à amplitude dos impulsos equivalentes. A amplitude do sinal será decisiva na hora de avaliarmos a conversão de amplitude para fase. Portanto, é conveniente que padronizemos a amplitude média dos impulsos equivalentes para que tenhamos uma base para comparação dos resultados obtidos.

Na Fig. III.11, temos a tabela dos valores do módulo e atraso para os impulsos equivalentes calculados a partir das eqs. (III.61) e (III.62) para um pulso com  $\alpha=1$  e nível de ceifamento  $C=0,5$ .

Nº	$A_n$	$t_n$
1	0,3152	0
2	0,3137	-0,0032
3	0,2673	-0,068
4	0,2679	-0,0655
5	0,2673	-0,068
6	0,2656	-0,0651
7	0,2165	0
8	0,2174	0,0026
9	0,3137	0,0032
10	0,3123	0
11	0,2656	-0,0651
12	0,2661	-0,0615
13	0,2679	0,0655
14	0,2661	0,0625
15	0,2174	-0,0026
16	0,2182	0

Fig. III.11 - Tabela dos impulsos equivalentes para  $\alpha=1$  e  $C=0,5$

Nota-se que os pulsos com defasagens ocorrem aos pares com fases de mesma magnitude e sinais opostos, devido a simetria do pulso cosseno levantado.

Isto faz com que a fase média seja nula e que a amplitude média efetiva seja dada por:

$$\bar{A} = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} A_i \cos 2\pi t_i \quad (\text{III.62})$$

Desta forma, podemos, através da multiplicação dos valores obtidos para os módulos dos impulsos equivalentes por um fator de escala, fazer com que a amplitude média do sinal do circuito tanque seja a mesma quaisquer que sejam os níveis de ceifamento e fator de excesso de faixa.

### III.8 - PULSOS REALIZÁVEIS

Como já foi visto, o pulso cosseno levantado não é realizável. O que se tenta obter na prática é uma réplica sua a mais fiel possível.

Dado um formato de pulso transmitido, a resposta de amplitude do conjunto meio de transmissão equalizador é bem determinada.

Como o meio de transmissão e o equalizador de amplitude são de fase mínima [13], temos que, se a resposta de amplitude é bem determinada, a resposta de fase também o é.

Em muitos casos, esta resposta de fase assim obtida não fornece um pulso aceitável. Neste caso, devemos nos valer de equalizadores de fase que modifiquem a resposta de fase sem alterar a resposta de amplitude.

Estes equalizadores de fase são filtros passa-tudo, ou seja, idealmente têm resposta plana para todas as frequências e uma resposta de fase conveniente.

Este filtro é obtido colocando-se polos no semi plano esquerdo, o que evidencia um circuito de fase não mínima e zeros simétricos aos polos em relação ao eixo imaginário [13].

Para efeito de comparação temos, na Fig. III.12, o pulso cosseno levantado para  $\alpha=0,3$ , uma aproximação realizável de fase mínima e com equalização de fase.

Como a resposta de fase é determinada pela resposta de amplitude e esta é determinada pelo formato do pulso desejado e pelo formato de pulso transmitido, podemos falar em equalizadores de fase universais [13].

Lopes e Chiquito [13] desenvolveram um estudo sobre a equalização de fase e projetaram estes equalizadores sob o ponto

de vista de mínima interferência intersimbólica, e depuraram programas em computador digital para gerar o formato destes pulsos no tempo. Deste material nos valem para cálculo dos impulsos equivalentes quando consideramos pulsos reais.

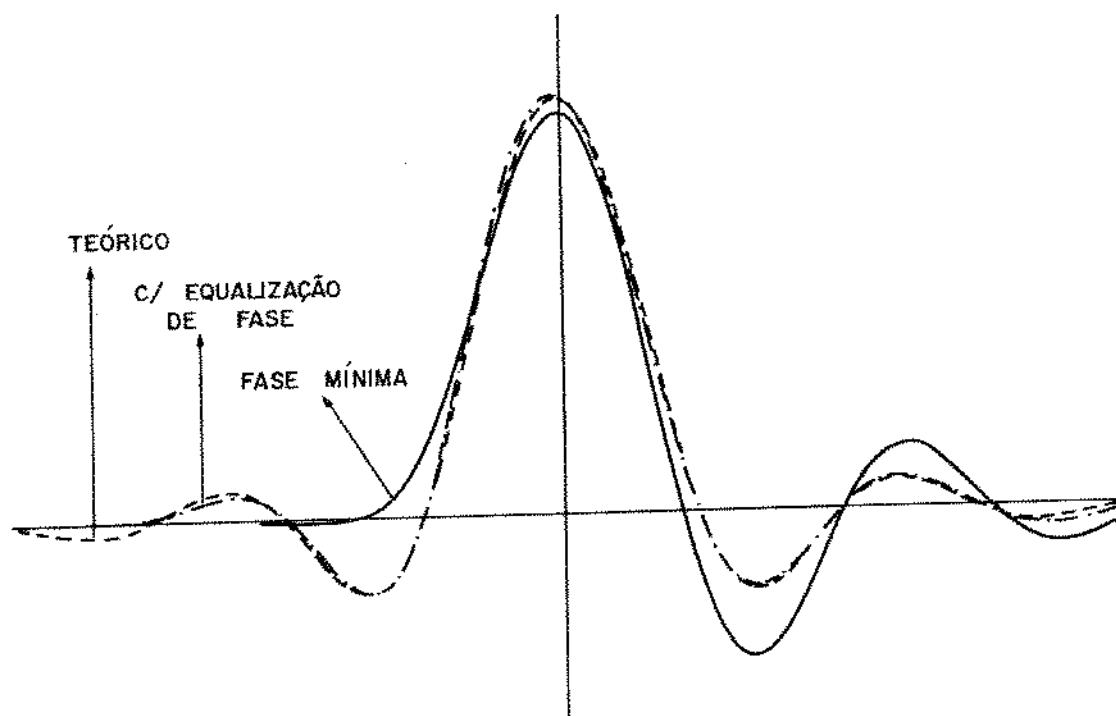


Fig. III.12 - Pulso tipo cosseno levantado, pulso realizável sem equalização de fase e com equalização de fase

A forma de cálculo dos impulsos equivalentes é a mesma daquela adotada para os pulsos teóricos. A única diferença é que neste caso o formato do pulso não é obtido através de uma expressão analítica, e sim por meio de programas em computador.

Na tabela da Fig. III.13 temos listados os impulsos equivalentes para o pulso cosseno levantado com  $\alpha = 0,8$  e corte em 0,7 do máximo nominal do pulso considerando: o pulso teórico, o pulso obtido pelos circuitos de fase mínima e o pulso com equalização de fase.

Analisando a tabela da Fig. III.9, e supondo os pulsos simétricos, chega-se à conclusão que os impulsos equivalentes ocorrem aos pares com módulos iguais e fases invertidas. É o que ocorre com os pares 2-9, 3-5, 4-13, 6-11, 8-15, 12-14. Os ou

tros impulsos equivalentes devem ter fase nula. Isto é o que ocorre para o pulso cosseno levantado teórico. Porém, para os pulsos realizáveis isto não ocorre devido a sua assimetria. Vale observar que a equalização de fase diminui esta assimetria e os impulsos equivalentes serão mais próximos do teórico.

	PULSO TEÓRICO		PULSO FASE MÍNIMA		PULSO COM EQUALIZAÇÃO DE FASE	
	$A_n$	$t_n$	$A_n$	$t_n$	$A_n$	$t_n$
1	1,566	0,0	1,251	0,076	1,246	0,035
2	1,609	0,008	1,3	0,163	1,291	0,049
3	1,404	-0,554	1,475	-0,502	1,060	-0,532
4	1,379	-0,536	1,477	-0,501	1,035	-0,514
5	1,404	0,554	0,762	0,589	1,163	0,553
6	1,442	0,582	0,808	0,721	1,199	0,581
7	1,050	0,0	0,818	-0,012	0,830	0,007
8	1,038	0,005	0,823	-0,037	0,817	0,011
9	1,608	-0,008	1,251	0,076	1,272	-0,001
10	1,654	0,0	1,3	0,163	1,319	0,008
11	1,442	-0,582	1,475	-0,502	1,094	-0,576
12	1,416	-0,563	1,477	-0,501	1,065	-0,554
13	1,379	0,536	0,762	0,589	1,157	0,561
14	1,416	0,563	0,808	0,721	1,193	0,588
15	1,038	-0,005	0,818	-0,012	0,823	0,017
16	1,027	0,0	0,823	-0,037	0,804	0,029

Fig. III.13 - Impulsos equivalentes para  $\alpha = 0,8$  e  $C = 0,7$  considerando Pulso Teórico, Fase Mínima e com Equalização de Fase

### III.9 - CONCLUSÃO

Durante este capítulo se pretendeu desenvolver um mo  
delamento matemático para a resposta do circuito tanque e o con  
ceito de-impulso equivalente, visando a uma simulação em computador  
digital.

No próximo capítulo, explicaremos a sua implementação  
e apresentaremos os resultados obtidos.

#### CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DA SIMULAÇÃO E CÁLCULO APROXIMADO DO  
ESPECTRO DE POTÊNCIA DO TREMOR

#### IV.1 - INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi desenvolvido um modelo matemático que justifica a simulação do comportamento do sinal de relógio, por meio de um fasor, e o sinal de excitação por impulsos equivalentes a estes.

Os resultados essenciais que foram obtidos no capítulo anterior podem ser resumidos da seguinte forma:

- 1º A resposta no tempo do circuito tanque excitado por um trem de pulsos equalizados e submetidos a uma não linearidade do tipo retificação e ceifamento, pode ser vista como sendo o comportamento de um fasor, que se soma com vetores equivalentes a estes pulsos.
- 2º O fasor, por janela temporal, decai de amplitude de um fator multiplicativo de  $\exp(-\pi(1+D)/Q)$  e sofre uma variação de fase de  $2\pi D$ , onde  $D$  é o erro de sintonia do circuito tanque em relação a taxa de repetição do sinal recebido.
- 3º A fase do impulso equivalente pode ser interpretado como sendo um deslocamento no tempo de seu instante nominal de ocorrência. No caso de uma cadeia de repetidores, o tremor do repetidor anterior, provocará um deslocamento no trem de pulsos, e portanto, um deslocamento nos impulsos equivalentes que se soma com o seu deslocamento intrínseco.
- 4º A conversão de amplitude para fase é um fenômeno que altera o sinal de amostragem dos pulsos equalizados, e portanto o trem de pulsos regenerados, sem contudo alterar o sinal obtido no circuito tanque, ou seja, o fasor.

Com estes dados, podemos desenvolver programas de computador que calculem ponto por ponto, para uma cadeia de repetidores, o valor do tremor. De posse destes valores, podemos calcular algumas grandezas estatísticas, como desvio padrão, média, valores máximos e mínimos, que nos permitam chegar a algumas conclusões sobre o processo de acumulação de tremor.



Teremos condições ainda de analisar as mesmas grandezas para o tremor de alinhamento.

#### IV.2 - A INICIALIZAÇÃO DOS PROGRAMAS

Como os valores obtidos pelos programas de simulação são calculados ponto a ponto, e baseados no resultado anterior, é muito importante a posição inicial do fasor, para evitar que ele leve muitos pontos para atingir o seu valor de equilíbrio, provocando um "transiente estatístico" que poderia alterar os resultados.

Podemos assumir uma probabilidade igual de "1s" e "0s". A sequência determinística que melhor exprime esta situação é a sequência "101010...". Portanto, se o nosso fasor partir de uma situação de regime, para esta sequência, ele estará numa posição bem próxima da posição média que ele deve assumir para uma sequência aleatória.

A situação de regime, para uma sequência "1010...", é aquela em que as variações ocorridas no fasor, no intervalo entre a ocorrência de um pulso e outro, são totalmente compensadas pela chegada de um novo pulso. Esta situação pode ser vista na Fig. IV.1.

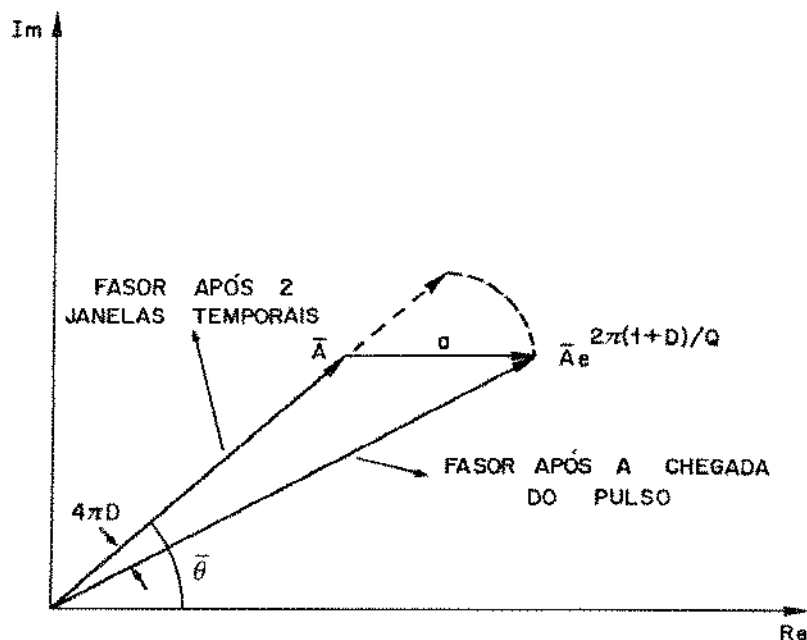


Fig. IV.1 - Situação do Fasor representando um circuito tanque submetido a uma sequência "1010"

O impulso equivalente que excita o circuito tanque corresponde ao impulso equivalente Nº 10, de acordo com a tabela da Fig. III.9.

No Apêndice A estão listados os impulsos equivalentes para alguns fatores de excesso de faixa e de nível de ceifamento. Quando os pulsos equalizados são do tipo cosseno levantado, o impulso equivalente Nº 10 tem fase zero.

Analisando a Fig. IV.1, podemos escrever:

$$\bar{A} \sin \bar{\theta} = \bar{A} e^{2\pi(1+D)/Q} \sin(\bar{\theta} - 4\pi D) \quad (IV.1)$$

Desenvolvendo esta equação, chegamos a:

$$\tan \bar{\theta} = \frac{\sin 4\pi D}{\cos 4\pi D - e^{-2\pi(1+D)/Q}} \quad (IV.2)$$

Portanto,

$$\bar{\theta} = \arctan \frac{\sin 4\pi D}{\cos 4\pi D - e^{-2\pi(1+D)/Q}} \quad (IV.3)$$

Equacionando para o eixo real, podemos escrever:

$$\bar{A} \cos \bar{\theta} + A_p = \bar{A} e^{2\pi(1+D)/Q} \cos(\bar{\theta} - 4\pi D) \quad (IV.4)$$

onde

$A_p$  - é a amplitude do impulso equivalente.

Desenvolvendo a eq. (IV.4), obtemos:

$$\bar{A} = \frac{A_p}{\cos(\bar{\theta} - 4\pi D) e^{2\pi(1+D)/Q} - \cos \bar{\theta}} \quad (IV.5)$$

A fase do sinal obtido no circuito tanque, para se obter a fase do sinal regenerado, deve-se adicionar o valor da conversão de amplitude para fase.

O fator devido a conversão de amplitude para fase,  $\phi$ , é dado segundo a eq. (III.36), por:

$$\bar{\phi} = \frac{\beta}{\bar{A}} \quad (IV.6)$$

onde:  $\beta$  - nível em que são gerados os pulsos de amostragem.

Portanto, a fase média de saída do repetidor,  $\bar{Y}$ , pode ser dada por:

$$\bar{Y} = \bar{\theta} + \bar{\phi} \quad (IV.7)$$

Este desenvolvimento é estritamente válido para o primeiro repetidor, que recebe um sinal sem tremor.

Para os demais repetidores, o trem de pulsos que os excitam, tem uma fase média, que é a fase média do repetidor anterior.

Podemos, numa primeira aproximação, considerar que a fase média do N-ésimo repetidor é dada pela eq. (IV.8):

$$\bar{Y}_N = \bar{Y}_{N-1} + \bar{Y} \quad (IV.8)$$

onde:  $\bar{Y}_N$  = fase média do trem de pulso regenerado no N-ésimo repetidor.

$\bar{Y}_{N-1}$  = fase média do trem de pulsos regenerado do (N-1)-ésimo repetidor.

$\bar{Y}$  = fase média do fasor obtido segundo a eq. (IV.7), para o N-ésimo repetidor.

#### IV.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO PROGRAMA

Podemos agora enumerar os passos que foram seguidos na programação deste modelo matemático.

Vamos considerar aqui o caso mais genérico, em que levaremos em conta a dessintonia, a conversão de amplitude para fase, e os efeitos da interferência entre pulsos.

Os efeitos da interferência entre pulsos são considerados na formação dos impulsos equivalentes. Se não houvesse interferência entre pulsos, os impulsos equivalentes teriam todos

o mesmo módulo e fase nula.

A dessintonia e a conversão de amplitude para fase são imperfeições do repetidor. Elas estão ausentes no repetidor ideal. Elas são controladas por variáveis específicas, cujo valor nulo elimina o seu efeito.

Portanto, a partir de um programa básico, e mais completo, teremos flexibilidade para levarmos em consideração as mais variadas combinações das causas de tremor.

Vamos agora listar os passos básicos adotados na programação:

- 1º Como primeiro passo, devemos providenciar a aquisição dos dados e a inicialização do programa.

Entre estes dados estão: A sequência inicial, a tabela dos impulsos equivalentes, os valores atribuídos às imperfeições do repetidor, fator de qualidade do circuito tanque dos repetidores e o número de repetidores.

Para facilitar o uso dos impulsos equivalentes, a tabela da Fig. III.9 foi montada de tal forma que a linha I, correspondente a um determinado impulso equivalente, é dada por:

$$I = |a_{-2}| + |a_{-1}|x2 + |a_1|x4 + |a_2|x8 + 1 \quad (IV.9)$$

Desta forma, fica fácil usar estes impulsos equivalentes. Eles podem ser armazenados em uma matriz 16 x 2, onde cada linha corresponde a um dos 16 impulsos equivalentes, a coluna 1 fica reservada para as amplitudes e a coluna 2 para as fases.

A inicialização se faz utilizando as eqs. (IV.3), (IV.5), (IV.7) e (IV.8). Desta forma, a posição do fasor fica próxima da posição de regime. Para eliminar de vez o "transiente estatístico", o programa será rodado para 4800 janelas temporais, sem nenhum cálculo, e as estatísticas serão calculadas em mais 4800 janelas temporais.

Estes números foram decididos empiricamente a par

tir de alguns testes, levando-se em conta o compromisso entre o tempo de execução e precisão da simulação.

- Depois da inicialização devemos iniciar o procedimento de simulação propriamente dito.

- 2º O segundo passo a ser adotado é a modificação da sequência de dados. Isto é feito deslocando-se a matriz DADOS de uma posição. A posição vaga será preenchida aleatoriamente com "1" ou "0".

Esta matriz DADOS é uma transição para a matriz HDB que é a matriz DADOS codificada em HDB3 ou AMI, conforme seja o caso.

A matriz HDB deve ser grande suficiente para conter os pulsos interferentes, e para que a presença de uma das sequências especiais, 0001 ou V001, não altere um pulso que já foi considerado. Isto implica num comprimento mínimo de 9 posições, sendo que o pulso que gerará o impulso equivalente estará na 3ª posição.

- 3º Será constatada a presença ou ausência de pulso na janela temporal de interesse. Isto é feito testando-se a 3ª posição da matriz HDB. Se esta posição contiver "1", então haverá pulso.

Se não houver pulsos, duas variáveis de controle sofrerão um incremento unitário; uma para controle do número de zeros entre um pulso e outro, e outra para controle do número de passos a serem executados. Após isto, o programa retorna ao passo Nº 2, para analisar outro pulso da sequência.

Caso haja pulso, a variável de controle do número de passos deve ser incrementada, e o programa passa para o passo Nº 4.

- 4º Será identificado um dos 16 impulsos equivalentes, através da eq. (IV.9).

- 59 De posse do impulso equivalente, devemos calcular qual a defasagem deste impulso, em relação ao seu instante de ocorrência. Existem duas causas, que se somam, para esta diferença: o atraso intrínseco do impulso equivalente, e o tremor devido ao repetidor anterior.

O valor do atraso calculado para o pulso corrente é subtraído do atraso do impulso anterior, de modo a se obter em termos de frações de período e eliminando-se o número inteiro de períodos, o intervalo de tempo entre a ocorrência de um impulso equivalente e outro.

O valor do atraso do impulso equivalente calculado neste item deve ser armazenado para ser utilizado no próximo pulso.

O número inteiro de períodos será dado pelo número de zeros entre um pulso e outro, mais um.

- 69 Com os dados obtidos no item anterior, e a posição do fasor depois da ocorrência do último pulso, temos condições de calcular a posição do fasor no instante imediatamente anterior à ocorrência do pulso corrente.

Por janela temporal, o fasor tem um decaimento, dado por um fator multiplicativo  $\exp(-\pi(1+D)/Q)$  e uma variação de fase de  $2\pi D$ .

Para frações de período, temos variações proporcionais, ou seja, um decaimento  $\exp(-\pi(1+D)\Delta T/Q)$  e uma variação de fase de  $2\pi(1+D)\Delta T$ , onde  $\Delta T$  expressa a fração de período.

- 79 Este é o momento de se computar as grandezas estatísticas do tremor, se for o caso.

Para gerar os instantes de amostragem, o sinal do circuito tanque deve ser atrasado, e portanto, não sofrerá influência do pulso que está sendo amostrado, e que está excitando o circuito tanque.

A geração dos pulsos de amostragem está sujeita à conversão de amplitude para fase, e portanto, é aqui que deveremos levar em consideração este efeito, através da eq. (III.36).

A fase do pulso regenerado, e portanto o tremor, será a fase do fasor mais a conversão de amplitude para fase.

O desvio padrão do tremor nos dará o seu valor RMS.

Subtraindo-se a fase do trem de pulsos à entrada do repetidor, ou seja, a fase do repetidor anterior, da fase da saída do repetidor, obtemos o tremor de alinhamento. É de grande interesse a obtenção de suas grandezas estatísticas para análise.

- 8º Como temos o valor do fasor no instante de ocorrência do impulso equivalente, este deve ser considerado com fase nula,

Devemos, portanto, adicionar à parte real do fasor a amplitude do impulso equivalente e calcular a nova posição do fasor.

- 9º Deste ponto, o ciclo se reinicia, zerando a variável de controle do número de zeros, e retornando-se do item 2.

Este ciclo deve ser repetido 9600 vezes, após o que deverão ser impressos os resultados das estatísticas calculadas.

#### IV.4 - COMPROVAÇÃO DO MODELO DESENVOLVIDO

O desenvolvimento de um modelo algébrico que torne possível a simulação em computador digital do comportamento do conjunto de extração de relógio de um repetidor regenerativo está todo feito.

O próximo passo é utilizar este modelo em situações

conhecidas, e já estudadas na literatura, para a comprovação da sua validade.

O primeiro efeito a ser estudado será a conversão de amplitude para fase.

Acompanhando os resultados obtidos na secção II.3, podemos dizer que o tremor gerado por esta imperfeição possui um espectro de potência bastante concentrado nas regiões de baixa frequência, e portanto, de acordo com o modelo de acumulação apresentado na secção II.6, o seu valor quadrático médio deve acumular segundo uma função proporcional àquela apresentada na Fig. II.8.

Para melhor isolarmos o efeito da conversão de amplitude para fase, os impulsos equivalentes usados tem todos amplitudes iguais a "1,0" e fase "0,0", eliminando-se desta forma o efeito da interferência entre pulsos.

Nas simulações foram utilizados vários fatores de CAF (Conversão de Amplitude para Fase) e de "Qs". Os resultados obtidos foram normalizados de maneira que as curvas se sobrepossem (Fig. IV.2).

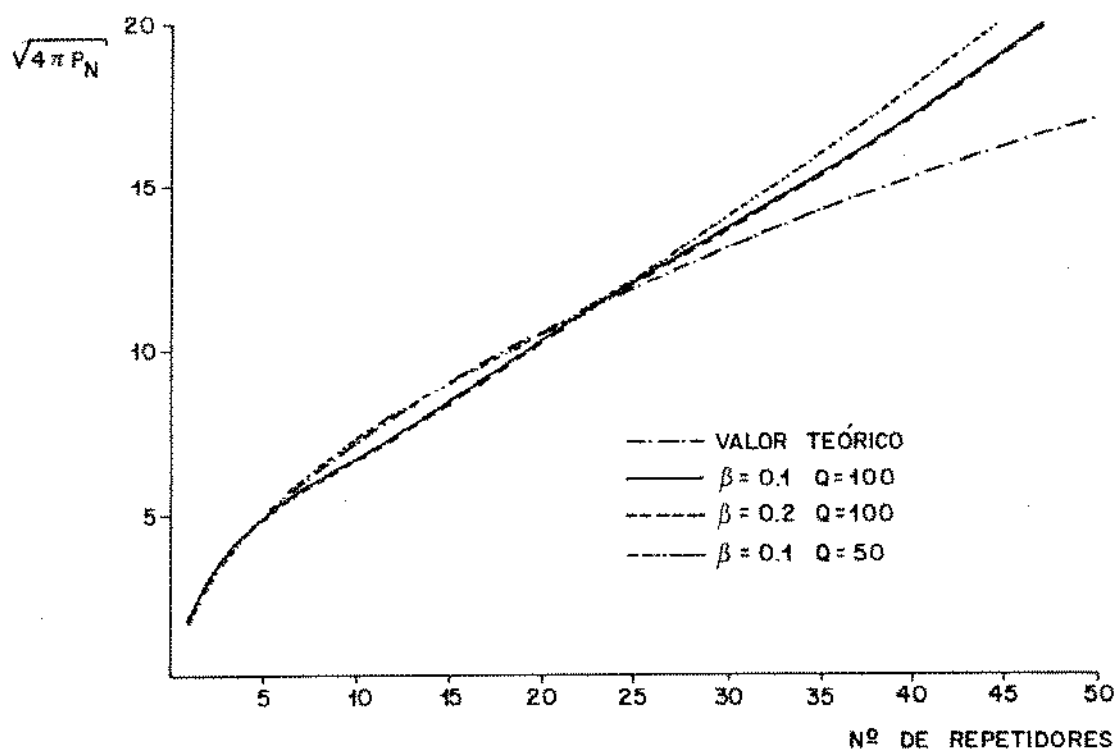


Fig. IV.2 - Comparação do padrão de crescimento do tremor quadrático médio, obtido pela simulação, devido a CAF



Nota-se a grande coincidência das curvas, principalmente para os 30 primeiros "repetidores". Para os outros "repetidores", há uma certa diferença entre a curva teórica e a obtida com a simulação. Uma das razões para esta diferença pode ser a acumulação de erro no momento da computação.

Foram feitos também testes confrontando-se o modelo de acumulação para a assintonia, proposto por Manley [3], com os resultados obtidos pela simulação, eliminando-se a interferência entre pulsos. A equação descrevendo o processo, segundo Manley, é a eq. (IV.10), e o resultado está apresentado na Fig. IV.3.

$$P_N = 2\pi Q \frac{\delta^2}{\omega_c^2} \left[ 1 - \frac{1}{2^{N-1}} + \frac{1}{2^{2N}} \cdot \frac{2N!}{N!N!} \right] \quad (\text{IV.10})$$

onde:  $\delta$  - razão de assintonia

$N$  - número de repetidores

$\omega_c$  - frequência de repetição dos pulsos

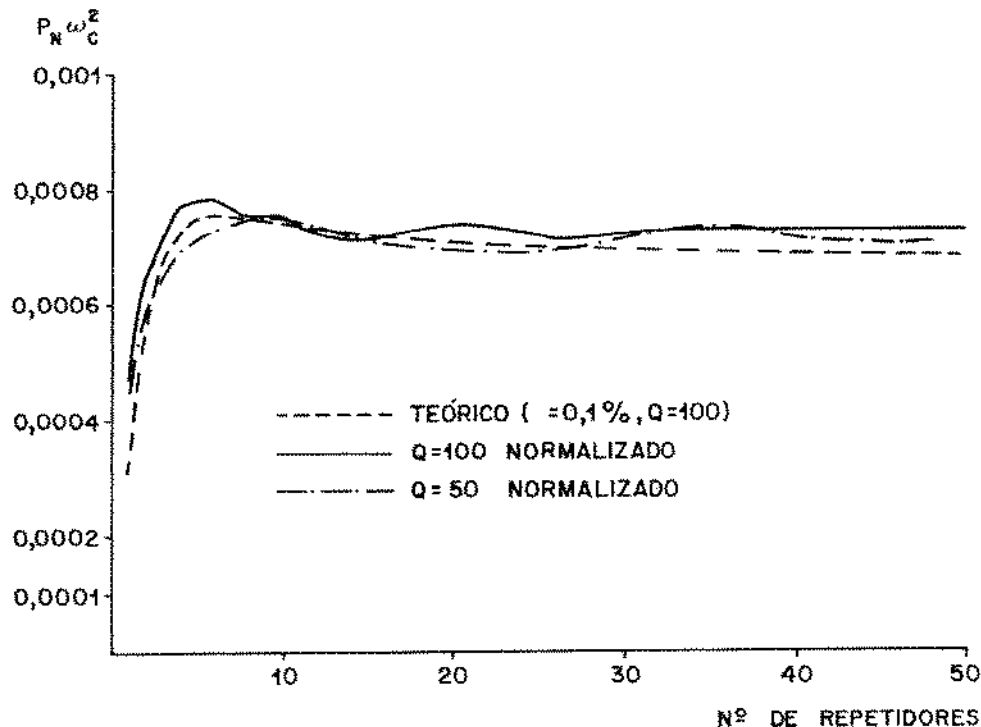


Fig. IV.3 - Comparação da simulação com o modelo teórico para a acumulação de tremor devido a assintonia

Nota-se que os resultados obtidos são bastante razoáveis.

De posse destas comparações, estamos em condições de afirmar que este modelo é bastante satisfatório e portanto podemos partir para a obtenção de resultados para análise.

#### IV.5 - CÁLCULO APROXIMADO DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DEVIDO À INTERFERÊNCIA ENTRE PULSOS

Para melhor elucidar os resultados obtidos com a simulação, vamos desenvolver um método alternativo para o cálculo do espectro de potência, e o tremor RMS, devido à interferência entre pulsos.

Supondo que a sequência de dados que excita o circuito tanque seja aleatória, com igual probabilidade de ocorrência de "1s" e "0s" e estatisticamente independentes, podemos dizer que os impulsos equivalentes são equiprováveis. Esta é a situação para o código AMI. O fato do trem de pulsos ser bipolar não precisa ser levado em consideração, pois a não linearidade adotada irá retificá-lo.

Posto isto, podemos definir uma fase média para os impulsos equivalentes, dada por:

$$\bar{\theta} = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} \theta_i / 32 \quad (\text{IV.11})$$

onde:  $\bar{\theta}$  = fase média

$\theta_i$  = atraso associado a cada impulso equivalente

Podemos pensar nos impulsos equivalentes como sendo compostos por duas componentes, uma em fase e outra em quadratura, em relação a um eixo correspondente à fase média dos impulsos equivalentes.

O tremor é provocado pelas componentes em quadratura. Se elas não existissem, não teríamos variações na fase do fasor.

Podemos afirmar que o espectro do tremor é aproximada

mente proporcional ao espectro obtido, excitando-se o circuito tanque com as componentes em quadratura dos impulsos equivalentes.

Podemos escrever o trem de pulsos obtido com as componentes em quadratura dos impulsos equivalentes como sendo:

$$X(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} a_K p(t - KT_0 - T) \quad (IV.12)$$

onde:  $a_K$  = é um dos 16 componentes em quadratura dos impulsos equivalentes

$p(t)$  = envoltória da resposta impulsiva do circuito tanque

$T_0$  = período dos bits

$T$  = variável aleatória com uma função densidade de probabilidade constante entre  $[0 \text{ e } T_0]$ , representando um atraso

Lembrando-se que a variável  $a_K$  tem média zero podemos nos valer da eq.(I.13) para calcular o espectro de potência de  $X(t)$ .

Portanto, temos que:

$$G_X(f) = \frac{|P(f)|^2}{T_0} \{R(0) + 2 \sum_{j=1}^{\infty} R(j) \cos 2\pi f T_0\} \quad (IV.13)$$

onde:  $P(f)$  é a transformada de Fourier da envoltória da resposta impulsiva do circuito tanque

$R(j) = E\{a_K \cdot a_{K+j}\}$  é a função de auto-correlação da variável  $a_K$

Podemos expressar  $P(f)$  como sendo:

$$P(f) = \frac{1}{2\pi B} \cdot \frac{1}{1+jf/B} \quad (IV.14)$$

onde:  $B = \frac{f_0}{2Q}$  = metade da banda passante do circuito tanque

Podemos então colocar (IV.14) da seguinte forma:

$$G_X(f) = \frac{1}{T_0 (2\pi B)^2} \cdot \frac{1}{1 + (f/B)^2} \cdot \left[ R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) \cos 2\pi K f T_0 \right] \quad (IV.15)$$

Se estamos interessados no tremor RMS, devemos partir para o cálculo da potência da função  $G_X(f)$ .

$$G_X = \frac{1}{T_0 (2\pi B)^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (f/B)^2} \cdot \left[ R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) \cos(2\pi K f T_0) \right] df \quad (IV.16)$$

$$G_X = \frac{1}{T_0 (2\pi B)^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B^2}{B^2 + f^2} R(0) df + \sum_{K=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{B^2}{B^2 + f^2} R(K) \cos 2\pi K f T_0 df \quad (IV.17)$$

Éfetuando as integrais de (IV.17), chegamos a que:

$$G_X = \frac{Q}{2\pi} \left[ R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) e^{-\pi K/Q} \right] \quad (IV.18)$$

Desprezando o efeito da modulação de amplitude do fasor, o valor RMS do tremor será dado por:

$$Y_{rms} = \frac{\sqrt{G_X}}{\bar{A}} \quad (IV.19)$$

onde:  $\bar{A}$  é a amplitude média do fasor

Seguindo o raciocínio apresentado no item IV.2, a amplitude média corresponde à sequência "1010...".

A equação para a amplitude média fica sendo:

$$\bar{A} e^{-2\pi/Q} + \bar{a} = \bar{A} \quad (\text{IV.20})$$

onde:  $\bar{a}$  = média das componentes em fase

Portanto, temos que:

$$\bar{A} = \frac{\bar{a}}{1 - e^{-2\pi/Q}} \quad (\text{IV.21})$$

Para valores de Q altos, podemos fazer uma aproximação:

$$\bar{A} = \frac{\bar{a}Q}{2\pi} \quad (\text{IV.22})$$

com isto, a expressão para o tremor RMS se torna:

$$\gamma_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{Q}{2\pi} \left[ R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) e^{-\pi K/Q} \right]} \cdot \frac{2\pi}{\bar{a}Q} \quad (\text{IV.23})$$

Portanto,

$$\gamma_{\text{rms}} = \left( \sqrt{\frac{2\pi}{Q}} \right) \times \frac{\sqrt{R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) e^{-\pi K/Q}}}{\bar{a}} \quad (\text{IV.24})$$

Pela análise da eq. (IV.15), temos que a componente espectral de potência para frequência nula das componentes em quadratura, e portanto do tremor, é proporcional a:

$$\gamma_{f=0} \approx R(0) + 2 \sum_{K=1}^{\infty} R(K) \quad (\text{IV.25})$$

Este resultado é importante, pois pelas conclusões obtidas nos capítulos anteriores, para haver acumulação de tremor é necessário que seu espectro de potência não se anule na origem.

#### IV.5.1 - Análise dos Resultados Obtidos

No Apêndice A estão alguns conjuntos de impulsos equivalentes e os valores obtidos com o cálculo das eqs. (IV.23) e (IV.24) para eles. Através da análise destes resultados, teremos uma informação a priori do tremor produzido pela interferência entre pulsos e sua acumulação.

Na formação dos impulsos equivalentes, foram consideradas duas janelas temporais à esquerda e à direita do pulso e equalizado. Com isto, impulsos equivalentes distantes mais que quatro janelas temporais entre si são totalmente independentes. Isto implica em que a função de auto-correlação será zero para "Ks" maiores do que 4.

Uma observação a ser feita é sobre os pulsos equalizados adotados.

No Apêndice B foi feita uma pequena discussão sobre os pulsos equalizados realizáveis. Baseados nesta discussão, vamos dividi-los em dois grupos: um em que os pulsos são submetidos à estruturas de fase mínima e onde há a conformação do espectro de amplitudes, ao qual chamaremos pulsos de Fase Mínima. O outro grupo é constituído pelos pulsos de Fase Mínima que são submetidos à uma equalização de fase e que chamaremos Pulsos de Fase Equalizada.

Os pulsos de Fase Equalizada, devido ao refinamento da equalização de fase, são uma aproximação muito melhor ao pulso tipo cosseno levantado que o pulso de Fase Mínima.

Posto isso, passemos à análise propriamente dita dos resultados obtidos.

O primeiro ponto a ser observado é a presença de um pequeno conteúdo de baixa frequência no tremor, quando consideramos impulsos equivalentes que levam em conta interferentes distantes de até duas janelas temporais de cada lado.

Para impulsos equivalentes que levem em consideração apenas a interferência dos pulsos adjacentes e no caso dos pulsos cosseno levantado, o espectro do tremor se anula na origem.

Temos ainda que esta componente em baixa frequência

é maior para o pulso de Fase Mínima do que para o pulso de Fase Equalizada, que por sua vez é maior do que para o pulso cosseno levantado, levando-se em conta o mesmo fator de excesso de faixa e nível de ceifamento.

Vamos analisar o caso em que os impulsos equivalentes são formados apenas levando-se em conta a interferência dos pul sos adjacentes.

Neste caso, temos apenas quatro impulsos equivalentes: "010" , "110" , "011" e "111". Se os pulsos equalizados são si métricos, sequências do tipo "010" e "111" não introduzem defa sagem, portanto só haverá contribuição para o tremor com a ocor rência de um dos dois pulsos desequilibrados "110" e "011".

Depois da ocorrência de um "110", teremos a sequência "X11", onde a posição X será ocupada aleatoriamente por "1" ou "0".

Se a posição X for ocupada por "0", teremos "011". Co mo os pulsos são simétricos, o deslocamento provocado por um "110" tem a mesma intensidade e sinal contrário que o provocado por um "011".

Se a posição "X" for ocupada por um "1", teremos "111". Esta sequência não introduz defasagem. Podemos ter várias sequên cias "111", porém a ocorrência de um "0" na posição à esquerda do impulso equivalente gerará a sequência "011", que cancelará o efeito da sequência "110" , de onde tudo começou. Estes efeitos de cancelamento farão com que a componente DC de tremor se tor ne nula, assim como o próprio espectro na origem.

Para os impulsos equivalentes que levem em conta a in terferência de 2 janelas temporais adjacentes, a situação tem uma análise bem mais complexa.

Vamos supor, a título de exemplo, o impulso equivalen te formado pela sequência "10111". Na tabela da Fig. IV.4 temos todas as sequências possíveis de ocorrer depois de 2 janelas temporais.

A sequência IV é perfeitamente simétrica à sequência original, e portanto, a variação de fase introduzida por esta sequência terá intensidade igual e de sinal inverso à variação

introduzida pela sequência inicial. Teremos então para esta sequência, um efeito de cancelamento.

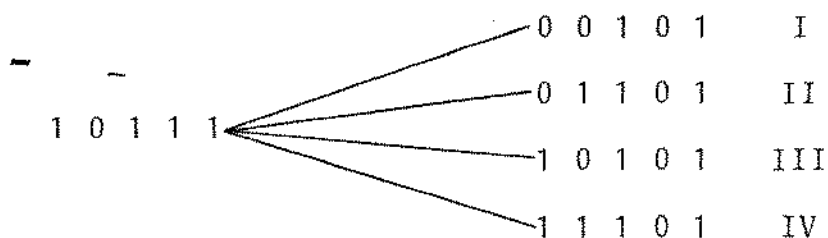


Fig. IV.4 - As sequências possíveis após 10111

A sequência III gerará um impulso equivalente de fase nula. Após duas janelas temporais, teremos uma destas mesmas quatro sequências. Portanto, esta sequência não altera o quadro existente.

Na análise das sequências I e II é que aparecem algumas peculiaridades.

As duas sequências apresentam o termo "01" à esquerda do pulso, contrapondo-se à situação da sequência original, que tinha a sequência "10" à direita.

Como a não linearidade é do tipo retificação e ceifamento, uma alteração no formato do pulso, só se traduzirá em variação no impulso equivalente, na parcela do pulso que supera o nível de ceifamento.

Com isto, a variação de fase introduzida por uma sequência "10" à esquerda do pulso não será necessariamente compensada por uma sequência "01" à direita. Isto é devido à variação no formato do pulso introduzido pelos interferentes à direita e à esquerda, respectivamente.

Com isto, não há um efeito de cancelamento total das variações de fase, e portanto, teremos um pequeno nível DC, acompanhado de uma densidade espectral não-nula na origem.

O pulso tipo cosseno-levantado não é realizável, e sua aproximação realizável não é simétrica.

Isto implica que, mesmo considerando somente a inter



ferência dos pulsos vizinhos na formação dos impulsos equivalentes teremos uma componente de baixa frequência.

A diferença do conteúdo de baixa frequência para o tremor gerado pelos pulsos realizáveis é bem maior que para os pulsos cosseno levantado. Esta diferença se traduz em acumulação de tremor, como será visto no próximo capítulo. Os pulsos de Fase Equalizada são uma aproximação bem melhor aos pulsos tipo cosseno levantado que os pulsos de Fase Mínima e com isto são mais simétricos e geram tremor com conteúdos de baixa frequência bem menores. Já podemos afirmar que a equalização tem importância fundamental na qualidade do relógio.

O fator de excesso de faixa também é um dos fatores determinantes do tremor. Quanto menor o fator de excesso de faixa, teremos mais interferência entre pulsos, e portanto um acréscimo no tremor RMS. Pode-se notar também a maior necessidade da equalização de fase para fatores de excesso de faixa menores.

Um terceiro elemento determinante do tremor é o nível de ceifamento, só que sua influência varia com o fator de excesso de faixa, e relativamente não é muito significativa.

Para fatores de excesso de faixa grandes ( $\alpha=1$  e  $\alpha=0,8$ ), a variação do nível de ceifamento produz uma variação muito pequena no tremor RMS. Para um fator de excesso de faixa menor ( $\alpha=0,6$ ), quanto maior o nível de ceifamento, menor o tremor.

#### IV.6 - CONCLUSÕES

Neste capítulo descrevemos como foi implementado o programa que simula o comportamento do circuito tanque e testamos este modelo em situações conhecidas, para comprovar sua validade.

Desenvolvemos também um método aproximado para o cálculo do espectro de potência do tremor devido à interferência entre pulsos, e conseqüentemente da sua área (valor rms ao quadrado) e valor na origem. Desta forma, temos mais uma ferramenta para nos facilitar a análise do fenômeno da acumulação do tremor.

No próximo capítulo, vamos fazer uma análise mais sis

temática dos resultados obtidos, com o uso da simulação, comparando-os com a teoria desenvolvida até aqui.

CAPÍTULO V

APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS

## V.1 - INTRODUÇÃO

Vamos agora apresentar os resultados obtidos com a simulação e compará-los com a teoria para a acumulação de tremor desenvolvida nos capítulos anteriores. Com isto, pretendemos lançar um pouco de luz sobre o problema da acumulação do tremor.

## V.2 - COMPARAÇÃO ENTRE LINHAS DE REPETIDORES IDEAIS, COM CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE E COM ERRO DE SINTONIA

Vamos mostrar aqui a influência das imperfeições do repetidor no processo de acumulação de tremor. Na Fig. V.1 mostra mos o crescimento do tremor absoluto, para três linhas : uma conposta por repetidores ideais, uma com repetidores com um fator de conversão de amplitude para fase de 0,1 , e por fim uma linha com repetidores com erro de sintonia de 0,1%, supondo que os pulsos equalizados sejam do tipo cosseno levantado com fator de excesso de faixa igual a 1.

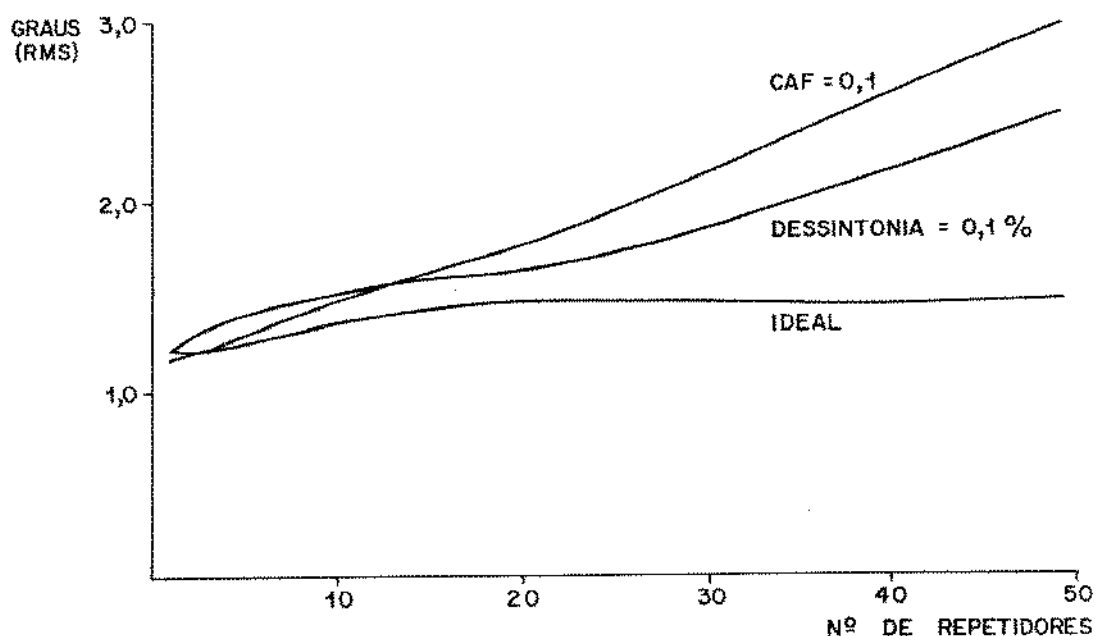


Fig. V.1 - Comportamentos do tremor absoluto RMS para linhas compostas por repetidores: Ideais, com 0,1 de CAF e 0,1% de erro de sintonia ( $\alpha=1, C=0,7, Q=50$ )

Pelos resultados obtidos com a simulação, pode-se ver a importância da interferência entre pulsos como causa de tremor. Nos repetidores ideais, todo o tremor é devido à interferência entre pulsos e pelos resultados obtidos ele tem uma intensidade da mesma ordem de grandeza que o tremor gerado em repetidores com imperfeições, como a conversão de amplitude para fase e o erro de sintonia. Podemos observar também que o tremor devido à interferência entre pulsos possui componentes de baixa frequência bastante pequenos, pois não há acumulação. Este fato já era de se esperar, se analisarmos os resultados apresentados no Apêndice A.

Na linha em que os repetidores possuem um fator de conversão de amplitude para fase, podemos notar um caráter acumulativo no tremor. Isto evidencia a presença de componentes espectrais de baixa frequência, o que também era esperado pela teoria já desenvolvida.

Quanto à assintonia, o tremor apresentou um comportamento bastante parecido com o teórico, mostrado na Fig. IV.3 (sô assintonia, sem interferência entre pulsos), até o 25º repetidor aproximadamente. Daí em diante, observa-se um comportamento de crescimento aparentemente ilimitado.

O efeito da combinação das causas de tremor, no caso da interferência entre pulsos com a CAF e com a assintonia não pode ser vista como uma soma de fatores, haja visto que as curvas para a linha de repetidores ideais, e com CAF, se sobrepõe, para praticamente os dez primeiros repetidores.

### V.3 - O TREMOR RELATIVO

Já foi visto, no Capítulo II, que mesmo que o tremor absoluto cresça, o tremor relativo deve cair ao longo da linha. Na Fig. V.2 temos o padrão de comportamento do tremor relativo para as mesmas linhas do item anterior.

Pode-se notar um comportamento bastante próximo do que era esperado.

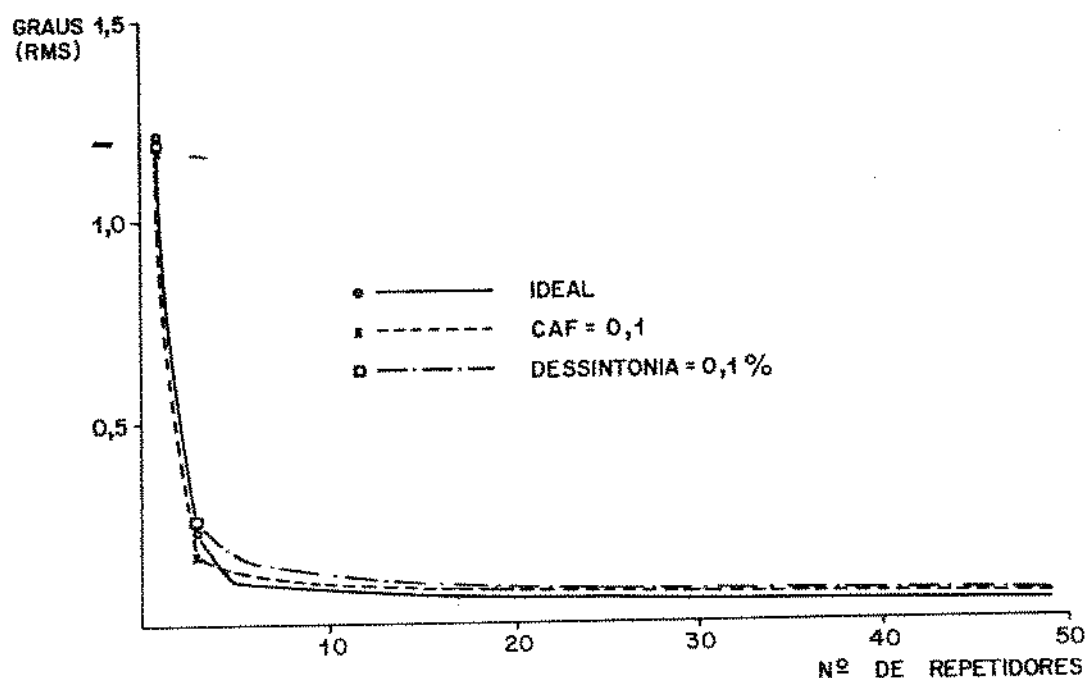


Fig. V.2 - Comportamento do tremor relativo RMS de linhas compostas de repetidores : Ideais, com 0,1 de CAF e 0,1% de erro de sintonia ( $\alpha=1$ ,  $C=0,7$ ,  $Q=50$ )

Estes resultados também servem para corroborar a validade dos programas desenvolvidos para a simulação do comportamento do circuito tanque.

#### V.4 - INFLUÊNCIA DO FATOR DE EXCESSO DE FAIXA NO TREMOR

Na Fig. V.3 está mostrado o padrão de acumulação do tremor absoluto RMS para repetidores ideais, considerando alguns fatores de excesso de faixa.

Pelas curvas obtidas, nota-se que uma diminuição do fator de excesso de faixa corresponde a um aumento da potência do tremor, sem contudo modificar a acumulação.

Uma diminuição do fator de excesso de faixa corresponde a um aumento da interferência entre pulsos. Este aumento da interferência entre pulsos faz com que os impulsos equivalentes tenham uma variação maior de módulo e fase.

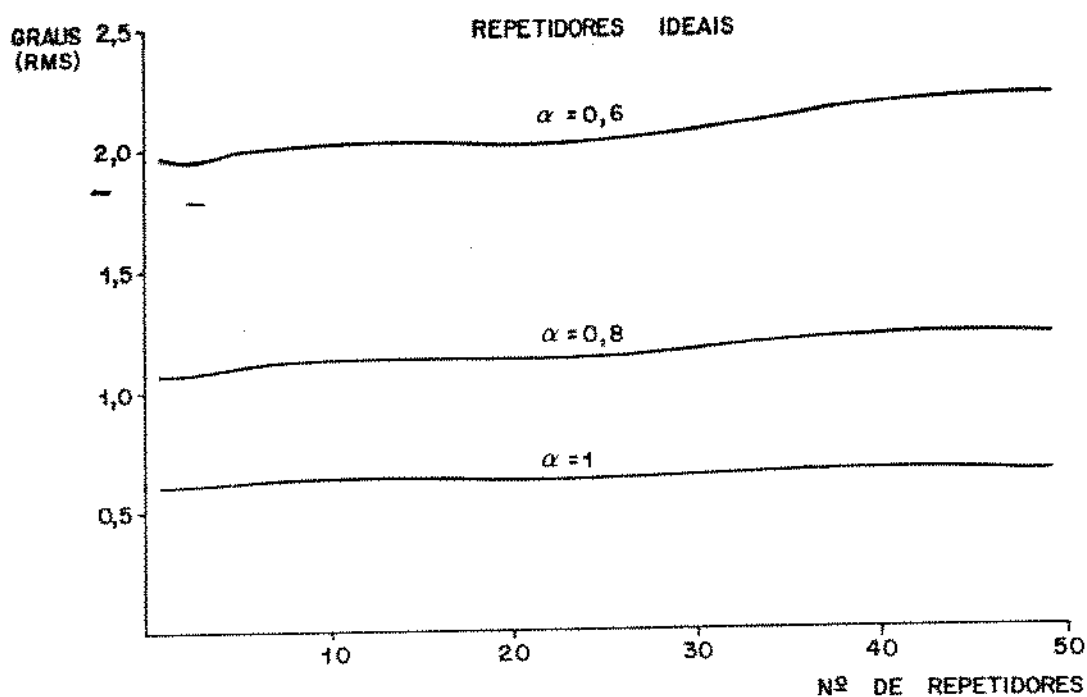


Fig. V.3 - Padrão de comportamento do tremor RMS, em linhas de repetidores ideais, para vários fatores de excesso de faixa ( $C=0,7$ ,  $Q=100$ )

Como consequência, temos uma excitação do circuito tanque menos uniforme, que se traduz em tremor.

No Apêndice A estão listados alguns exemplares de impulsos equivalentes e o tremor RMS, e densidade espectral na origem que eles provocam, baseados nos conceitos desenvolvidos no item IV.5.

Para exemplificar a maior uniformidade dos impulsos equivalentes para os " $\alpha$ " maiores, basta ver as fases que obtemos para os diversos fatores de excesso de faixa.

Considerando o nível de ceifamento em 70% do valor nominal do pulso, temos para  $\alpha=1$  fases de até  $\pm 20,6$  graus; para  $\alpha=0,8$ , fases de até  $\pm 33,3$  graus; para  $\alpha=0,6$ , fases de até  $\pm 57,3$  graus. Como podemos ver a diferença é bem marcante.

Como pode ser visto no Apêndice A, as componentes de baixa frequência são pequenas para todos os pulsos tipo cosseno levantado analisados, de modo que a taxa de acumulação deve ser pequena para todas as linhas.

Para o primeiro repetidor, podemos notar uma correspondência bastante grande entre o valor calculado segundo os conceitos do item IV.5 e os valores obtidos com a simulação.

#### V.5 - INFLUÊNCIA DO NÍVEL DE CEIFAMENTO NO TREMOR

Na Fig. V.4, V.5 e V.6 estão apresentados os gráficos da acumulação do tremor para linhas de repetidores com  $\alpha=1$  e  $\alpha=0,6$ ;  $c=0,7$  e  $c=0,5$ , com repetidores ideais, com conversão de amplitude para fase e com erro de sintonia.

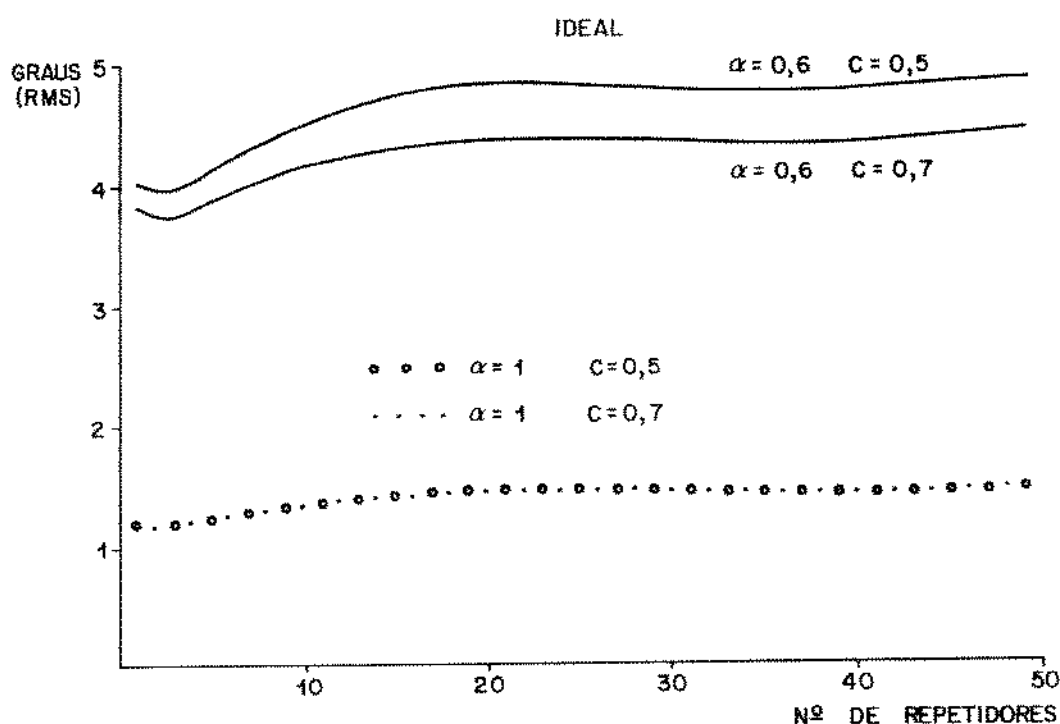


Fig. V.4 - Acumulação de tremor para repetidores ideais:  $\alpha=1$  com  $c=0,5$  e  $c=0,7$ , e  $\alpha=0,6$  com  $c=0,5$  e  $c=0,7$  ( $Q=50$ )

Analisando-se o comportamento dos repetidores ideais, nota-se que o nível de ceifamento tem uma influência bastante pequena, de tal forma que, para o caso de  $\alpha=1,0$ , se torna desprezível. Este resultado já era esperado, de acordo com os resultados obtidos no Apêndice A.



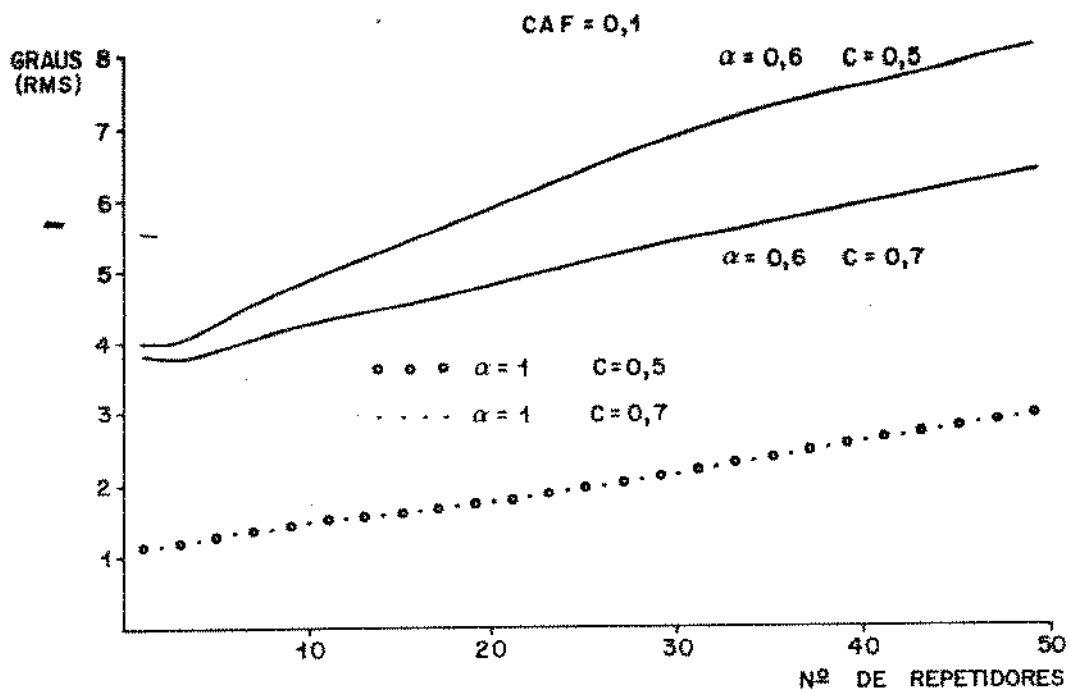


Fig. V.5 - Acumulação de tremor para repetidores com 0,1 de CAF:  $\alpha=1$  com  $c=0,5$  e  $c=0,7$ , e  $\alpha=0,6$  com  $c=0,5$  e  $c=0,7$  ( $Q=50$ )

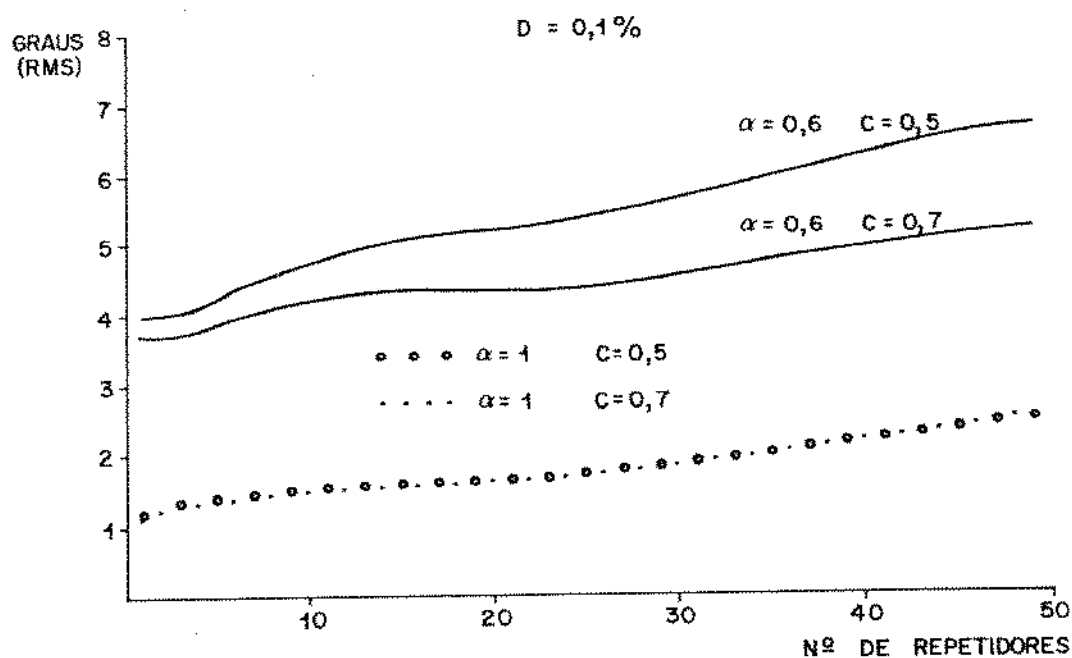


Fig. V.6 - Acumulação de tremor para repetidores com erro de sintonia de 0,1% e  $\alpha=1$  com  $c=0,5$  e  $c=0,7$ , e  $\alpha=0,6$  e  $c=0,5$  e  $c=0,7$  ( $Q=50$ )

Para repetidores com imperfeições (conversão de amplitude para fase, e erro de sintonia) podemos notar que, para  $\alpha=1$  não há também uma diferença significativa; porém, para  $\alpha = 0,6$  esta diferença já é marcante.

Na Fig. V.7 temos o diagrama de olho para  $\alpha=1$  e  $\alpha=0,6$ .

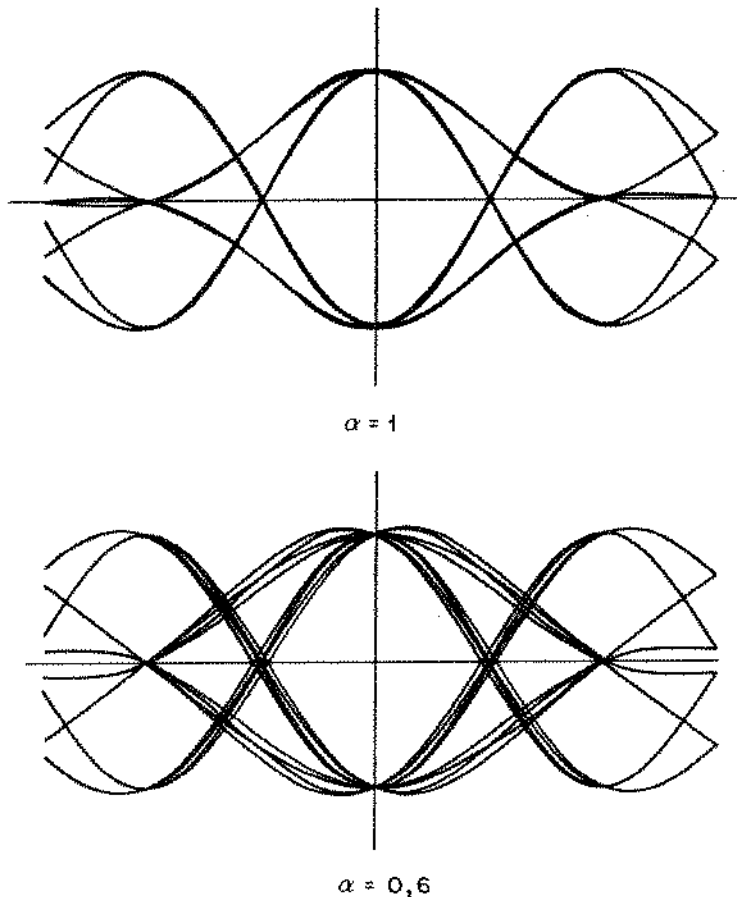


Fig. V.7 - Diagramas de olho para  $\alpha=1$  e  $\alpha=0,6$

Para  $\alpha=1$ , interferentes distantes de duas janelas tem uma influência mínima, tanto que pelo diagrama de olho só podemos distinguir quatro sequências diferentes. Com isto, uma variação no nível de ceifamento, na forma em que a estamos considerando, trará variações mínimas aos impulsos equivalentes e portanto à resposta do circuito tanque.

Isto pode ser observado nos impulsos equivalentes e nos resultados dos cálculos apresentados no Apêndice A, e tem seu reflexo nos resultados obtidos com a simulação.

Com  $\alpha=0,6$ , já podemos distinguir diversas sequências evidenciando a influência de todos os pulsos da sequência, na

formação do impulso equivalente. Nota-se que há uma certa concentração das sequências com o aumento do nível de ceifamento. Isto significa, em termos de impulsos equivalentes, que haverá uma menor variação de fase e de amplitude. Podemos observar isto nos impulsos equivalentes listados no Apêndice A.

Estas variações de amplitude e de fase dos impulsos equivalentes são convertidas em tremor pelos mecanismos de conversão de amplitude para fase e pelo erro de sintonia.

Com isto, há uma combinação das componentes do tremor intrínseco com as características próprias das imperfeições, o que faz com que quanto menor o nível de ceifamento, maior se ja o tremor gerado e maior a acumulação, evidenciando a formação de um tremor com componentes de baixa frequência mais fortes.

#### V.6 - VARIAÇÕES NA ACUMULAÇÃO DO TREMOR COM A VARIAÇÃO DO FATOR DE QUALIDADE DO CIRCUITO TANQUE

Vamos agora analisar a influência do fator de qualidade do circuito tanque dos repetidores de uma linha digital, no tremor. Na Fig. V.8 temos um gráfico mostrando a acumulação de tremor considerando-se uma linha de repetidores ideais com  $\alpha=0,6$ ,  $c=0,7$  e  $Q=100, 75$  e  $50$ .

Pelos resultados obtidos no item IV.5, evidenciados também no Apêndice A, o tremor é inversamente proporcional à raiz quadrada de  $Q$  e com componentes de baixa frequência bastante incipientes. O fato dos resultados obtidos na simulação, não apresentarem uma acumulação significativo confirma a ausência de componentes de baixa frequência, e o valor do tremor RMS do primeiro repetidor cai bem dentro do esperado teoricamente.

Um fator de qualidade elevado significa que o circuito tem uma "memória" grande, conseguindo portanto efetuar uma medição mais efetiva da excitação. Isto torna o relógio mais imune às variações devido à interferência entre pulsos, provocando portanto uma diminuição do tremor.

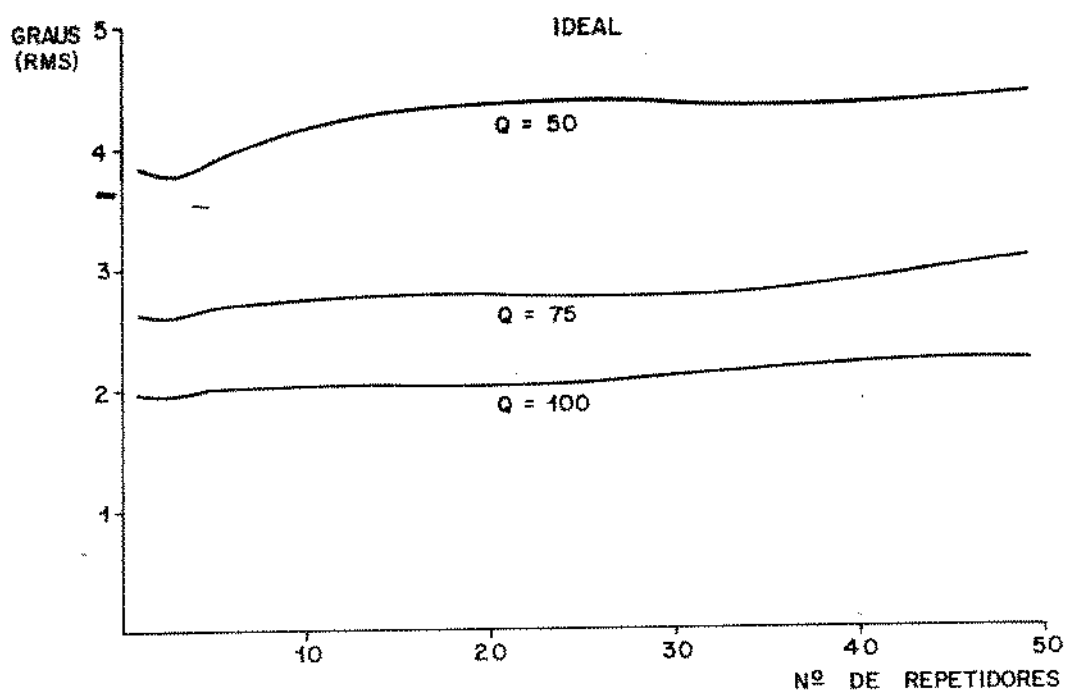


Fig. V.8 - Acumulação de tremor para repetidores ideais com  $Q=100$ ,  $Q=75$  e  $Q=50$  ( $\alpha=0,6$ ,  $c=0,7$ )

Na Fig. V.9 temos o padrão de acumulação de tremor considerando repetidores com 0,1 de conversão de amplitude para fase e  $Q=100$ , 75 e 50 ( $\alpha=0,6$  e  $c=0,7$ ).

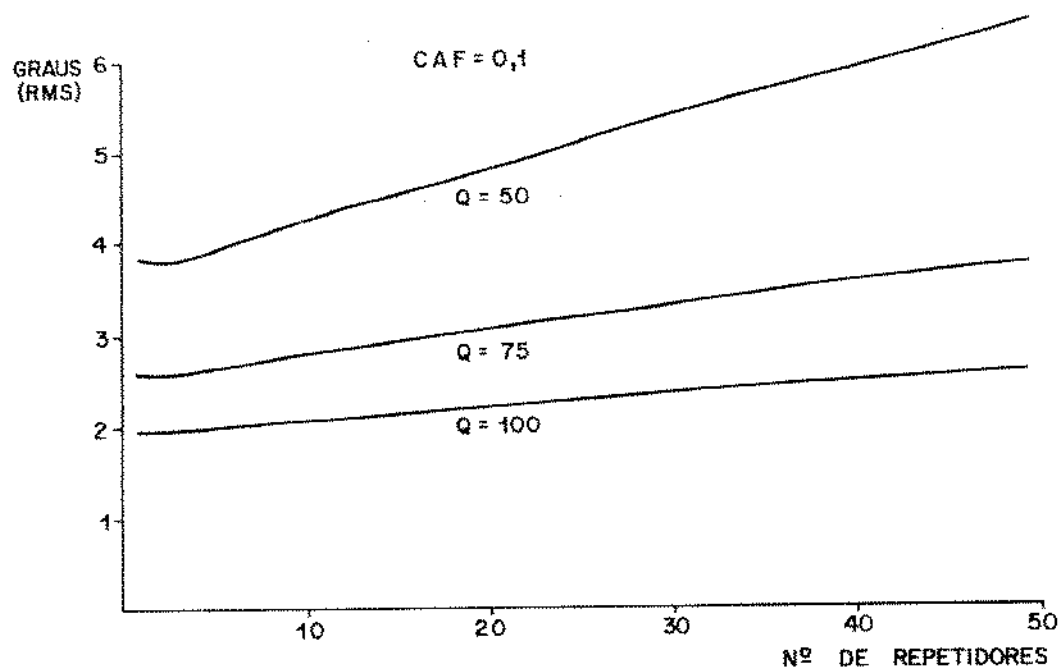


Fig. V.9 - Acumulação de tremor para repetidores com 0,1 de conversão de amplitude para fase e  $Q=50$ , 75 e 100 ( $\alpha=0,6$  e  $c=0,7$ )

A diminuição do fator de qualidade do circuito tanque provocará um aumento de tremor e uma maior acumulação de tremor por três mecanismos.

O fato de termos um "Q" menor significa que teremos um tremor intrínseco maior, devido à interferência entre pulsos, como foi visto anteriormente.

Um fator "Q" menor significa também que o circuito tanque é mais susceptível às variações da excitação. Com isto, as variações nos módulos dos impulsos equivalentes provocarão uma modulação de amplitude, que será convertida para uma modulação de fase tanto maior quanto menor o fator "Q". Este fenômeno de conversão de amplitude para fase, como já foi visto anteriormente, produz um tremor com componentes de baixa frequência de intensidade razoável, e que provocam uma acumulação no tremor absoluto.

Da secção II.6 temos que a acumulação do tremor é inversamente proporcional à raiz quadrada de "Q", e portanto um fator de qualidade mais baixo, além de gerar mais tremor, irá permitir também uma acumulação maior.

Na Fig. V.10 temos um gráfico que mostra a acumulação de tremor para linhas com erro de sintonia, para vários fatores de qualidade do circuito ressonante.

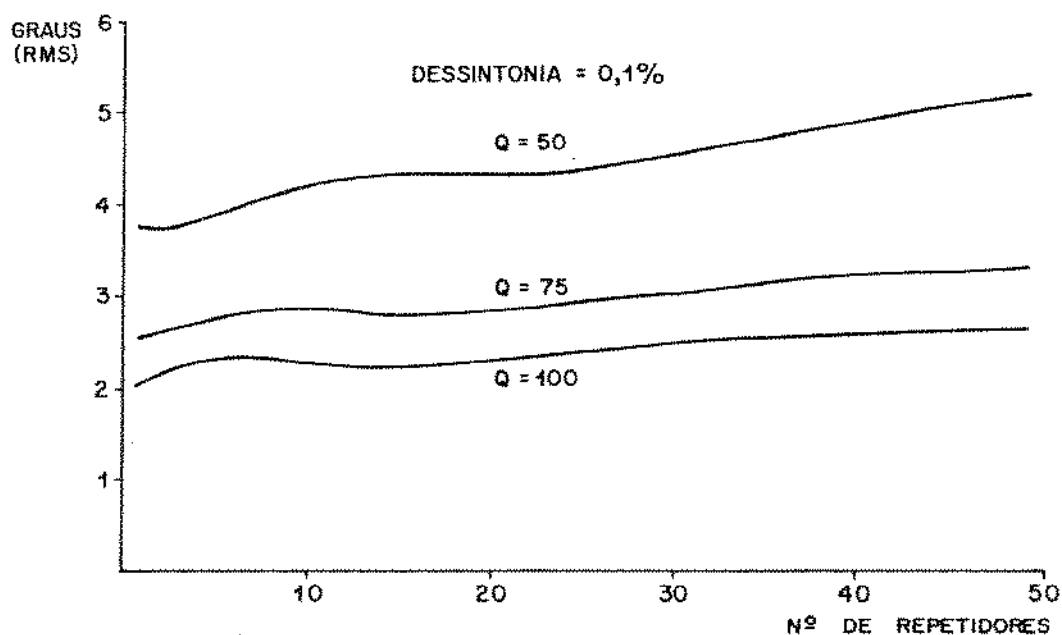


Fig. V.10 - Acumulação de tremor para repetidores com 0,1% de erro de sintonia e  $Q=50$ ,  $75$  e  $100$  ( $\alpha=0,6$  e  $c=0,7$ )

Pelas conclusões obtidas na secção II.2 temos que o tremor RMS no primeiro repetidor deveria ser diretamente proporcional à raiz quadrada do fator de qualidade. Isto não ocorre no nosso caso por uma predominância da interferência entre pulsos sobre a dessintonia como causa de tremor.

Podemos verificar também a falta de componentes de baixa frequência no tremor provocado pelo erro de sintonia, pois não há uma acumulação significativa, mesmo com o fator de qualidade relativamente baixo, como 50.

#### V.7 - ANÁLISE DA SISTEMATICIDADE DO TREMOR PROVOCADO PELA CONVERSÃO DE AMPLITUDE PARA FASE E ERRO DE SINTONIA DO CIRCUITO TANQUE

Até o presente momento, estávamos considerando que todos os repetidores possuíam um tipo de imperfeição igual, seja o mesmo erro de sintonia, seja o mesmo fator de conversão de amplitude para fase. Isto fazia com que o tremor originado por estas imperfeições pudesse ser tomada como sendo sistemático, pois era o mesmo para todos os repetidores.

Porém esta situação não deve corresponder à situação real de uma linha de repetidores, pois é muito pouco provável que estas imperfeições apareçam com a mesma intensidade em todos os repetidores. Para podermos ter uma idéia de uma linha de repetidores cujas imperfeições variem conforme o repetidor, traçamos os gráficos das Figs. V.11 e V.12.

Na Fig. V.11 está mostrada a acumulação de tremor em uma linha de repetidores cujo fator conversão de amplitude para fase varia alternadamente entre +0,1 e -0,1. Para efeito de comparação temos o padrão de crescimento para uma linha de repetidores ideais e para uma linha de repetidores, todos com o mesmo fator de conversão de amplitude para fase.

Fica bastante evidente, pela análise da Fig. V.11, o efeito de cancelamento das componentes de baixa frequência do tremor, com a alternância do sinal do fator de conversão de amplitude para fase, tanto assim que a curva obtida praticamente

se sobrepõe à curva da acumulação obtida com uma linha de repetidores ideais.

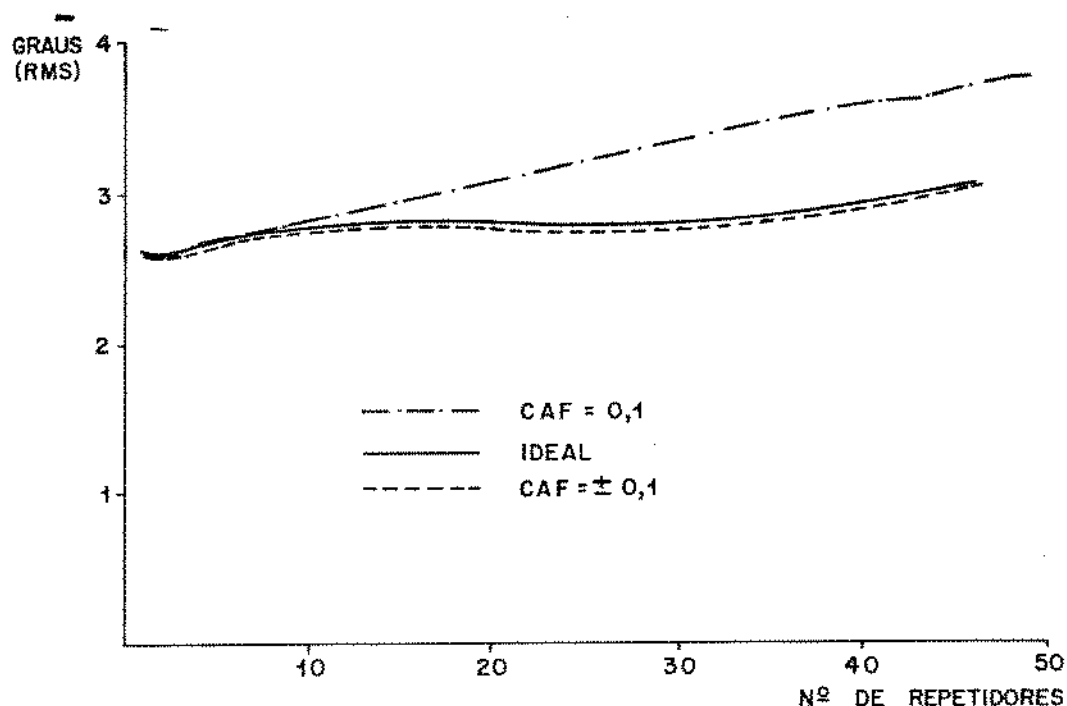


Fig. V.11 - Acumulação de tremor com uma linha de repetidores com fator de conversão de amplitude para fase variando  $\pm 0,1$  ( $\alpha=0,6$ ,  $c=0,5$ ,  $Q=75$ )

Com isto, fica descaracterizada a sistematicidade da conversão de amplitude para fase como fonte de tremor, e a sua importância como fonte de tremor acumulativo fica bastante comprometida.

Na Fig. V.12 temos a acumulação de tremor para uma linha de repetidores, cujos erros de sintonia alternam entre 0,1% e -0,1%. Para efeito de comparação temos, no mesmo gráfico, o padrão de acumulação para uma linha de repetidores, todos com erro de sintonia de 0,1% e uma linha de repetidores ideais.

Nota-se na curva apresentada que os repetidores pares, que possuem erro de sintonia de 0,1%, tendem para a curva em que todos os repetidores possuem um erro de sintonia de 0,1%.

Isto nos permite concluir que o tremor provocado pe

lo erro de sintonia é mais função do próprio repetidor do que fruto da acumulação de tremor. Isto vem de encontro às conclusões obtidas no Capítulo II, que diziam que o erro de sintonia gera um tremor com pouco conteúdo espectral de baixa frequência, e, portanto, com pouca capacidade de acumulação.

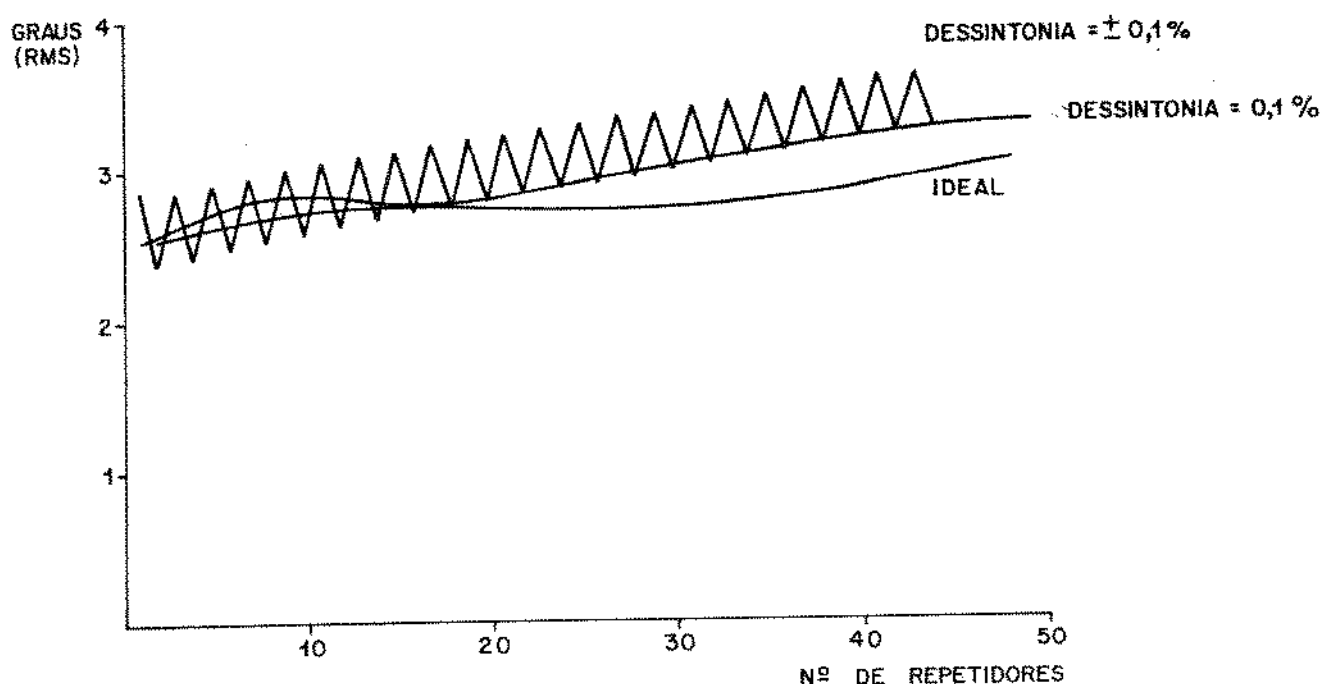


Fig. V.12 - Acumulação de tremor em uma linha de repetidores com erro de sintonia variando  $\pm 0,1\%$  ( $\alpha = 0,6$ ,  $c=0,5$ ,  $Q=75$ )

#### V.8 - A ACUMULAÇÃO DE TREMOR CONSIDERANDO PULSOS REALIZÁVEIS

Como já foi dito, e no Apêndice B será tratado com mais detalhes, os pulsos equalizados realizáveis foram por nós divididos em dois grupos: Pulsos de Fase Mínima e Pulsos de Fase Equalizada.

Os Pulsos de Fase Equalizada são os pulsos de Fase Mínima submetidos a uma equalização de fase e com isto são uma aproximação muito melhor do pulso tipo cosseno levantado.



Na Fig. V.13 temos o padrão de acumulação de tremor para uma linha de repetidores considerando os pulsos do tipo cosseno levantado, de Fase Equalizada e de Fase Mínima.

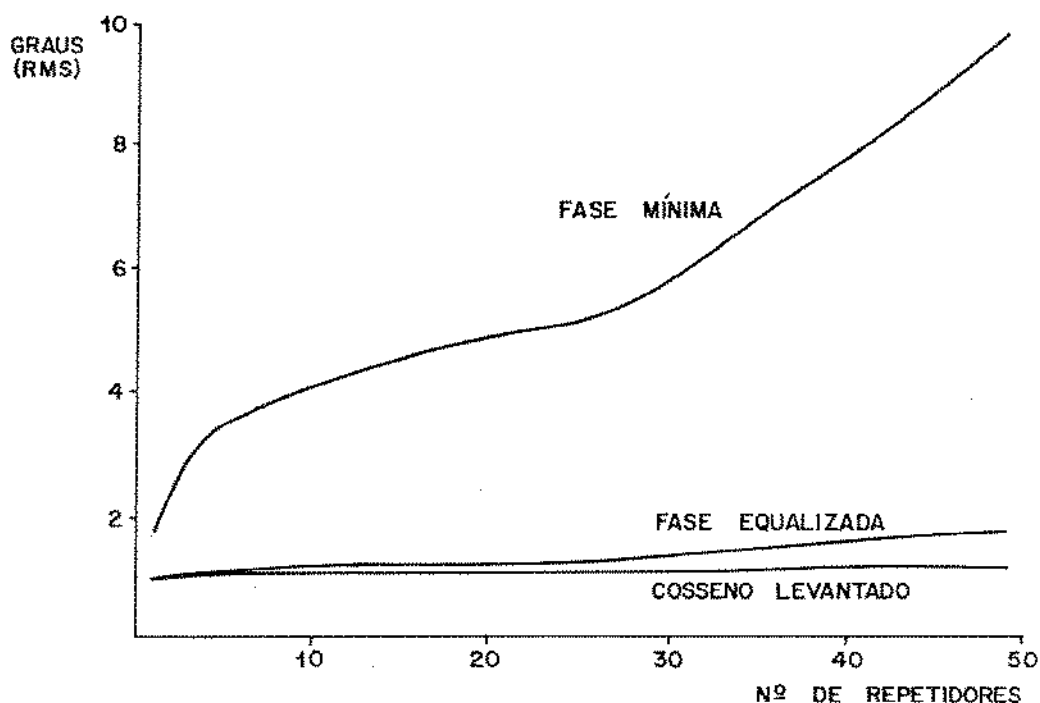


Fig. V.13 - Padrão de acumulação de tremor para uma linha de repetidores considerando pulsos teóricos de Fase Equalizada e Fase Mínima ( $\alpha=0,8$ ,  $c=0,7$ ,  $Q=100$ )

A diferença de comportamento é bem marcante, e corresponde ao que era esperado pelos resultados apresentados no Apêndice A.

Pelos resultados obtidos, podemos afirmar que a principal fonte de tremor acumulativo é a ausência de equalização de fase.

Como o caso geral é que uma linha de repetidores seja constituída por repetidores de mesmo projeto, é fácil ver que a equalização imperfeita pode ser tomada como uma fonte sistemática de tremor.

O uso de uma equalização de fase fará com que o pul

so equalizado tenda bastante para o pulso cosseno levantado , com uma diminuição das componentes de baixa frequência do tremor gerado pela interferência entre pulsos (vide Apêndice A) , e portanto uma taxa de acumulação bastante menor.

Indiretamente, fica também confirmada a teoria aqui desenvolvida, que afirma a necessidade de conteúdo espectral de baixa frequência para que haja acumulação de tremor.

Nota-se ainda, como era esperado pelos resultados do Apêndice A, que o tremor RMS varia relativamente pouco com a equalização de fase quando se analisa só o primeiro repetidor.

#### V.9 - ESTUDO DO TREMOR DE ALINHAMENTO PARA LINHA COM REPETIDORES NÃO IDÊNTICOS

Com o nosso ferramental computacional para análise do tremor, podemos fazer um estudo sobre o tremor de alinhamento para linha de repetidores não idênticos.

Um estudo analítico sobre este assunto foi efetuado por Waldman [7], e de onde extraímos alguns dados para nortear o nosso estudo.

O tremor de alinhamento, considerando todos os repetidores idênticos, é sempre decrescente, portanto o repetidor em que ele é mais intenso é o primeiro. Com isto, podemos estabelecer o critério de que o máximo tremor de alinhamento aceitável é aquele que o repetidor apresenta quando é colocado no início da linha.

A grande diferença entre o projeto de repetidores está no fator de qualidade do circuito tanque dos repetidores. Waldman [7] nos mostra que em uma linha com  $N-1$  repetidores idênticos, e o  $N$ º diferente, o pior caso de tolerância de variação do fator  $Q$  ocorre para  $N=6$ .

Neste caso, o  $Q_{\max}$  deveria ser 1,55 vezes o valor do "Q" dos 5 repetidores iguais que antecedem o de  $Q=Q_{\max}$ .

A Fig. V.14 é uma tabela apresentando os resultados obtidos com a simulação de uma linha de 6 repetidores com  $\alpha=0,8$ ,

so equalizado tenda bastante para o pulso cosseno levantado , com uma diminuição das componentes de baixa frequência do tremor gerado pela interferência entre pulsos (vide Apêndice A) , e portanto uma taxa de acumulação bastante menor.

Indiretamente, fica também confirmada a teoria aqui desenvolvida, que afirma a necessidade de conteúdo espectral de baixa frequência para que haja acumulação de tremor.

Nota-se ainda, como era esperado pelos resultados do Apêndice A, que o tremor RMS varia relativamente pouco com a equalização de fase quando se analisa só o primeiro repetidor.

#### V.9 - ESTUDO DO TREMOR DE ALINHAMENTO PARA LINHA COM REPETIDORES NÃO IDÊNTICOS

Com o nosso ferramental computacional para análise do tremor, podemos fazer um estudo sobre o tremor de alinhamento para linha de repetidores não idênticos.

Um estudo analítico sobre este assunto foi efetuado por Waldman [7], e de onde extraímos alguns dados para nortear o nosso estudo.

O tremor de alinhamento, considerando todos os repetidores idênticos, é sempre decrescente, portanto o repetidor em que ele é mais intenso é o primeiro. Com isto, podemos estabelecer o critério de que o máximo tremor de alinhamento aceitável é aquele que o repetidor apresenta quando é colocado no início da linha.

A grande diferença entre o projeto de repetidores está no fator de qualidade do circuito tanque dos repetidores. Waldman [7] nos mostra que em uma linha com N-1 repetidores idênticos, e o Nº diferente, o pior caso de tolerância de variação do fator Q ocorre para N=6.

Neste caso, o  $Q_{\max}$  deveria ser 1,55 vezes o valor do "Q" dos 5 repetidores iguais que antecedem o de  $Q=Q_{\max}$ .

A Fig. V.14 é uma tabela apresentando os resultados obtidos com a simulação de uma linha de 6 repetidores com  $\alpha=0,8$ ,

$c=0,7$ , de Fase Mínima, cujos cinco primeiros repetidores tem um "Q" de 50 e o sexto tem um "Q" diferente conforme o apresentado na tabela. A tabela apresenta, além do "Q" do último repetidor, o tremor de alinhamento que ele apresenta nesta posição, e o tremor de alinhamento que ele apresentaria caso fosse colocado como primeiro da linha.

Fator "Q"	Tremor de alinhamento como 6º repetidor (graus RMS)	Tremor de alinhamento como 1º repetidor (graus RMS)
50	0,740	2,687
60	0,967	2,343
70	1,233	2,091
80	1,475	1,898
90	1,688	1,745
100	1,872	1,62
110	2,035	1,516
120	2,178	1,428

Fig. V.14 - Tabela mostrando a variação do tremor de alinhamento com o fator de qualidade em uma linha de repetidores com os 5 primeiros iguais

Podemos explicar a dificuldade de aceitação do tremor de circuitos de extração de relógio que tenham circuito tanque com Q maior que o dos repetidores que o precedem, analisando o conteúdo espectral do tremor gerado por este segmento de linha.

Como já foi discutido aqui, ao longo de uma linha de repetidores, o tremor vai sofrendo um processo semelhante a uma filtragem passa baixa, devido à ação do circuito tanque dos repetidores. Com isto, à medida que a linha cresce, o tremor vai tendo seu espectro concentrado nas baixas frequências, o que faz com que a filtragem efetuada pelo circuito tanque te

nha cada vez menos efeito. Por isto, o tremor relativo tende a diminuir ao longo da linha.

Quando temos um repetidor com um "Q" maior que o dos repetidores que o precedem, algumas componentes que não seriam filtradas pelos repetidores de "Q" menor, passam a cair acima da frequência de corte do último repetidor. Com isto, há uma diferença maior entre o tremor de entrada e o de saída, ou seja, há um acréscimo no tremor de alinhamento.

Em nossas simulações constatamos uma relação de  $Q_{\max}$  para  $Q_{\min}$  da ordem de 2. A discrepância com o valor teórico (1,55) pode ser atribuída às aproximações adotadas no modelo para o estudo da acumulação.

A principal delas é que no modelo adotado são consideradas as fontes sistemáticas de tremor na forma de um ruído branco, o que não é uma aproximação muito boa, principalmente para os primeiros repetidores de linha, para os quais o crescimento do tremor absoluto não se restringe apenas às frequências mais baixas.

De qualquer modo, fica evidente a dificuldade de repetidores de "Q" elevados aceitaram o tremor de uma linha de repetidores de "Q" menores.

#### V.10- CONCLUSÕES

Durante este capítulo procuramos, através de dados obtidos com a simulação do processo de extração de relógio em uma linha de repetidores, mostrar a influência de diversos fatores na geração e acumulação de tremor.

Vale ressaltar a coerência apresentada pelos resultados obtidos pela simulação, ao compará-los com a teoria largamente difundida na literatura e apresentada no Capítulo II, e ao método aproximado pelo cálculo do espectro de potência de tremor apresentado na seção IV.5. Isto nos dá uma certa segurança, quanto a verossimilhança dos resultados obtidos, com o fenômeno a que nos propusemos a estudar, ou seja, a geração e acumulação de tremor.

O ponto de maior interesse a ser observado, e que não

é citado na literatura disponível, é a influência da equalização de fase no processo de acumulação de tremor.

Como pode ser observado nos resultados apresentados, o processo de acumulação de tremor é muito mais violento quando consideramos pulsos realizáveis, sendo que a equalização de fase minimiza este efeito.

Podemos atribuir esta acumulação às componentes de baixa frequência do tremor, provocado pela assimetria dos pulsos realizáveis.

A equalização de fase contrubui, portanto, para a melhoria do desempenho do repetidor, tanto com a diminuição da interferência intersimbólica, o que se reflete num "olho" mais aberto, quanto na melhoria do relógio extraído do pulso equalizado. A equalização de fase é, portanto, uma operação indispensável, principalmente para repetidores com " $\alpha$ " médios e pequenos, se quisermos limitar o tremor absoluto na linha, mesmo quando ela não seja essencial para o desempenho de um repetidor isoladamente. Um outro aspecto da equalização, que afeta de maneira definitiva a qualidade do relógio e o fator de excesso " $\alpha$ ".

Quanto menor o excesso de faixa maior o tremor, pois a interferência entre pulsos aumenta. Quanto menor o " $\alpha$ ", menor a abertura do olho. Esta relação pode tornar problemática a amostragem de um sinal equalizado a partir de um relógio extraído deste sinal, para " $\alpha$ 's" pequenos.

Uma alternativa para a diminuição do tremor é o uso de "Q's" elevados que, porém, tem uma dificuldade de aceitação de tremor grande, e não é uma solução válida para todos os casos.

Uma outra solução é a utilização de outras não linearidades que não a retificação e ceifamento. Podemos ainda adotar soluções que combinem estas duas.

Uma outra solução que pode ser adotada é o uso de uma pré-equalização. Neste caso o sinal de sincronismo seria extraído de um pulso equalizado com fator de excesso de faixa bastante grande e o sinal equalizado que seria amostrado teria o fa

tor  $\alpha$  bem menor, determinado pelas condições de ruído do repe  
tidor.

As causas de tremor tradicionalmente estudadas na li  
teratura, como a conversão de amplitude para fase e a dessinto  
nia, tem um efeito bastante pequeno em face da interferência en  
tre pulsos, principalmente se considerarmos os pulsos realizá  
veis. Além disto, sob o ponto de vista de acumulação, elas não  
podem ser consideradas estritamente sistemáticas, pois são im  
perfeições dos repetidores, e portanto é muito pouco provável  
que sejam iguais em todos os repetidores.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO



Ao longo deste trabalho, o problema da acumulação de tremor foi estudado basicamente através de dois caminhos complementares. Um, analítico, através de modelos bastante aceitos e outro através da simulação do sinal de relógio em computador, a través de um modelo matemático. A possibilidade de confronto destes dois enfoques para o problema da acumulação de tremor nos permitiu a obtenção de resultados bastante interessantes e que não são citados na literatura disponível.

Talvez o ponto mais importante a ser observado no problema da acumulação de tremor é a influência dos pulsos equalizados e a importância da utilização da equalização de fase. Devemos ressaltar também, que a observação de apenas um repetidor não nos mostrará este efeito, a não ser que seja feita uma análise espectral do tremor.

Nossa análise foi baseada em pulsos realizáveis, porém teóricos. A nossa expectativa é que os pulsos equalizados práticos sejam bastante mais assimétricos, provocando portanto um tremor com caráter acumulativo mais intenso. Observações efetuadas em linhas de repetidores reais confirmam esta expectativa, porém a falta de equipamento especializado não nos permitiu a obtenção de dados conclusivos.

As causas de tremor mais comumente citadas na literatura, como a conversão de amplitude para fase e o erro de sintonia, se revelaram pouco significativos face ao tremor gerado, pelo fato dos pulsos que excitam o circuito tanque não serem todos iguais, devido à interferência entre pulsos. Além disto, elas não são estritamente sistemáticas, pois são função de imperfeições nos regeneradores, o que lhes dá um caráter aleatório, ao passo que a interferência entre pulsos é função de um parâmetro de projeto, a equalização, que se reproduz claramente em todos os repetidores da linha.

Uma ferramenta que se revelou bastante interessante para uma avaliação a priori e rápida da acumulação do tremor é o cálculo da densidade espectral de potência aproximada do tremor. (Secção IV.5). Sua aplicação é bem mais rápida que a simulação propriamente dita e através da análise de seus resultados, podemos ter uma boa idéia do que irá acontecer ao longo da linha.

A acumulação de tremor não é problemática para o desempenho de uma dada linha de repetidores, pois pensando na taxa de erro, o que interessa é o tremor relativo, e este é decrescente. A importância do tremor absoluto aparece quando do interfaceamento de redes digitais de projeto diferentes. O CCITT apresenta recomendações limitando o tremor absoluto, portanto é desejável a adoção de medidas que restrinjam o seu crescimento.

O problema de aceitação de tremor é também altamente dependente do fator de qualidade dos diversos repetidores que compõem a linha, pois é ele que determina o espectro do tremor e quem vai filtrá-lo. Fatores de qualidade altos minimizam o tremor gerado, porém implicam numa grande dificuldade de aceitação do tremor oriundo de repetidores de "Q's" maiores.

Finalmente, devemos ressaltar a coerência dos resultados obtidos pelos diversos métodos adotados, o que nos permite concluir pela fidelidade do modelo aqui desenvolvido e dos resultados obtidos. A confrontação dos resultados aqui obtidos com a situação de uma linha real de repetidores reais foi feita de uma maneira bastante rústica, devido à falta de equipamento adequado, porém reforçou os resultados aqui apresentados.

APÊNDICES

## APÊNDICE A

### APRESENTAÇÃO DOS IMPULSOS EQUIVALENTES

Convenções adotadas na tabela dos impulsos equivalentes:

Módulo - módulo do impulso equivalente normalizado para que o módulo do impulso equivalente médio seja 1.

Fase - atraso do impulso equivalente em graus.

$C=B-BMED$  - diferença entre o atraso do impulso equivalente e o atraso médio em graus.

$A*\cos(C)$  - componente em fase do impulso equivalente (em relação à fase média).

$A*\sin(C)$  - componente em quadratura do impulso equivalente (em relação à fase média).

Tremor RMS (2JT) - componente do tremor quadrático médio calculada de acordo com a eq.(IV.24) considerando o conjunto dos 16 impulsos equivalentes.

Tremor RMS (1JT) - componente de tremor RMS calculada de acordo com a eq.(IV.24) para impulsos equivalentes que levem em consideração apenas a interferência dos pulsos adjacentes (Pulsos 1,3,5 e 7).

OBS. 1: A eq.(IV.24) foi calculada para  $Q = 100$  e  $Q = 50$ .

OBS. 2: Entre parênteses temos o tremor RMS obtido através da simulação.

Componente de  
Frequência Nula - Resultado da eq.(IV.25) considerando o conjunto dos 16 impulsos equivalentes.  
(2JT)

Componente de  
Frequência Nula - Resultado da eq.(IV.25) considerando apenas os impulsos 1,3,5 e 7.  
(1JT)

Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 1$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-R	FRSE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SINCC
1	1.20392	0.00000	0.00000	1.20392	0.00000
2	1.19544	-1.73160	-1.73160	1.19489	-0.03612
3	1.04282	-20.65680	-20.65680	0.97671	-0.36823
4	1.04277	-19.53000	-19.53000	0.98372	-0.34893
5	1.04282	20.65680	20.65680	0.97671	0.36823
6	1.03142	19.17360	19.17360	0.97420	0.33875
7	0.04333	0.00000	0.00000	0.04333	0.00000
8	0.04723	1.05480	1.05480	0.04709	0.01560
9	1.19544	1.73160	1.73160	1.19489	0.03612
10	1.18674	0.00000	0.00000	1.18674	0.00000
11	1.03142	-19.17360	-19.17360	0.97420	-0.33875
12	1.04277	-10.02800	-10.02800	0.99252	-0.32304
13	1.04277	19.53000	19.53000	0.98372	0.34893
14	1.04277	10.02800	10.02800	0.99252	0.32304
15	0.04723	-1.05480	-1.05480	0.04709	-0.01560
16	0.05089	0.00000	0.00000	0.05089	0.00000

FRSE MEDIO : -0.00000

FUNDO DE AUTO CORRELACAO

$P_1(0) = 0.0209757$   
 $P_1(1) = -0.0001410$   
 $P_1(2) = -0.0064242$   
 $P_1(3) = -0.0063575$   
 $P_1(4) = -0.0000000$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 0.5170(0,61) graus  
 (Q = 50) : 1.044 (1,21) graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $2.428 \times 10^{-6}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0.566 graus  
 (Q = 50) : 1.118 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 0.00

Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 1$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEX	A*SINEX
1	1.20384	0.00000	0.00010	1.20384	0.00000
2	1.19544	-1.73160	-1.73142	1.19489	-0.03612
3	1.04282	-20.65680	-20.65662	0.97671	-0.36822
4	1.04276	-19.52640	-19.52622	0.98373	-0.34886
5	1.04382	20.65680	20.65698	0.97671	0.36823
6	1.03142	19.17360	19.17378	0.97420	0.33075
7	0.84333	0.00000	0.00010	0.84333	0.00000
8	0.84721	1.05120	1.05138	0.84707	0.01555
9	1.19544	1.73160	1.73178	1.19489	0.03613
10	1.18670	0.00000	0.00010	1.18670	0.00000
11	1.03142	-19.17360	-19.17342	0.97421	-0.33875
12	1.03158	-18.03240	-18.03222	0.98091	-0.31933
13	1.04276	19.52640	19.52658	0.98373	0.34887
14	1.03142	18.03240	18.03258	0.98076	0.31920
15	0.84721	-1.05120	-1.05102	0.84707	-0.01554
16	0.85091	0.00000	0.00010	0.85091	0.00000

FASE MEDIO : -0.00010

FUNCO DE AUTO CORRELACAO

PC 0) = 0.0297222

PC 1) = -0.0001200

PC 2) = -0.0003404

PC 3) = -0.0003070

PC 4) = -0.0000000

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 0,5271(0,61) graus

(Q = 50) : 1,0399(1,21) graus

Componente de frequencia

Nula (2JT) : 1,3621 x 10<sup>-6</sup>

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0,5666 graus

(Q = 50) : 1,1187 graus

Componente de frequencia

Nula (1JT) : 0,00

Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 0,8$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COS(C)	A*SIN(C)
1	1.38544	0.00000	0.00000	1.38544	0.00000
2	1.34429	2.01600	2.01600	1.34346	0.04729
3	1.11824	-35.64720	-35.64720	0.90871	-0.65170
4	1.10132	-34.70400	-34.70400	0.90540	-0.62702
5	1.11824	35.64720	35.64720	0.90871	0.65170
6	1.15301	38.50560	38.50560	0.90228	0.71785
7	0.85694	0.00000	0.00000	0.85694	0.00000
8	0.84797	0.05400	0.05400	0.84797	0.00000
9	1.34429	-2.01600	-2.01600	1.34346	-0.04729
10	1.38468	0.00000	0.00000	1.38468	0.00000
11	1.15301	-38.50560	-38.50560	0.90228	-0.71785
12	1.13696	-37.72800	-37.72800	0.89917	-0.69566
13	1.10132	34.70400	34.70400	0.90540	0.62702
14	1.13696	37.72800	37.72800	0.89917	0.69566
15	0.84797	-0.05400	-0.05400	0.84797	-0.00000
16	0.83900	0.00000	0.00000	0.83900	0.00000

FASE MEDIA : -0.00000

FUNCAO DE AUTO CORRELACAO

$R(0) = 0.1127160$

$R(1) = -0.0292460$

$R(2) = -0.0303220$

$R(3) = 0.0028907$

$R(4) = -0.0000740$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,0168 graus

(Q = 50) : 2,0087 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $1,27119 \times 10^{-5}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,0028 graus

(Q = 50) : 1,9799 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 0,00

Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 0,8$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COS(C)	A*SIN(C)
1	1.56612	0.00000	-0.00001	1.56612	-0.00000
2	1.60871	0.45000	0.44999	1.60866	0.01263
3	1.40368	-31.73040	-31.73041	1.19387	-0.73823
4	1.37941	-30.71880	-30.71881	1.18586	-0.70464
5	1.4368	31.73040	31.73039	1.19388	0.73823
6	1.44168	33.34320	33.34319	1.20437	0.79242
7	1.04968	0.00000	-0.00001	1.04968	-0.00000
8	1.03799	0.28440	0.28439	1.03798	0.00515
9	1.60845	-0.45000	-0.45001	1.60840	-0.01263
10	1.65443	0.00000	-0.00001	1.65443	-0.00000
11	1.44168	-33.34320	-33.34321	1.20437	-0.79242
12	1.41563	-32.25240	-32.25241	1.19721	-0.75545
13	1.37941	30.71880	30.71879	1.18586	0.70464
14	1.41563	32.25240	32.25239	1.19721	0.75545
15	1.03799	-0.28440	-0.28441	1.03798	-0.00515
16	1.02668	0.00000	-0.00001	1.02668	-0.00000

FASE MEDIA : 0.00001

FUNCOE DE AUTO CORRELACAO

R( 0 ) = 0.1400201

R( 1 ) = -0.0368420

R( 2 ) = -0.0355627

R( 3 ) = 0.0024641

R( 4 ) = -0.0000425

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,1332(1,06) graus  
(Q = 50) : 2,2342 graus

Componente de frequencia

Nula (2JT) : 3,1438 x 10<sup>-5</sup>

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,1359 graus  
(Q = 50) : 2,2428 graus

Componente de frequencia

Nula (1JT) : 0,00



Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 0,6$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SIN(C)
1	1.45208	0.00000	0.00000	1.45208	0.00000
2	1.56367	12.06720	12.06720	1.52912	0.32690
3	1.29360	-47.76120	-47.76120	0.66959	-0.95772
4	1.27785	-50.33160	-50.33160	0.81571	-0.98363
5	1.29360	47.76120	47.76120	0.66959	0.95772
6	1.42649	59.33520	59.33520	0.72753	1.22702
7	0.93849	0.00000	0.00000	0.93849	0.00000
8	0.91297	-3.83760	-3.83760	0.91092	-0.06110
9	1.56367	-12.06720	-12.06720	1.52912	-0.32690
10	1.67682	0.00000	0.00000	1.67682	0.00000
11	1.42649	-59.33520	-59.33520	0.72753	-1.22702
12	1.41638	-61.62840	-61.62840	0.67020	-1.24097
13	1.27785	50.33160	50.33160	0.81571	0.98363
14	1.41638	61.62840	61.62840	0.67020	1.24097
15	0.91297	3.83760	3.83760	0.91092	0.06110
16	0.88656	0.00000	0.00000	0.88656	0.00000

FASE MEDIA = -0.00000

FUNCAO DE AUTO CORRELACAO

R( 0 ) = 0.3450577  
R( 1 ) = -0.0703851  
R( 2 ) = -0.1618424  
R( 3 ) = 0.0157802  
R( 4 ) = -0.0610120

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,7162(2,03) graus  
(Q = 50) : 3,3858(4,01) graus

Componente de frequencia

Nula (2JT) : 1,2856 x 10<sup>-4</sup>

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,4736 graus  
(Q = 50) : 2,9096 graus

Componente de frequencia

Nula (1JT) : 0,00

Pulso: Cosseno Levantado

$\alpha = 0,6$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SIN(C)
1	1.34050	0.00000	0.00000	1.34050	0.00000
2	1.44940	10.91520	10.91520	1.42310	0.27445
3	1.28991	-44.44560	-44.44560	0.92089	-0.90324
4	1.20720	-46.71360	-46.71360	0.88262	-0.93706
5	1.28991	44.44560	44.44560	0.92089	0.90324
6	1.45764	55.39320	55.39320	0.82785	1.19974
7	0.87993	0.00000	0.00000	0.87993	0.00000
8	0.85603	-3.59640	-3.59640	0.85514	-0.05375
9	1.44940	-10.91520	-10.91520	1.42318	-0.27445
10	1.55648	0.00000	0.00000	1.55648	0.00000
11	1.45764	-55.39320	-55.39320	0.82785	-1.19974
12	1.45577	-57.31920	-57.31920	0.78606	-1.22531
13	1.20720	46.71360	46.71360	0.88262	0.93706
14	1.45577	57.31920	57.31920	0.78606	1.22531
15	0.85603	3.59640	3.59640	0.85514	0.05375
16	0.83156	0.00000	0.00000	0.83156	0.00000

FASE MEDIA : -0.00000

FUNCOES DE AUTO CORRELACAO

$R(0) = 0.2945550$

$R(1) = -0.0655140$

$R(2) = -0.0953005$

$R(3) = 0.0144561$

$R(4) = -0.0009127$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,6557(1,96) graus  
(Q = 50) : 3,2721(3,85) graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $1,1122 \times 10^{-5}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,3898 graus  
(Q = 50) : 2,7441 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 0,00

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 1$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	D=B-BMED	A*COSEC	A*SIN(C)
1	1.24544	6.12000	0.83376	1.24531	0.01812
2	1.22926	4.36600	-0.91942	1.22910	-0.01973
3	1.15000	-10.00720	-23.29343	1.05700	-0.45507
4	1.16902	-15.53760	-20.82383	1.09266	-0.41558
5	0.95500	32.17600	26.89056	0.85181	0.43197
6	0.93697	30.79440	25.50817	0.84564	0.40350
7	0.84531	5.49000	0.20377	0.84530	0.00301
8	0.86799	7.51600	2.23057	0.86733	0.03378
9	1.24544	6.12000	0.83376	1.24531	0.01812
10	1.22926	4.36600	-0.91942	1.22910	-0.01973
11	1.15000	-10.00720	-23.29343	1.05700	-0.45507
12	1.16902	-15.53760	-20.82383	1.09266	-0.41558
13	0.95500	32.17600	26.89056	0.85181	0.43197
14	0.93697	30.79440	25.50817	0.84564	0.40350
15	0.84531	5.49000	0.20377	0.84530	0.00301
16	0.86799	7.51600	2.23057	0.86733	0.03378

FASE MEDIA : 5.26600

FUNÇÃO DE AUTO CORRELACÃO

$R(0) = 0.8475922$

$R(1) = -0.0127437$

$R(2) = -0.0104240$

$R(3) = 0.0000203$

$R(4) = 0.0000000$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 0,7066(0,74) graus  
(Q = 50) : 1,3385 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $3,9141 \times 10^{-4}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0,6961 graus  
(Q = 50) : 1,3612 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) :  $9,1897 \times 10^{-5}$

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 1$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SINCC
1	1.21511	5.68088	2.09598	1.21438	0.04444
2	1.17272	1.89368	-1.69122	1.17221	-0.03461
3	1.23211	-14.65208	-18.23682	1.17022	-0.38558
4	1.26514	-12.02040	-15.60522	1.21858	-0.34033
5	0.86394	27.32040	23.73558	0.79086	0.34775
6	0.91197	24.64560	21.06078	0.75773	0.29179
7	0.83848	5.34600	1.76118	0.83809	0.02552
8	0.86329	6.97328	3.38838	0.86178	0.05182
9	1.21511	5.68088	2.09598	1.21438	0.04444
10	1.17272	1.89368	-1.69122	1.17221	-0.03461
11	1.23211	-14.65208	-18.23682	1.17022	-0.38558
12	1.26514	-12.02040	-15.60522	1.21858	-0.34033
13	0.86394	27.32040	23.73558	0.79086	0.34775
14	0.91197	24.64560	21.06078	0.75773	0.29179
15	0.83848	5.34600	1.76118	0.83809	0.02552
16	0.86329	6.97328	3.38838	0.86178	0.05182

FREQ MEDIA : 3.58487

FUNÇÃO DE AUTO CORRELACAO

$R(0) = 0.0248174$

$R(1) = -0.0078888$

$R(2) = -0.0001145$

$R(3) = -0.0003500$

$R(4) = 0.0000000$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 0,7 (0,79) graus

(Q = 50) : 1,2207 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $1,0884 \times 10^{-3}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0,6434 graus

(Q = 50) : 1,1962 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) :  $4,6661 \times 10^{-4}$

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 0,8$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-R	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC()	A*SIN(C)
1	1.32801	5.55129	2.56134	1.31869	0.05899
2	1.40836	14.22000	11.23014	1.37355	0.27272
3	1.32402	-31.48560	-34.47546	1.09222	-0.74998
4	1.31416	-31.71240	-34.70226	1.08056	-0.74828
5	0.93138	39.27240	36.20254	0.75079	0.55116
6	1.08534	49.85200	46.06294	0.68740	0.73362
7	0.85767	-0.35280	-3.34266	0.85621	-0.05001
8	0.85428	-1.63080	-4.62066	0.85142	-0.06081
9	1.31996	5.55840	2.56854	1.31063	0.05915
10	1.40831	14.22720	11.23734	1.37346	0.27208
11	1.32477	-31.46760	-34.45746	1.09233	-0.74955
12	1.31421	-31.69440	-34.68426	1.08068	-0.74786
13	0.93138	39.27240	36.20254	0.75079	0.55116
14	1.08534	49.85200	46.06294	0.68740	0.73362
15	0.85767	-0.35280	-3.34266	0.85621	-0.05001
16	0.85428	-1.63080	-4.62066	0.85142	-0.06081

FASE MEDIA : 2.98900

FUNÇÃO DE AUTO CORRELACÃO

RC 0) = 0.100000  
 RC 1) = -0.029077  
 RC 2) = -0.033200  
 RC 3) = 0.001441  
 RC 4) = 0.000000

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,7938 graus  
 (Q = 50) : 2,9166 graus

Componente de frequência  
 Nula (2JT) : 0,01035

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,5854 graus  
 (Q = 50) : 2,6191 graus

Componente de frequência  
 Nula (1JT) : 7,5965 x 10<sup>-3</sup>

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 0,8$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SIN(C)
1	1.25074	4.35600	5.77033	1.24440	0.12575
2	1.30028	9.36720	10.70153	1.27733	0.24324
3	1.47547	-20.79280	-27.37847	1.31020	-0.67852
4	1.47756	-20.69560	-27.20127	1.31321	-0.67725
5	0.76182	33.72480	35.13912	0.62298	0.43848
6	0.80932	41.30640	42.72073	0.59385	0.54838
7	0.81777	-0.70560	0.70873	0.81771	0.01012
8	0.82281	-2.12400	-0.70967	0.82275	-0.01019
9	1.25074	4.35600	5.77033	1.24440	0.12575
10	1.30028	9.36720	10.70153	1.27733	0.24324
11	1.47547	-20.79280	-27.37847	1.31020	-0.67852
12	1.47756	-20.69560	-27.20127	1.31321	-0.67725
13	0.76182	33.72480	35.13912	0.62298	0.43848
14	0.80932	41.30640	42.72073	0.59385	0.54838
15	0.81777	-0.70560	0.70873	0.81771	0.01012
16	0.82281	-2.12400	-0.70967	0.82275	-0.01019

FASE MEDIA : -1.40455

FUNÇÃO DE AUTO CORRELACAO

R( 0 ) = 0.6929514

R( 1 ) = -0.0206115

R( 2 ) = -0.0228080

R( 3 ) = 0.0016007

R( 4 ) = 0.0000000

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1643 (1,72) graus  
(Q = 50) : 2,6221 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) : 0,0093256

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,5287 graus  
(Q = 50) : 2,4573 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 7,843 x 10<sup>-3</sup>

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 0,6$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEC	A*SIN(C)
1	1.56215	1.60200	3.68545	1.55906	0.09824
2	1.85879	36.60840	38.61185	1.45244	1.15996
3	1.76879	-50.06080	-48.65735	1.16375	-1.33203
4	1.77247	-58.35600	-56.35255	0.98209	-1.47552
5	1.00242	43.21000	45.22145	0.70607	0.71155
6	1.33481	77.63040	79.63385	0.24018	1.21302
7	0.99388	-12.01320	-10.00975	0.97875	-0.17275
8	0.97024	-20.60560	-18.68215	0.91912	-0.31079
9	1.55153	1.67400	3.67745	1.55031	0.10016
10	1.85845	36.64440	38.64785	1.45145	1.16066
11	1.76585	-50.60520	-48.60175	1.16774	-1.32462
12	1.76953	-58.11400	-56.11135	0.98666	-1.46893
13	1.00242	43.21000	45.22145	0.70607	0.71155
14	1.33481	77.63040	79.63385	0.24018	1.21302
15	0.99388	-12.01320	-10.00975	0.97875	-0.17275
16	0.97024	-20.60560	-18.68215	0.91912	-0.31079

FREE MEDIA : -2.00345

FUNÇÃO DE AUTO CORRELACAO

R(0) = 0.4778022

R(1) = -0.068827

R(2) = -0.1021661

R(3) = 0.0164722

R(4) = 0.0000440

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 6,1627 graus  
(Q = 50) : 9,02 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) : 0,17024

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 4,0122 graus  
(Q = 50) : 6,2627 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 0,07554

Pulso: Fase Mínima

$\alpha = 0,6$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COSEN(C)	A*SIN(C)
1	1.40600	-0.69120	9.21768	1.38764	0.22522
2	1.71209	31.93200	41.84088	1.27551	1.14207
3	2.01714	-48.69720	-38.78832	1.57229	-1.26363
4	2.06895	-55.95480	-46.04592	1.43602	-1.48943
5	0.71152	37.55520	47.46408	0.48102	0.52429
6	1.07931	69.41520	79.32408	0.19995	1.06063
7	0.89455	-12.05280	-2.14392	0.89392	-0.03346
8	0.88937	-21.22560	-11.31672	0.87208	-0.17452
9	1.40600	-0.69120	9.21768	1.38764	0.22522
10	1.71209	31.93200	41.84088	1.27551	1.14207
11	2.01693	-48.29400	-38.30512	1.57628	-1.24868
12	2.06768	-55.88280	-45.97392	1.43701	-1.48671
13	0.71152	37.55520	47.46408	0.48102	0.52429
14	1.07931	69.41520	79.32408	0.19995	1.06063
15	0.89455	-12.05280	-2.14392	0.89392	-0.03346
16	0.88937	-21.22560	-11.31672	0.87208	-0.17452

FASE MEDIA : -9.90888

FUNCAO DE AUTO CORRELACAO

R( 0) = 0.4111731  
R( 1) = -0.0538660  
R( 2) = -0.0828557  
R( 3) = 0.0114784  
R( 4) = 0.0000371

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 5,9846 graus  
(Q = 50) : 8,7235 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) : 0,1573

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 4,0689 graus  
(Q = 50) : 6,0152 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 0,07242



Pulso: Fase Equalizada

$\alpha = 0,8$

$c = 0,5$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COS(C)	A*SIN(C)
1	1.30622	1.40400	0.28398	1.30620	0.00647
2	1.35200	3.09960	1.97950	1.35199	0.04673
3	1.00179	-34.96680	-36.08682	0.88230	-0.64308
4	1.06052	-33.73020	-34.85922	0.87678	-0.61073
5	1.14230	35.44560	34.32550	0.94341	0.64417
6	1.10119	30.24280	37.12270	0.94101	0.71280
7	0.85614	0.40320	-0.71602	0.85607	-0.01071
8	0.04373	0.43920	-0.68082	0.04367	-0.01003
9	1.33676	-1.91520	-3.03522	1.33480	-0.07070
10	1.30470	-0.33840	-1.45842	1.30425	-0.03524
11	1.12607	-38.47320	-39.59322	0.86774	-0.71760
12	1.10076	-37.04400	-38.16402	0.86547	-0.68010
13	1.13659	36.00000	34.87990	0.93240	0.64997
14	1.17542	38.79360	37.67350	0.93035	0.71037
15	0.84901	1.00000	-0.02922	0.84901	-0.00043
16	0.83660	1.13760	0.01758	0.83660	0.00026

FASE MEDIA : 1.12802

FUNCO DE AUTO CORRELACAO

R( 0) = 0.113501  
R( 1) = -0.028657  
R( 2) = -0.038053  
R( 3) = 0.002071  
R( 4) = -0.000070

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,0312 (1,07) graus  
(Q = 50) : 2,0494 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) : 1,1974 x 10<sup>-4</sup>

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0,9946 graus  
(Q = 50) : 1,959 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) : 4,2094 x 10<sup>-5</sup>

Pulso: Fase Equalizada

$\alpha = 0,8$

$c = 0,7$

PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COS(C)	A*SIN(C)
1	1.24592	2.01240	0.17455	1.24591	0.00380
2	1.29067	2.82960	0.99175	1.29048	0.02234
3	1.05994	-30.49200	-32.32985	0.89563	-0.56685
4	1.03465	-29.43720	-31.27505	0.88430	-0.53714
5	1.16286	31.70880	29.87095	1.00837	0.57916
6	1.19891	33.29640	31.45855	1.02269	0.62569
7	0.83044	0.43200	-1.40585	0.83019	-0.02037
8	0.81692	0.64440	-1.19345	0.81674	-0.01701
9	1.27193	-0.11160	-1.94945	1.27119	-0.04327
10	1.31924	0.48600	-1.35185	1.31887	-0.03112
11	1.09363	-33.01560	-34.85345	0.89745	-0.62499
12	1.06568	-31.56280	-33.60065	0.88762	-0.58975
13	1.15682	32.14440	30.30655	0.99873	0.58376
14	1.19287	33.72480	31.88695	1.01286	0.63013
15	0.82276	0.98640	-0.85145	0.82267	-0.01023
16	0.80453	1.68480	-0.15305	0.80452	-0.00215

FASE MEDIA : 1.83785

FUNÇÃO DE AUTO CORRELAÇÃO

$R(0) = 0.0000000$

$R(1) = -0.0223924$

$R(2) = -0.0232991$

$R(3) = 0.001757$

$R(4) = -0.0000353$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 0,9091 graus

(Q = 50) : 1,7853 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $8,8453 \times 10^{-5}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 0,8939 graus

(Q = 50) : 1,753 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) :  $1,0722 \times 10^{-4}$

Pulso: Fase Equalizada

$\alpha = 0,6$

$c = 0,5$

# PULOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*COS(C)	A*SIN(C)
1	1.44320	-2.33640	0.08907	1.44320	0.00224
2	1.53341	9.68400	12.10947	1.49929	0.32168
3	1.24446	-50.12200	-47.69733	0.83758	-0.92040
4	1.24274	-53.36640	-50.94093	0.78308	-0.96498
5	1.32337	43.69320	46.11867	0.91732	0.95385
6	1.44006	54.56880	56.99427	0.78443	1.20766
7	0.93531	-2.37600	0.04947	0.93531	0.00081
8	0.91647	-6.71040	-4.20493	0.91391	-0.06848
9	1.57823	-14.34600	-11.92053	1.54420	-0.32599
10	1.66757	-2.54160	-0.11613	1.66757	-0.00338
11	1.39803	-61.41600	-58.99053	0.72024	-1.19823
12	1.39661	-64.35360	-61.92013	0.65721	-1.23231
13	1.28903	46.38960	48.81507	0.84882	0.97011
14	1.40375	57.52440	59.94987	0.70294	1.21507
15	0.89049	1.00720	3.51267	0.88882	0.05456
16	0.87043	-3.22920	-0.80373	0.87034	-0.01221

FASE MEDIA : -2.42547

## FUNCAO DE AUTO CORRELACAO

R( 0) = 0.3042508

R( 1) = -0.00673935

R( 2) = -0.0987440

R( 3) = 0.0150811

R( 4) = -0.0009630

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,6947 graus  
(Q = 50) : 3,3371 graus

Componente de frequencia

Nula (2JT) :  $2,1155 \times 10^{-4}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,4524 graus  
(Q = 50) : 2,857 graus

Componente de frequencia

Nula (1JT) :  $1,5077 \times 10^{-4}$

Pulso: Fase Equalizada

$\alpha = 0,6$

$c = 0,7$

# PULSOS EQUIVALENTES

	MODULO-A	FASE-B	C=B-BMED	A*CO5(C)	A*SIN(C)
1	1.33249	-1.32480	-0.21714	1.33248	-0.00505
2	1.41683	9.88560	10.99326	1.39083	0.27018
3	1.19914	-46.51920	-45.41154	0.84181	-0.85399
4	1.21665	-49.77360	-48.66594	0.80353	-0.91355
5	1.35618	40.56120	41.66886	1.01307	0.90162
6	1.50333	50.86080	51.96846	0.92619	1.18413
7	0.87487	-1.71000	-0.60234	0.87482	-0.00920
8	0.86561	-6.47640	-5.36874	0.86181	-0.08099
9	1.48222	-11.32560	-10.21794	1.45871	-0.26294
10	1.56130	-0.12240	0.98526	1.56107	0.02685
11	1.39562	-56.71000	-55.61034	0.78827	-1.15169
12	1.41621	-59.72040	-58.61274	0.73759	-1.20897
13	1.31025	43.27200	44.37966	0.93646	0.91640
14	1.46008	53.38440	54.49206	0.84804	1.18856
15	0.82297	0.92520	2.03286	0.82245	0.02919
16	0.80639	-3.27960	-2.17194	0.80581	-0.03056

FASE MEDIA : -1.10766

## FUNCAO DE AUTO CORRELACAO

$R(0) = 0.2803349$

$R(1) = -0.0617136$

$R(2) = -0.0908761$

$R(3) = 0.0134982$

$R(4) = -0.0008392$

Tremor RMS (2JT): (Q = 100) : 1,6459 graus

(Q = 50) : 3,2233 graus

Componente de frequência

Nula (2JT) :  $4,7316 \times 10^{-4}$

Tremor RMS (1JT): (Q = 100) : 1,3669 graus

(Q = 50) : 2,6831 graus

Componente de frequência

Nula (1JT) :  $2,1761 \times 10^{-4}$

## APÊNDICE B

### CARACTERÍSTICAS DOS PULSOS REALIZÁVEIS

#### INTRODUÇÃO

Uma das formas mais práticas utilizadas na representação de sistemas lineares, entre os quais se inserem os equalizadores e o cabo de transmissão, é através de sua resposta em frequência. Ela é uma função complexa que pode ser dada tanto em termos de componentes reais e imaginários quanto em função de módulo ou amplitude e fase.

O que se pretende é estabelecer, de uma maneira bastante simplificada, a relação existente entre a resposta de fase e de amplitude, justificando e explicitando as hipóteses adotadas na formação dos impulsos equivalentes quando da consideração dos pulsos realizáveis.

Um estudo mais detalhado sobre este assunto foi levado a cabo por Lopes e Chiquito [13].

#### B.1 - RELAÇÃO ENTRE A RESPOSTA DE AMPLITUDE E A RESPOSTA DE FASE EM SISTEMAS LINEARES

Para que um sistema, com resposta impulsiva  $h(t)$  seja considerado realizável, são necessárias duas condições:

1.  $h(t)$  seja causal
2.  $h(t)$  deve ser integrável em módulo e deve ter amplitude finita

Através destas hipóteses, podemos dizer que  $h(t)$  é integrável em módulo, ou seja, a transformada de Fourier de  $h(t)$  existe e que a transformada de Laplace de  $h(t)$  é analítica para  $\text{Re}(s) > 0$ .

Podemos dizer também que estas condições asseguram que  $h(t)$  e  $|H(\omega)|$  satisfazem os requisitos iniciais exigidos para a aplicação da condição necessária do critério de Paley-Wiener pa

ra realizabilidade de sistemas. Esta condição necessária diz que, se  $h(t)$  é causal e a integral do módulo quadrado de  $H(\omega)$  converge, então  $H(\omega)$  satisfaz a seguinte condição:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log[|H(\omega)|]}{1 + \omega^2} d\omega < \infty \quad (B.1)$$

Postas as restrições impostas ao sistema  $h(t)$ , vamos partir para a obtenção da relação entre a sua resposta de fase e de amplitude.

A resposta impulsiva  $h(t)$  está associada uma resposta em  $\omega$  dada por:

$$H(\omega) = A(\omega) \exp[j \rho(\omega)] \quad (B.2)$$

Para obtermos o relacionamento de fase e amplitude desejado, vamos nos valer da seguinte integral de contorno:

$$I = \int_C \frac{\log|H(S)|}{S^2 + \omega_0^2} ds \quad (B.3)$$

onde  $C$  é o contorno fechado, como mostrado na Fig. B.1.

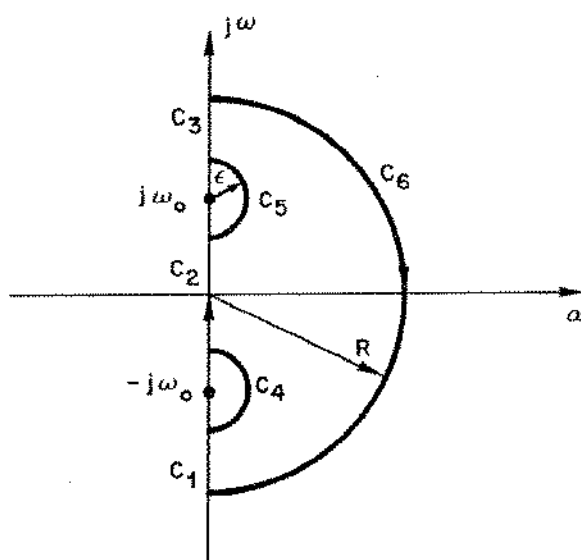


Fig. B.1 - Contorno  $C$  de integração adotado na eq. (B.3)

Justifica-se a adoção desta integral pelo fato de podermos separar a resposta de fase e de amplitude, pois:

$$\log[H(S)] = \log[A(S)] + j \rho(S) \quad (B.4)$$

Além disto, o fator  $1/(S+\omega_0)$  cria pólos conjugados nos pontos  $\pm j\omega_0$ , para os quais ao se realizar a integral I nos trechos  $C_4$  e  $C_5$ , quando  $\epsilon \rightarrow 0$  resulte explícita a resposta de fase para  $\omega=\omega_0$ , e quando  $R \rightarrow \infty$  o nosso contorno c abrangerá todo o semi-plano direito.

Para obtermos o nosso relacionamento, vamos estudar o caso em que I se anula. Pelo teorema de Cauchy sabe-se que a integral será nula no contorno, caso o integrando seja analítico no contorno C e em seu interior. A razão entre funções analíticas será analítica exceto nos pontos onde o denominador se anula.

O denominador do integrando é analítico em toda a região de interesse, e se anula para  $S=\pm j\omega_0$ , porém estes pontos foram convenientemente excluídos da região envolvida por C.

O comportamento do numerador é um tanto mais complexa [13], porém podemos afirmar que a sua analiticidade estará garantida caso não tenha zeros no semi-plano direito do plano complexo.

Para generalizarmos o nosso estudo, vamos considerar que seja possível que H(S) tenha zeros no semi-plano direito, porém H(S) será desmembrado em duas outras funções G(S) e F(S), onde G(S) não contém zeros no semi-plano direito e F(S) contém os zeros de H(S) localizados no semi-plano direito. Temos então:

$$H(S) = F(S) \cdot G(S) \quad (B.5)$$

Portanto, para G(S) temos que:

$$j \int_{C_1+C_2+C_3} \frac{\log[G(\omega)]}{\omega_0^2 - \omega^2} d\omega + \int_{C_4} \frac{\log[G(S)]}{\omega_0^2 + S^2} dS + \int_{C_5} \frac{\log[G(S)]}{S^2 + \omega_0^2} dS + \int_{C_6} \frac{\log[G(S)]}{S^2 + \omega_0^2} dS = 0 \quad (B.6)$$

Vamos partir para o cálculo das integrais da eq.(B.6), começando pelo contorno  $C_5$  quando  $\epsilon$  tende a zero.

$$I(5) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_{C_5} \frac{\log[G(S)]}{S^2 + \omega_0^2} dS \quad (B.7)$$

$$I(5) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left\{ \frac{1}{2j\omega_0} \int_{C_5} \left[ \frac{\log[G(S)]}{S-j\omega_0} - \frac{\log[G(S)]}{S+j\omega_0} \right] dS \right\} \quad (B.8)$$

Quando  $S$  é tomado sobre  $C_5$ , temos:

$$S-j\omega_0 = \epsilon \exp(j\theta) \text{ , para } -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \quad (B.9)$$

e

$$dS = d[\epsilon \exp(j\theta)] = j \epsilon \exp(j\theta) d\theta$$

Quando  $\epsilon \rightarrow 0$  temos que  $G(S) \rightarrow G(\omega_0)$  e que  $S+j\omega_0 \rightarrow 2j\omega_0$ .

Portanto:

$$I(5) = \frac{\log[G(\omega_0)]}{2j\omega_0} \cdot \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left[ \frac{j \epsilon \exp(j\theta)}{\epsilon \exp(j\theta)} - \frac{\epsilon \exp(j\theta)}{2j\omega_0} \right] d\theta \quad (B.10)$$

$$I(5) = \frac{\pi}{2\omega_0} \log[G(\omega_0)] \quad (B.11)$$

ou seja

$$I(5) = \frac{\pi}{2\omega_0} \log[A'(\omega_0)] + j \rho'(\omega_0) \quad (B.12)$$

onde  $A'(S)$  é a resposta em amplitude de  $G(S)$

$\rho'(S)$  é a resposta em fase de  $G(S)$

A integral sobre o contorno  $C_4$  tem como resposta:



$$I(4) = \frac{\pi}{2\omega_0} \left[ -\log[A'(\omega_0)] + j \rho'(\omega_0) \right] \quad (B.13)$$

Para o cálculo da integral sobre os contornos  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  devemos nos lembrar que  $\log[A'(\omega)]/(\omega_0^2 - \omega^2)$  é uma função par,  $\rho'(\omega)/(\omega_0^2 - \omega^2)$  é uma função impar e o nosso contorno é tal que  $\epsilon$  tende a zero e  $R$  ao infinito. Com isto temos que:

$$I_1 + I_2 + I_3 = \lim_{R \rightarrow \infty} j \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log[G(\omega)]}{\omega_0^2 - \omega^2} d\omega = -j2 \int_0^{\infty} \frac{\log[A'(\omega)]}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega \quad (B.14)$$

A integral no contorno  $C_6$ , calculada baseada no teorema do valor inicial se reduz a:

$$I(6) = \lim_{R \rightarrow \infty} \int_{C_6} \frac{\log[G(S)]}{S^2 + \omega_0^2} dS = j\pi\tau \quad (B.15)$$

onde  $\tau \geq 0$  é o instante de tempo no qual se inicia a resposta impulsiva de  $g(t)$ . Portanto, temos que a eq.(B.6) se torna:

$$-j2 \int_0^{\infty} \frac{\log[A'(\omega)]}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega + j \frac{\pi}{\omega_0} \rho'(\omega_0) + j\pi\tau = 0 \quad (B.16)$$

$$\rho'(\omega_0) = \frac{2\omega_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\log[A'(\omega)]}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega - \omega_0\tau \quad (B.17)$$

Com isto, temos uma relação direta entre a resposta de fase e a resposta de amplitude para sistemas que não tenham zeros no semi-plano direito.

Porém, a nossa função mais geral  $H(S)$  pode conter zeros nesta posição e a sua resposta de fase  $\rho(\omega)$  é dada por:

$$\rho(\omega_0) = \rho'(\omega_0) + \underline{F(\omega_0)} - \omega_0\tau \quad (B.18)$$

onde  $\underline{F(\omega_0)}$  é a resposta de fase associada a  $F(\omega)$ .

Se fizermos com que os zeros de  $H(S)$  contidos no semiplano direito sejam rebatidos para o semiplano esquerdo, teremos uma nova função  $G(S)$  com resposta de amplitude igual a resposta da função  $H(S)$  e analítica no contorno  $C$  da Fig. B.1, ou seja, com uma relação de amplitude para fase bem determinada. Este artifício nos permite que a relação de amplitude para fase seja obtida através da própria resposta de amplitude da função  $H(S)$ .

Para que a eq.(B.5) seja satisfeita, é necessário que a função  $F(S)$  contenha, além de zeros à direita que porventura  $H(S)$  contenha, pólos simétricos a estes, em relação ao eixo imaginário, de modo a compensar a operação de rebatimento efetuado para a formação de  $G(S)$ .

Com isto, a resposta de amplitude de  $F(S)$  deve ser plana e unitária para todas frequências, ou seja, um filtro passatudo. Um sistema com estas características não é realizável, pois possui uma energia associada infinita, porém poderíamos ter redes que apresentassem um comportamento como o descrito, dentro de uma faixa de interesse e fora de faixa uma dada atenuação, o que garantiria a sua realizabilidade.

A função  $F(S)$  é dada por:

$$F(S) = \frac{\prod_{i=1}^N (S-S_i) \prod_{j=1}^M (S-S_j') (S-S_j^*)}{\prod_{i=1}^N (S+S_i) \prod_{j=1}^M (S+S_j') (S+S_j^*)} \quad (B.19)$$

onde  $S_i$  é um número real, maior que zero representando os zeros à direita de  $H(S)$

$S_j' = a_j + jb_j$  é um número complexo com a parte real maior que zero representando os zeros complexos de  $H(S)$  à direita

$$S_j^* = a_j - jb_j$$

$N$  é o número de zeros reais

$M$  é o número de pares de zeros complexos conjugados

A resposta de fase de  $F(S)$  é dada por:

$$\underline{|F(\omega_0)|} = -2 \left\{ \sum_{i=1}^N \operatorname{arctg} \left( \frac{\omega_0}{S_i} \right) + \sum_{j=1}^M \left[ \operatorname{arctg} \left( \frac{\omega_0 - b_j}{a_j} \right) + \operatorname{arctg} \left( \frac{\omega_0 + b_j}{a_j} \right) \right] \right\} \quad (\text{B.20})$$

Com isto, a eq.(B.18) se torna:

$$\rho(\omega_0) = \frac{2\omega_0}{\pi} \int \frac{\log[A(\omega)]}{\omega^2 - \omega_0^2} d\omega - 2 \left\{ \sum_{i=1}^N \operatorname{arctg} \left( \frac{\omega_0}{S_i} \right) + \sum_{j=1}^M \left[ \operatorname{arctg} \frac{(\omega_0 - b_j)}{a_j} + \operatorname{arctg} \frac{(\omega_0 + b_j)}{a_j} \right] \right\} - \omega_0 \tau \quad (\text{B.21})$$

Como resultado deste desenvolvimento, temos que qual quer sistema linear realizável pode ser decomposto em três componentes básicas:

- 19) Um circuito que contenha somente zeros no semi-plano esquerdo e que é responsável pela resposta de amplitude do sistema global. A estes circuitos, denominamos circuito de fase mínima. Estes circuitos, como já foi visto, apresentam uma resposta de fase intimamente associada a sua resposta de amplitude.
- 29) Um circuito tipo passa-tudo que modifica a resposta de fase obtida pelo circuito de fase mínima, de modo a se obter a resposta de fase do sistema global. Devido à peculiaridade de possuir pólos e zeros simétricos, ele possui uma resposta plana, porém não é realizável. Podemos, na prática, chegar a aproximações que tenham a resposta de fase desejada se nos concentramos na faixa de frequência de interesse.
- 39) Uma linha de transmissão ideal, responsável por um atraso entre o início da excitação e o início da resposta do sistema.

Estas três componentes podem aparecer isoladas ou em diversas combinações.

## B.2 - ANÁLISE PARA EQUALIZADORES

Para que o pulso equalizado seja do tipo cosseno levantado, é necessário que a resposta em frequência conjunta do pulso transmitido do cabo e do equalizador seja dada por:

$$\text{Pr}(f) = \begin{cases} 1/2 & \text{para } |f| \leq (1-\alpha) \\ \frac{\cos^2}{2} \left[ \frac{\pi(f-1+\alpha)}{4\alpha} \right] & \text{para } (1-\alpha) < |f| \leq (1+\alpha) \\ 0 & \text{para } |f| > 1+\alpha \end{cases} \quad (\text{B.22})$$

considerando a frequência de repetição normalizada em 2.

A resposta de fase necessária é uma resposta plana.

Uma resposta de amplitude como a descrita na eq.(B.22) é impossível, visto que exige uma atenuação infinita, o que evidentemente é irrealizável. O que normalmente é feito, é adotar uma inclinação máxima atribuindo ao conjunto pulso-cabo equalizador pólos equivalentes. Cada pólo equivalente significa 20 dB por década de inclinação máxima. Os pulsos adotados neste trabalho têm nove pólos equivalentes, o que significa uma declividade máxima da resposta em frequência de 180 dB por década.

Na Fig. B.2 temos a resposta de frequência necessária para se obter um pulso do tipo cosseno levantado e a sua aproximação realizável, considerando os pólos equivalentes.

Como os componentes do canal de transmissão são todos de fase mínima, o fato de termos uma resposta de amplitude definida significa que teremos uma resposta de fase também definida. Ao pulso obtido desta forma, chamamos Pulso de Fase Mínima, pois é confirmado apenas por sistemas de Fase Mínima.

Para se obter um pulso do tipo cosseno levantado, é necessário que o espectro de frequência seja tal como o que é dado pela eq.(B.22), e que a resposta de fase seja nula.

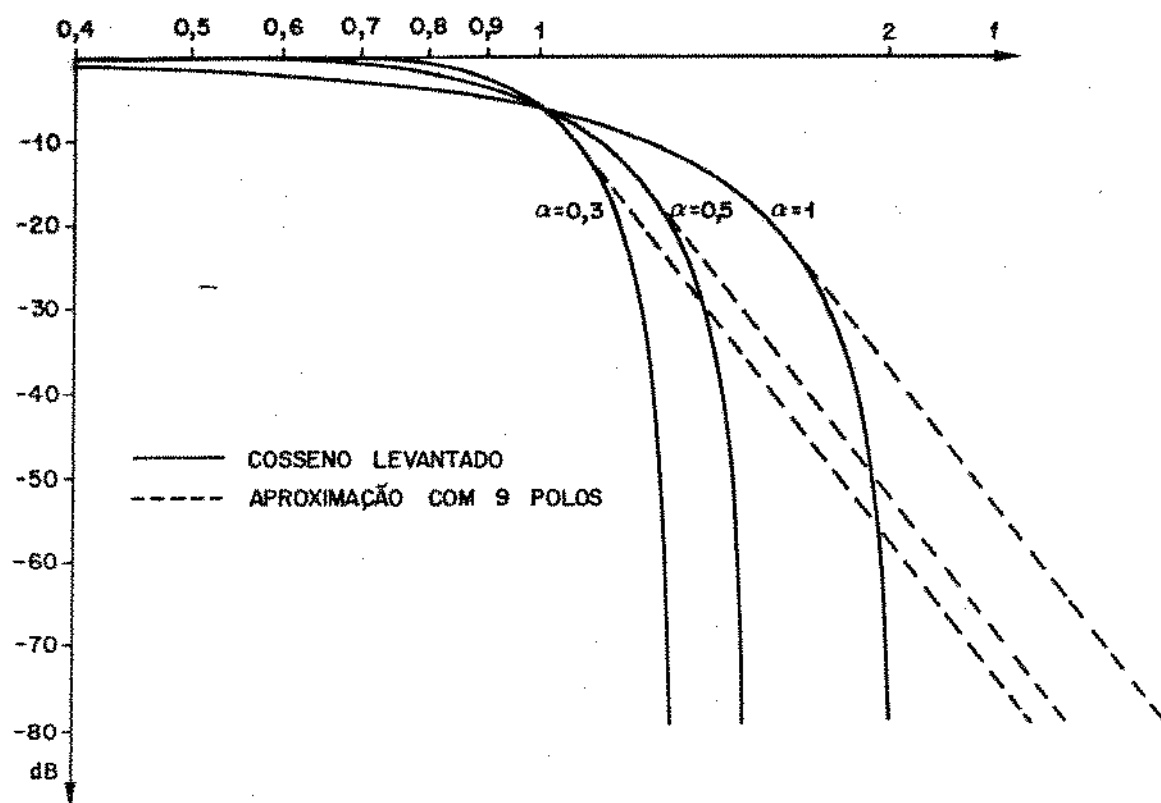


Fig. B.2 - Resposta em frequência necessária para a obtenção do pulso tipo cosseno levantado e sua aproximação com nove pólos equivalentes

Evidentemente, esta resposta de fase não é alcançada se levarmos em conta apenas circuitos de fase mínima, pois todo filtro introduz uma distorção de fase proporcional à declividade da sua atenuação [13].

A maneira de se obter a resposta de fase desejada é a través da utilização de um circuito passa-tudo, ou também chama do equalizador de fase.

Como a resposta de amplitude para o pulso cosseno le vantado não é estritamente realizável, não devemos nos esforçar para obter uma resposta de fase nula. O critério adotado para a obtenção da resposta de fase desejada é a mínimização da interfe rência entre símbolos. Este trabalho de otimização da resposta de fase foi desenvolvido por A. Lopes e J.G. Chiquito [14], e nos valem os pulsos assim desenvolvidos para a obtenção dos impul sos equivalentes.

Aos pulsos de Fase Mínima submetidos à equalização de fase, denominamos Pulso de Fase Equalizada.

### B.3 - CONCLUSÃO

Os parâmetros adotados para a conformação do pulso equalizado são os seguintes:

- Fator de ocupação 50%
- Número de pólos equivalentes - 9
- Equalização de fase através de filtros passa - tudo, com zeros nos semi-plano direito e pólos simétricos a estes nos semi-plano esquerdo. Na Fig. B.3 temos a posição dos zeros, normalizada, adotada nos equalizadores de fase para os diversos fatores de excesso de faixa adotados. Serão usados um zero real e um par de zeros complexos conjugados no máximo.

$\alpha$	zero real	zero complexo
1	-	-
0,8	0,945	-
0,6	0,67	-
0,3	-	$0,46 \pm j0,34$

Fig. B.3 - Equalizadores de fase adotados

O pulso de fase mínima obtido para  $\alpha=1$  se revelou com uma interferência entre símbolos tão baixa que tornou desnecessário o uso de uma equalização de fase.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - BENNETT, W.R., "Statistics of Regenerative Digital Transmission", The Bell Systems Technical Journal, Vol. 37, pp. 1501-1542, Nov./1958.
- [2] - Nova Versão da Recomendação G-703 COM XVIII - Nº 391-E do CCITT.
- [3] - SHANMUGAN, K.S., "Digital and Analog Communication Systems", John Wiley & Sons, 1979, Cap. 5.
- [4] - MOTOYAMA, S.; WALDMAN, H., "Decisão e extração da onda de tempo em repetidores regenerativos de sinais MCP em 2048 Mb/s", Pub. FEC 03/75.
- [5] - MANLEY, J.M., "The Generation and Accumulation of Timing Noise in PCM Systems - An Experimental and Theoretical Study", The Bell Systems Technical Journal, Vol. 48, pp. 541-613, March 1969.
- [6] - BYRNE, C.J.; KARAFIN, B.J. and ROBINSON, Jr., O.B., "Systematic Jitter in a Chain of Digital Regenerators", The Bell System Technical Journal, Vol. 42, pp. 2679-2714, Nov./1963.
- [7] - WALDMAN, H., "Tolerable Q-Factor Variations in PCM Lines", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-29, July/1981.
- [8] - BONFÁ, S. e WALDMAN, H., "Comentários sobre as Especificações de Tremor nas Interfaces de 2048 Kbits/s contidas na Nova Versão Proposta da Recomendação G-703 do CCITT", Relatório Interno RI 15/80.
- [9] - ROZA, E., "Analysis of Phase-Locked Timing Extraction Circuits of Pulse Code Transmission", IEE Trans. on Comm., Vol. COM-22, Set./1974.

.../.

- [10] - BORELLI, W.C. e WALDMAN, H., "A Regeneração de Sinais MCP de 2.048 Mb/s através de uma cadeia de repetidores", Pub. FEC 02/75.
- [11] - SILVEIRA, A.C. e WALDMAN, H., "Mecanismos de Geração de Tremor em Repetidores Regenerativos em Sistemas de Modulação por Código de Pulsos", Relatório Técnico RT 70/80.
- [12] - ROWE, H.E., "Timing in a long chain of Regenerative Binary Repeaters", The Bell System Technical Journal, Vol. 48, pp. 541-613, March 1969.
- [13] - LOPES, A.; CHIQUITO, J.G.; WALDMAN, H., "Relações entre Amplitude e Fase em Sistemas Lineares Realizáveis", Pub. FEC 23/81.
- [14] - LOPES, A.; CHIQUITO, J.G., "Equalizadores de Fase", a ser publicado.