

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

"DECISÃO E EXTRAÇÃO DA ONDA DE TEMPO EM REPETIDORES REGENERATIVOS  
DE SINAIS MCP EM 2,048 Mb/s"

por

SHUSABURO MOTOYAMA



Tese submetida como requisito parcial para a obtenção do  
grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

DE

ENGENHARIA ELÉTRICA

Campinas, fevereiro de 1975.

À minha esposa Elza e à memória de meu pai.

## AGRADECIMENTOS

Quero deixar aqui meu agradecimento a todas as pes  
soas que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração deste  
trabalho. Em particular sou grato a:

Dr. Helio Waldman, meu orientador, pela inestimável colaboração  
e boa vontade, sem as quais este trabalho não teria sido possí-  
vel.

Dr. Rege Romeu Scarabucci, meu ex-orientador, pelo apoio.

Engº Walter da Cunha Borelli, pela ajuda e sugestões valiosas.

A Srta. Ivani Fiorani, pela paciência no trabalho de datilogra-  
fia, e ao Antonio Carlos de Oliveira Campos pela confecção dos  
desenhos.

## S U M Á R I O

Numa transmissão de sinais de voz pela técnica MCP, a longas distâncias, por meio de cabos convencionais, é necessária a colocação de repetidores regenerativos ao longo da linha para evitar a degradação excessiva do sinal. Um repetidor deve não somente recuperar os formatos e amplitudes dos sinais, mas deve mantê-los na sequência correta de tempo. Esse processo de resincronização dos pulsos é fundamental para colocar o sinal recebido na sequência apropriada de tempo.

Esse trabalho se concentra principalmente nos problemas de resincronização bem como na implementação física dos circuitos para esse fim.

Inicialmente, são discutidos os métodos de resincronização, assim como os principais tipos de extractores de sincronismo já propostos e os respectivos problemas envolvidos.

A seguir, para um particular extrator escolhido (um simples tanque LC) é feita análise teórica para escolha do melhor índice de mérito (Q) do tanque quando se leva em conta o problema de assintonia e conversão de amplitude para fase.

Finalmente, são projetados e implementados os circuitos de decisão e circuitos de extração da onda tempo, conseguindo-se um desempenho razoável nos testes preliminares realizados.

## Í N D I C E

Sumário .....	
Índice .....	
I. INTRODUÇÃO .....	
I.1 - Descrição Geral .....	
II. RECUPERAÇÃO DA ONDA DE TEMPO NUM REPETIDOR .....	
II.1 - Introdução .....	
II.2 - Extração da onda de tempo .....	
II.3 - Esquemas de aplicação da onda de tempo.....	
II.4 - Fontes de jitter na onda de tempo.....	
II.4.1 - Ruído aleatório .....	
II.4.2 - Largura de pulso finito.....	
II.4.2.1 - Ressincronismo parcial.....	
II.4.2.2 - Ressincronismo completo.....	
II.5 - Códigos de linha .....	
II.6 - Conclusão .....	
III.DETERMINAÇÃO TEÓRICA DO Q RECOMENDADO DO TANQUE .....	
III.1 - Introdução.....	
III.2 - Resposta do circuito sintonizado a impulsos.....	
III.3 - Fôrmula de recorrência.....	
III.4 - Conversão amplitude para fase.....	
III.5 - Simulação.....	
III.6 - Conclusão.....	
IV. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE DECISÃO.....	
IV.1 - Introdução.....	
IV.2 - Interferência entre símbolos e paradiafonia.....	
IV.3 - Efeito da paradiafonia no limiar.....	
IV.4 - Efeito de ceifamento.....	
IV.5 - Intervalo de amostragem.....	
IV.6 - Implementação.....	

V. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE EXTRAÇÃO DA ONDA DE TEMPO .....	
V.1 - Introdução .....	
V.2 - Considerações iniciais de projeto.....	
V.3 - Circuito ceifador e retificador.....	
V.4 - Circuito tanque.....	
V.4.1 - Q da fonte ( $Q_F$ ).....	
V.4.2 - Q da carga ( $Q_C$ ).....	
V.4.3 - Q do tanque ( $Q_T$ ).....	
V.5 - Circuito amplificador sintonizado.....	
V.6 - Circuito quadrador.....	
V.7 - Circuito de amostragem.....	
V.8 - Modelo implementado.....	
V.8.1 - Cálculo prático do Q efetivo do tanque.....	
V.8.2 - Resultados experimentais .....	
VI. CONCLUSÕES.....	

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

#### I.1 - Descrição Geral

O sistema MCP (Modulação por Codificação de Pulsos) desenvolvido pelo Depto de Eletrônica & Comunicações terá capacidade de transmitir e de receber 30 canais telefônicos mais 2 canais de sincronismo e sinalização / supervisão através de multiplexagem em tempo. Cada canal de informação será a mostrado a 8 KHz. Estas amostras serão comprimidas e quantizadas em 256 níveis e em seguida, codificadas binariamente em palavras de 8 dígitos. Cada quadro de sinal MCP contará com 30 canais de sinal e mais dois canais que serão utilizados para transmissão de sinalização dos canais, sincronismo de quadro, in dicação de transmissão de dados, além de possuir uma reserva de codificação - para possíveis usos futuros.

A frequência de repetição dos pulsos na saída do sistema se rá de

$$F = (8 \text{ dígitos}) \times (8\text{KHz}) \times (32 \text{ canais}) = 2048 \text{ K bits/seg.}$$

Quando esses pulsos são transmitidos através de um meio de transmissão sofrem atenuações e distorções ao longo desse meio. Uma das vanta gens do sistema MCP é que num certo trecho podemos reconstruir esses pulsos , mesmo severamente degradados, e mandar novamente pelo meio como sinais limpos e sem distorções.

Esse processo, chamado repetição regenerativa dos pulsos, de ve não somente recuperar os formatos e amplitude dos pulsos, mas deve mantê - los na sequência correta de tempo.

O esquema de um diagrama de blocos de um repetidor regenera- tivo é mostrado na figura I.1.

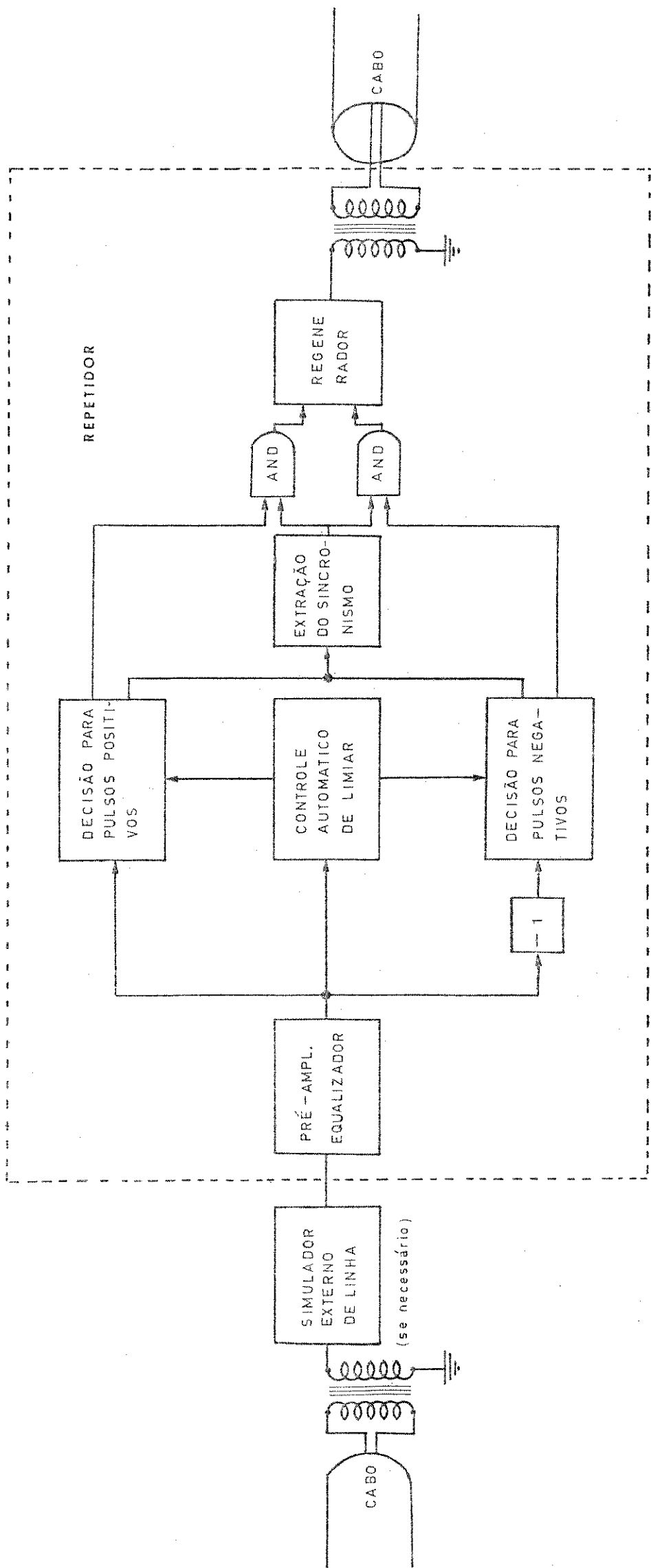


Fig. I.1 - Diagrama em bloco de um repetidor



Uma vez que o projeto do repetidor será feito para um espaçamento padrão de 2 Km, para distancias menores será colocado um simulador de linha de tal modo que para o repetidor o espaçamento será sempre 2 Km.

A função do pré-amplificador equalizador é confinar cada pulso dentro de sua respectiva janela temporal e amplificar o mesmo até onde possa ser feita a decisão de pulso ou não.

No capítulo II, discute-se os principais métodos de resincronização, bem como os principais extratores do sincronismo e os respectivos problemas envolvidos.

No capítulo III, para um particular extrator escolhido (no caso um simples tanque LC) é feita uma análise analítica e é simulada no computador a resposta a um trem de impulsos do tanque LC, quando se leva em conta o problema da assintonia e conversão amplitude para fase.

No capítulo IV, é analisado o nível ótimo em que deve ser colocado o ceifamento do sinal, bem como a sua importância e os fatores envolvidos para um projeto e a implementação de um circuito de decisão.

No capítulo V, baseados na mesma concepção de extração do relógio considerada no repetidor do sistema T1 da Bell System implementada em 1962, discute-se um outro modelo para o processamento do sinal de relógio e sua aplicação na amostragem dos pulsos de informação. Esse modelo é facilmente implementado mediante uso de componentes TTL e comparadores mais modernos, o que recomenda a sua utilização.

Finalmente, o capítulo VI é o capítulo das conclusões gerais do trabalho realizado.

Depois da transmissão sobre 2Km de cabos, os conteúdos de alta frequência de cada pulso são grandemente atenuados e o trem de pulso recebido em c, sofreu degradação pela interferência aditiva do ruído e de outros canais, e pela interferência entre símbolos.

A função primária do 1º bloco do repetidor, reconstituição, é dar o formato ao sinal e ampliar o sinal até que possa ser feita a decisão sobre a existência ou não do pulso. Nesse trabalho não será analisado essa parte, pois fará parte de um trabalho separado (A. Lopes, 1974)<sup>9</sup>

Com base no sinal equalizado em d, ainda contaminado por interferência, é feita uma decisão sobre a existência ou não de cada pulso através de uma detecção de limiar.

A fim de minimizar a probabilidade de erro nesta decisão, ela deve ser feita nos instantes em que for máxima a amplitude dos pulsos; estes instantes são fornecidos total ou parcialmente pela onda de tempo gerada pelo extrator de onda de sincronismo a partir do próprio trem de pulsos equalizados. Finalmente com base na decisão tomada, um pulso de forma especificada é gerado ou não na saída do repetidor.

A onda de tempo na saída do extrator da onda de sincronismo, possui três funções básicas.

- 1) Amostrar o trem de pulso equalizado onde o pico de pulso é esperado; isto é, onde a relação sinal para a interferência é melhor;
- 2) Manter o espaçamento próprio dos pulsos-regenerados, minimizando o "jitter" na saída;

## CAPÍTULO II

### RECUPERAÇÃO DA ONDA DE TEMPO NUM REPETIDOR

#### II.1 - Introdução

Um repetidor deve recuperar o sinal MCP, de trecho em trecho, quando esse caminhar através de um meio ruidoso e dispersivo. Para isso, é necessário realizar três funções, a saber:

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

Essas funções podem ser observadas num diagrama em bloco de um repetidor abaixo.

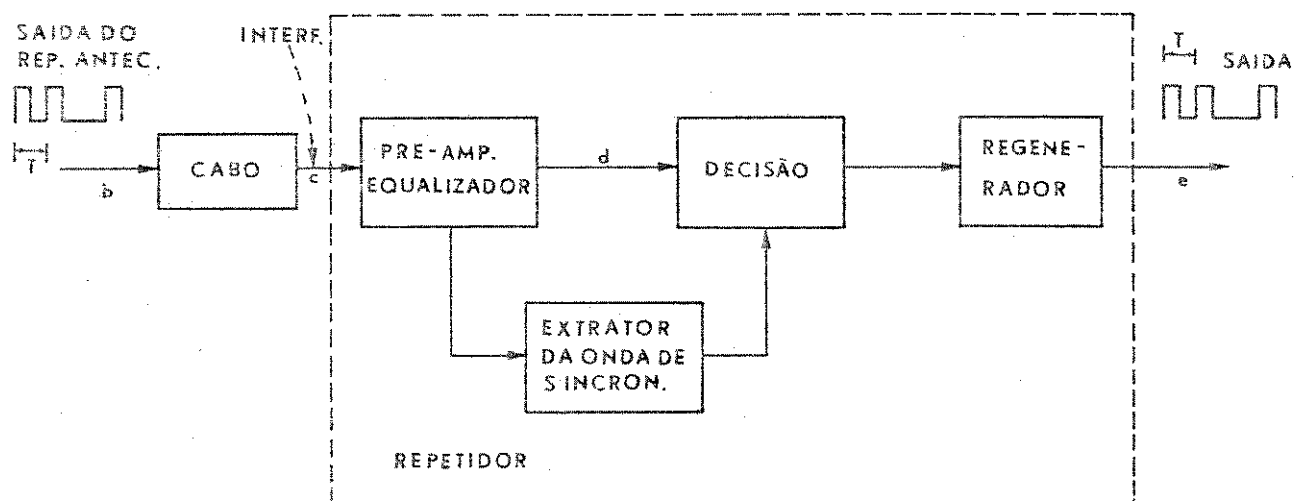


Fig. II.1 - Diagrama em bloco de um repetidor mostrando as suas várias funções.

Nesse diagrama de bloco, o trem de pulsos é representado de repetidor a repetidor. Nessa ilustração, estamos supondo que o trem de pulsos em b consiste de uma série de pulsos e espaços, representando o binário 1 e 0, respectivamente.

Em geral, a transmissão é feita na forma de um trem de pulsos-bipolares, mas a entrada dos circuitos de extração de tempo é sempre precedida de retificação, de maneira que o estudo do problema do ressincronismo pode ser feito supondo que o sinal é representado por um trem de pulsos unipolares.

- 3) inibir o regenerador no instante adequado, controlando, assim a largura do pulso, na saída e do regenerador.

Como se observa, a onda de tempo possui funções fundamentais no processo de repetição regenerativa do trem de pulsos numa transmissão digital. Portanto, analisaremos, a seguir os métodos de extrair, condicionar e a plicar a onda de tempo.

## II.2. Extração da Onda de Tempo

Podemos dividir os métodos de obtenção da onda de tempo em duas amplas classificações, conforme um par extra é usado ou não.

Quando um par extra é utilizado, coloca-se nesse par o sinal da onda de tempo que é retirado, através de um filtro, em cada repetidor.

No outro caso, a onda de tempo é retirada do próprio trem de pulso que carrega consigo a informação de tempo. Denominaremos a esse processo de auto-sincronismo.

Consideremos para análise, a densidade espectral de potência de um trem de pulsos unipolar aleatório.

A densidade espectral é dada por (Bennett, 1958)<sup>4</sup>

$$P_1(f) = F [G(f)]^2 p(1-p) + F [G(f)]^2 p \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n.F)$$

onde  $p$  e  $(1 - p)$  são probabilidade de pulsos e zeros respectivamente;  $G(f)$  é a transformada de Fourier da forma de pulso e  $F$  é a frequência de repetição dos pulsos. Podemos observar da equação acima, que existe uma linha discreta no espectro na frequência de repetição dos pulsos. Usando essa componente de linha discreta, podemos extrair a onda de tempo sintonizando, por exemplo, um simples tanque LC.

Para repetidores de auto-sincronização, há muitas maneiras de extrair a onda de tempo. Os principais extratores são:

- 1) circuitos sintonizados
  - a. simples tanque LC
  - b. filtros de cristal
  - c. cavidades ressonantes
  
- 2) osciladores de fase amarrada

No capítulo III, faremos um estudo detalhado do simples tanque LC, uma vez que esse será escolhido para a implementação. A escolha recai em simples tanque LC, porque é o mais usado na frequência de interesse e porque possui desempenho adequado para uma cadeia de repetidores não muito longa (como no caso de utilização dos sinais MCP entre centrais telefônicas).

Os extratores usando osciladores de fase amarrada possuem requisitos desejáveis, mas devido a sua relativa complexidade, serão analisados num trabalho futuro.

Uma configuração simplificada de um oscilador de fase amarrada é mostrada no diagrama de bloco abaixo.

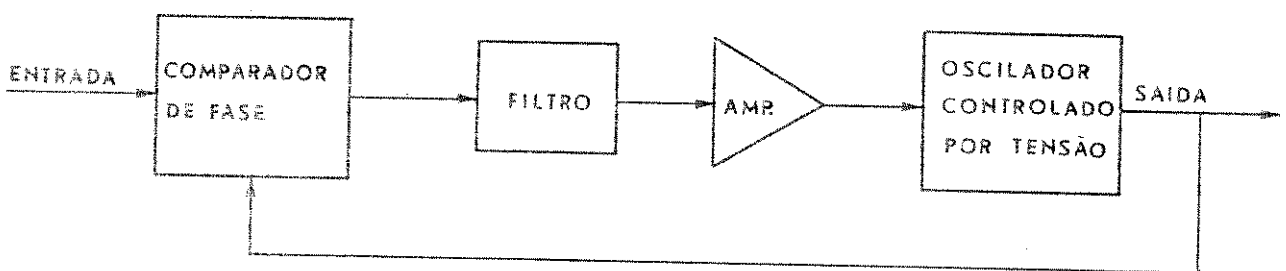


Fig. II.2 - Diagrama de bloco do oscilador de fase amarrada

No comparador de fase, a diferença de fase entre o trem de pulsos de entrada e de saída é convertida em tensão. Essa tensão é filtrada,

amplificada e é aplicada no oscilador controlado por voltagem (OCV). Assim a diferença de fase entre a entrada e saída controla a frequência do oscilador, fazendo com que a diferença de fase seja diminuída e a frequência de saída se aproxime daquela frequência de equilíbrio.

### II.3 - Esquemas de Aplicação da Onda de Tempo

Discute-se aqui os vários métodos de aplicação da onda de tempo para ressinchronizar o trem de pulsos recebido.

O ressinchronismo pode ser parcial ou completo. O esquema mais fácil de implementar é o ressinchronismo parcial. Nesse esquema, o pico da onda de tempo\* reconstruído é grampeado à terra ou em alguma outra referência - conveniente, e é somado ao trem de pulsos que chega, como mostrado na figura-II.3.

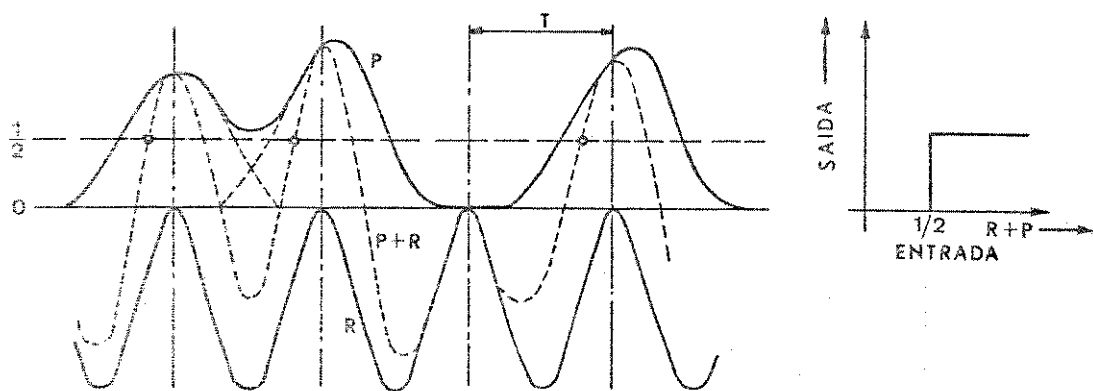


Fig. II.3 - Ressinchronismo Parcial

\* Para o caso de ressinchronismo parcial a onda de tempo corresponde a senoide da saída do extrator e para o ressinchronismo completo equivale aos pulsos de amostragem .

Quando o sinal mais a onda de tempo excede o nível de limiar, o regenerador é disparado. Obviamente, a amostragem do pulso de entrada ocorrerá perto do pico de pulso, onde a taxa sinal para interferência é melhor. A onda de tempo nesse caso, pode ser obtida tanto dos trens de pulsos que chegam como de pares em separado.

Uma outra forma de ressinchronismo parcial está ilustrada na Fig. II.4.

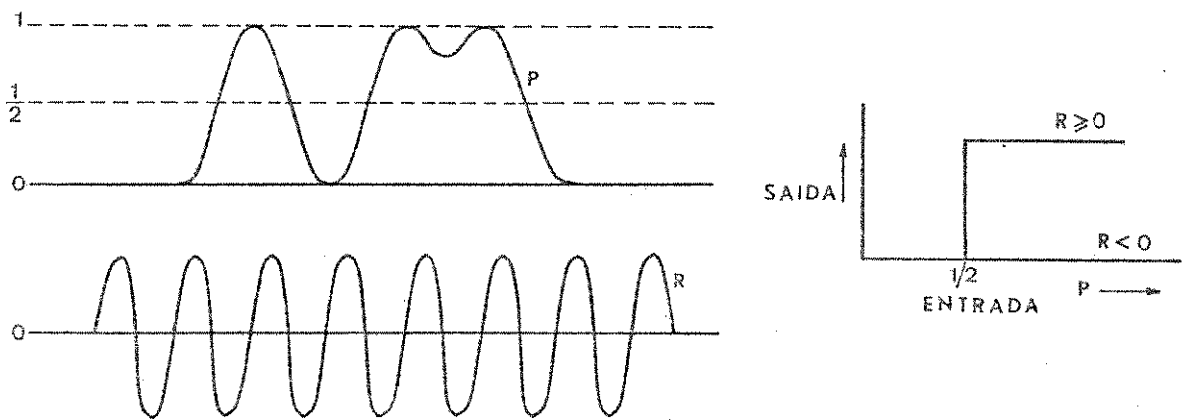


Fig. II.3 - Ressenchronismo permissivo

Esse esquema é denominado ressinchronismo permissivo. Nesse esquema o controle de largura de pulso é feito pela onda de tempo. O trem de pulso que chega é colocado numa porta e juntamente com a onda de tempo. Quando o sinal excede o limiar e a onda de tempo está no semi-ciclo positivo, uma corrente alimenta o regenerador e o processo de regeneração é iniciado. Quando a onda de tempo vai para o semi-ciclo negativo, há o corte do regenerador. Portanto, nesse processo a largura do pulso na saída do regenerador, será a metade do ciclo da onda de tempo.

Um outro esquema em que a onda de tempo exerce controle na largura do pulso é denominado ressinchronismo completo, esquematizado na fig. II.5

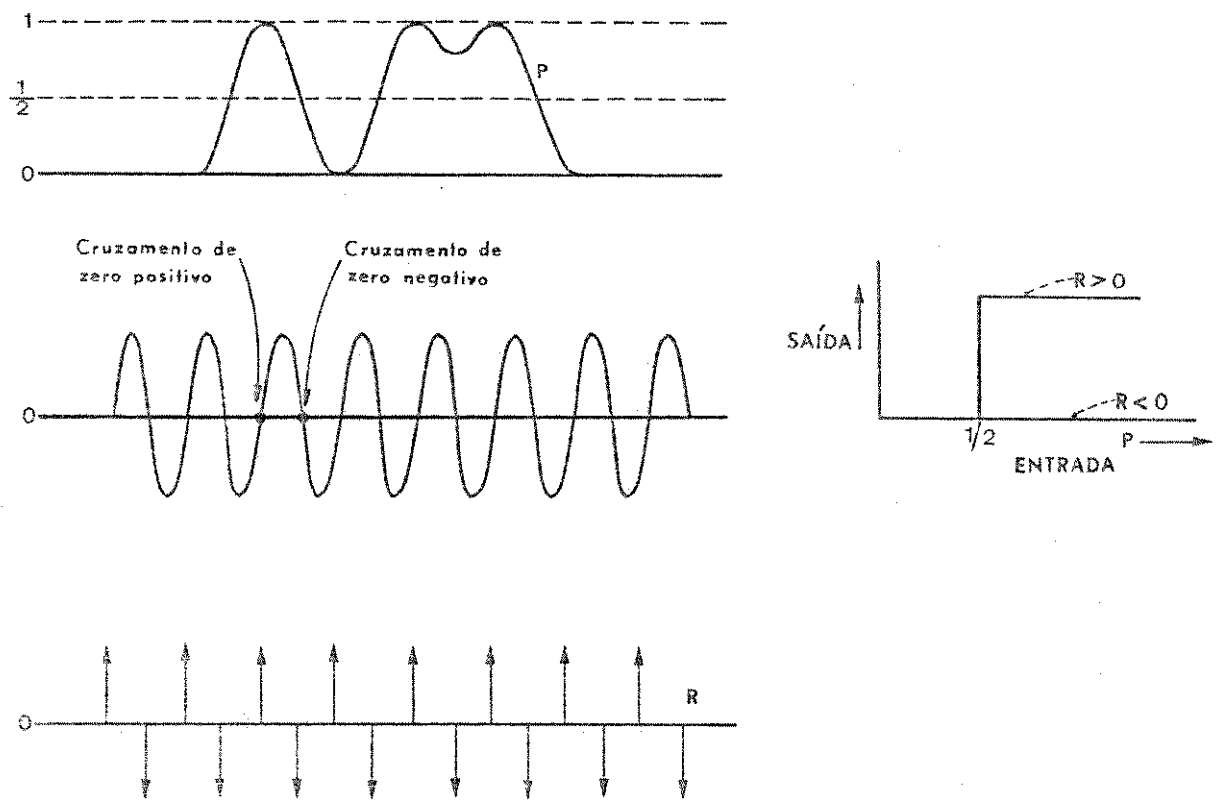


Fig. II.4 - Ressincronismo completo

Nesse método pulsos estreitos são gerados nos cruzamentos de zero positivos e negativos (veja fig. II.5).

Os pulsos dos cruzamentos de zero de uma polaridade disparam o regenerador e os de outra polaridade são usados para cortar o regenerador, exercendo assim o controle de largura do pulso de saída.

No item II.4, onde discutiremos os problemas que envolvem a extração da onda de tempo serão discutidos os méritos dos esquemas acima citados.



## II.4 - Fontes de Jitter na Onda de Tempo

Um repetidor construído usando qualquer um dos extratores de tempo citado no item II.2 pode apresentar uma pequena modulação de posição - indesejada na saída, conhecida como "jitter". Discute-se aqui, as fontes de jitter quando usamos um simples tanque LC, uma vez que é esta a opção a ser implementada, possuindo desempenho adequado para uma cadeia de repetidores - não muito longa.

As fontes de jitter são:

- 1) ruído impulsivo, térmico, diafônico e interferência entre símbolos
- 2) largura de pulso finito
- 3) assintonia do circuito sintonizado
- 4) conversão de amplitude para fase

Embora nesse item, discute-se os problemas do jitter, faremos paralelamente discussões para a escolha do melhor esquema de ressinchronização dos pulsos. Os sub-itens 3 e 4 serão discutidos no capítulo III, quando analisaremos a escolha do melhor Q do circuito sintonizado, e a diafonia será discutido no capítulo IV, quando da consideração do projeto do circuito de decisão.

### II.4.1 - Ruído Aleatório (térmico, impulsivo e diafônico)

É fundamental investigarmos a influência do ruído aleatório na onda de tempo, pois é necessário otimizar o projeto do circuito para minimizar este efeito.

Analiticamente, poderíamos considerar um filtro de faixa estreita no qual na entrada haveria um sinal contaminado pelo ruído gaussiano e na saída teríamos uma onda senoidal mais ruído gaussiano de faixa estreita que é um problema já conhecido e tratado em livros (Harman, seção 7-2)<sup>11</sup>. Po

rêm, o maior problema é que o sinal, antes de ser filtrado, passa por um dispositivo não linear, fazendo com que o ruído não seja mais gaussiano, de modo que a análise analítica torna um tanto difícil de realizar. No entanto, esta análise foi feita num trabalho experimental. De Lange e Pustelnyk<sup>5</sup> da Bell Systems estudaram experimentalmente a influência do ruído, quando esse era inserido no caminho da onda de tempo, ou no circuito de decisão, ou em ambas simultaneamente (veja fig. II.6).

Há ocorrência de erros quando há deslocamentos dos pulsos padrões da suas respectivas janelas temporais, durante o processo de transmissão. Isso ocorre devido principalmente às imperfeições nos processos de extração da onda de tempo. Portanto, se um pulso está fora da sua janela temporal, isso constitui um erro. Na experiência feita por de Lange e Pustelnyk, o nº de erros foi determinado comparando o padrão de pulso na entrada do sistema, com padrão de pulso na saída do sistema, pulso por pulso e espaço por espaço. O esquema em que foi baseado a experiência está mostrado na fig. II.6

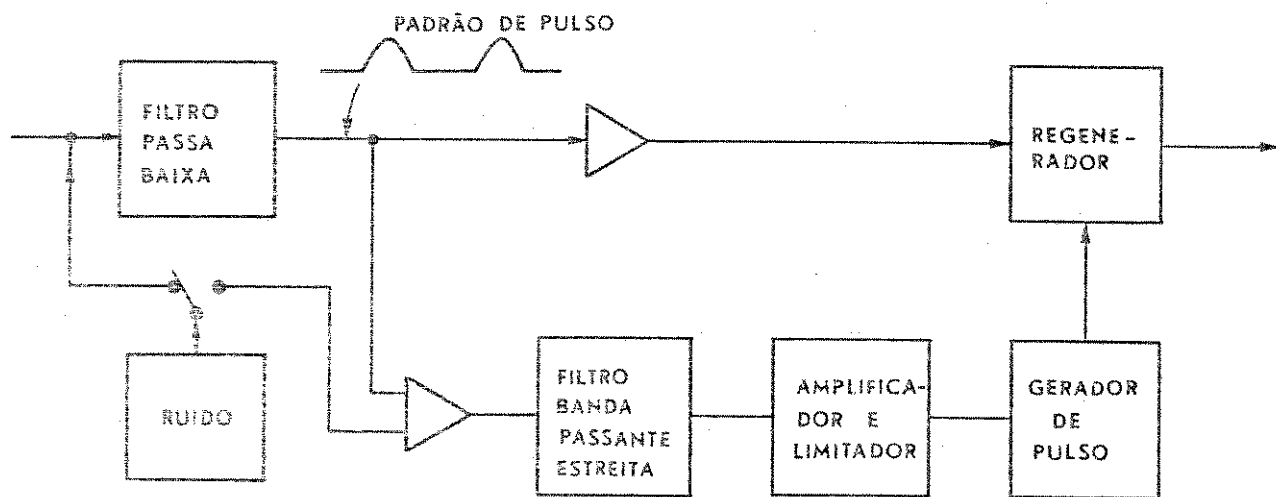


Fig. II.6 Diagrama em bloco do repetidor usado na experiência

O caminho do circuito de decisão consiste de um filtro, amplificador de banda básica e regenerador. O caminho da onda de tempo consiste de amplificador, um circuito sintonizado, um limitador, um segundo amplificador e um gerador de pulsos. Um gerador de ruído aleatório de faixa larga foi colocado externamente. Como se observa pelo diagrama, o ruído pode ser inserido - somente no caminho de onda de tempo, ou em ambas simultaneamente. A experiência foi feita com um padrão fixo, para não levar em conta jitter devido à mudança de padrão que é um defeito inerente dos repetidores de auto-sincronização (veja item II.4.2). Foi escolhido um padrão que tem um pulso em nove janelas temporais para simular condições bem desfavoráveis à onda de tempo.

A fig. II.7 mostra os resultados obtidos.

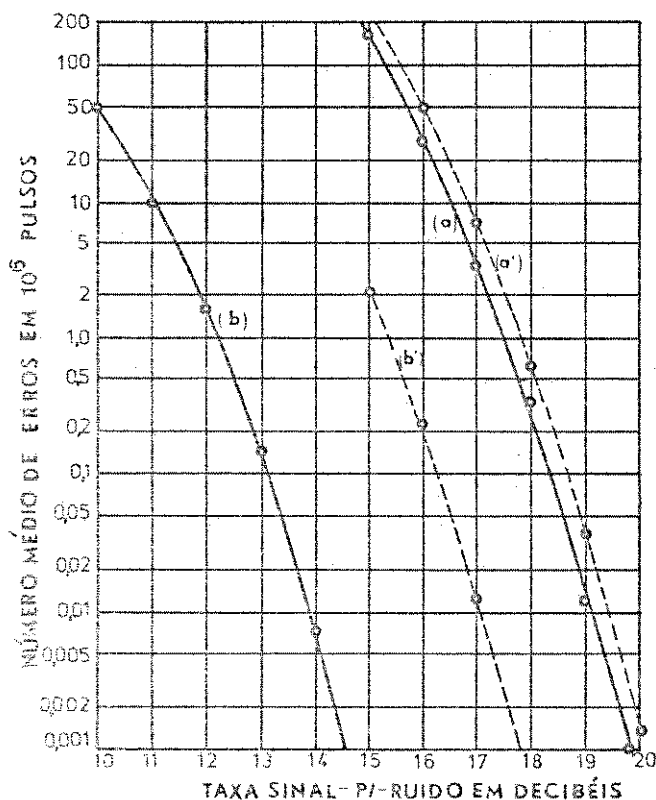


Fig. II.7 - Taxa de erro médio dos pulsos para repetidor de auto-sincronização. Com dispositivo não linear: a) ruído - tanto no circuito de decisão como no caminho da onda de tempo; b) ruído apenas no caminho da onda de tempo. a' e b' mesmos casos anteriores correspondentes, mas sem dispositivo não linear.

Para uma dada relação sinal para ruído (curvas pontilhadas) - muito mais erros são produzidos quando o ruído é adicionado em ambos os circuitos (decisão e onda de tempo) (a') do que quando o ruído for adicionado - somente no caminho da onda de tempo (b').

Embora, o erro que o ruído produz quando é aplicado somente - ao circuito de onda de tempo seja bem menor que quando o ruído é aplicado em ambos os circuitos, esse ruído é relativamente expressivo (É tolerável em todo o sistema MCP, de repetidor a repetidor, cerca de 1 erro em  $10^7$  pulsos). Mas, deve-se levar em conta que para essa experiência, o ruído foi aplicado ao filtro de onda de tempo continuamente, e a energia do sinal foi aplicado a esse circuito uma vez que em nove posições de pulsos possíveis. Portanto, se colocasse algum dispositivo ceifador que corta o sinal quando esse exceder um valor de limiar, os ruídos que ocorrem entre os pulsos seriam eliminados. Na figura II.7, as curvas cheias mostram os resultados dessa experiência, em que foi colocado um dispositivo não linear entre o caminho do pulso de informação e o circuito sintonizado.

É evidente que a melhora encontrada com o elemento não linear foi muito grande. Para relação de sinal para ruído de 15db, o erro fica totalmente desprezível para o caso em que o ruído é inserido somente no caminho da onda de tempo.

Portanto, podemos concluir que num simples repetidor, a influência que o ruído aleatório exerce sobre a onda de tempo é completamente desprezível em todo instante, em comparação com a influência produzida por outros efeitos do ruído.

#### II.4.2 - Largura de Pulso Finito e Efeitos Devidos a Variação de Padrão de Pulsos

Rowe<sup>3</sup> mostrou que, quando os pulsos que excitam o circuito - sintonizado não são impulsos ou pulsos retangulares de 50% de fator de ocupação, os cruzamentos de zero na saída do circuito sintonizado estão deslocados das suas posições nominais. Ele mostrou, também que esses desvios são dependentes da densidade de pulso (ou padrão), do Q do circuito sintonizado-

e da forma dos pulsos excitando o tanque; e concluiu também que os desvios nos cruzamentos de zero positivos são diferentes para os cruzamentos de zero-negativos.

Nesse item será feita uma comparação entre ressinchronismo parcial e completo, levando-se em conta o problema citado acima.

#### II.4.2.1 - Ressinchronismo Parcial

Para considerarmos, somente o efeito da variação de padrão su-  
poremos que o pico da onda de tempo ocorre no pico do pulso. No ressinchronis-  
mo parcial, o pico dessa onda de tempo é grampeado à terra, de tal modo que a  
onda de tempo será dada por:

$$- \frac{a n}{2 m} \left( 1 - \cos \frac{2 \pi t}{T} \right)$$

onde

a é a amplitude pico a pico da onda quando todos os pulsos -  
estão presente; isto é,  $n = 1 = m$

n é o nº de pulsos que ocorre numa palavra de m bit.

Para a nossa análise n será 1 e m variará de 1 a 8.

No que foi dito acima, estão sendo feitas duas suposições bási-  
cas: 1) os pulsos que excitam o tanque são pulsos muito estreitos que podem -  
ser considerados impulsos. 2) a amplitude da onda de tempo varia com a densi-  
dade de padrão de pulsos que excitam o tanque. Embora a 1a. suposição não seja  
realista, ela corresponde a um modelo otimista do ressinchronismo parcial. Se-  
rá observado que mesmo com essa idealização o ressinchronismo parcial é bem in-  
ferior ao ressinchronismo completo.

Como dito anteriormente, duas formas de pulsos de informação -  
serão consideradas. O cosseno levantado será dado por,

$$P(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{2\pi s t}{T} \right) \right) & \text{para } |t| < \frac{T}{2S} \\ 0 & \text{fora} \end{cases}$$

A largura do pulso é  $\frac{T}{2S}$ . Será suposto  $S = \frac{1}{2}$  e  $\frac{2}{3}$

O pulso gaussiano será dado por,

$$P(t) = e^{-4 \ln 10 (t/T_w)^2}$$

onde  $T_w$  é a largura do pulso entre pontos onde a amplitude do pulso é 0,1 do pico.

Uma vez tendo essas formas de pulsos, e levando em conta que o ressinchronismo parcial regenera os pulsos quando o sinal mais a onda de tempo excede o limiar, que é tomado 1/2, podemos computar as defasagens quando variamos os padrões. Isto foi feito por Aaron encontrando os gráficos mostra do abaixo.

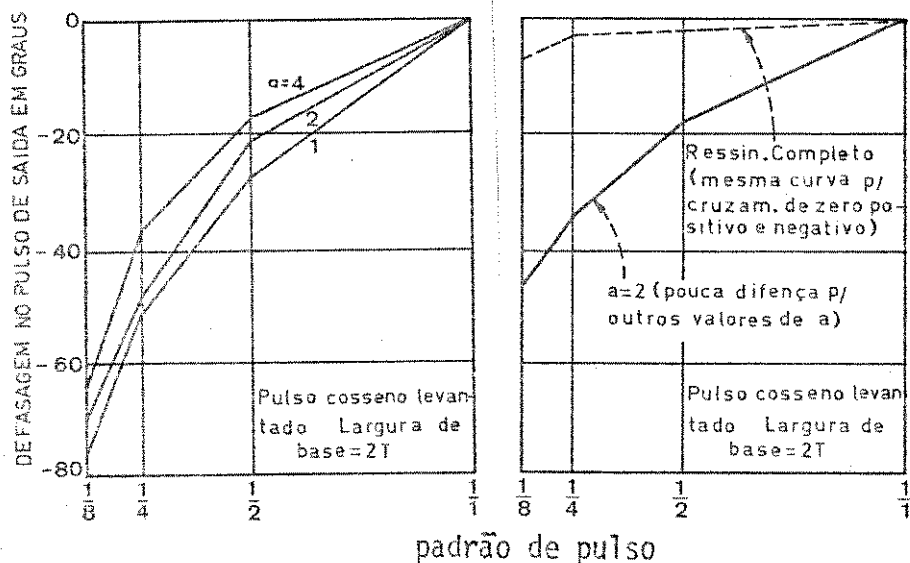
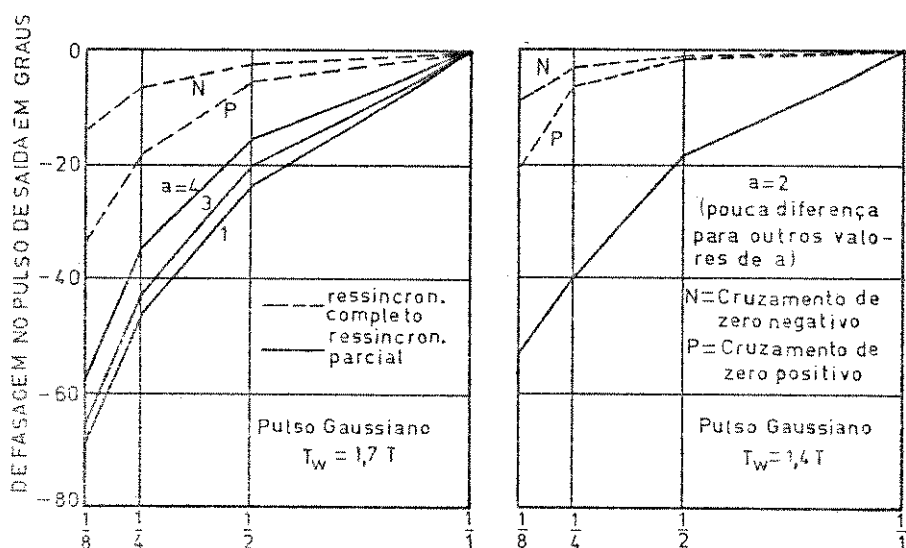


Fig. II.8 - Efeitos de padrão - Pulso Cosseno Levantado:  
a) largura de base = 2T; b) largura de base = 1,5T.

A figura II.8 mostra a defasagem do pulso de saída em função da densidade de pulsos tomando como referência o padrão 1 para 1, isto é, - quando todos os pulsos estão presentes. Observa-se pelo gráfico que a defasagem existente entre o padrão cheio e o padrão 1 para 8 é mais de  $60^{\circ}$  para largura  $2T$  e cerca de  $50^{\circ}$  para largura  $1,5T$ , o que significa uma defasagem muito grande.

A figura II.9 mostra o resultado da computação quando usamos pulsos gaussianos. Podemos verificar que o resultado não é substancialmente diferente daquele obtido com pulsos cossenos levantados.



padrão de pulso

Fig. II.9 - Efeitos de padrão - Pulso gaussiano:

a)  $T_w = 1,7T$ , b)  $T_w = 1,4T$ .

#### II.4.2.2 - Ressincronismo Completo

No ressincronismo completo, o jitter de tempo resulta tanto da largura finita dos pulsos que excitam o tanque como da variação da densidade de pulsos. Nesse caso o método de computação não é tão simples como no caso do ressincronismo parcial.

Aaron fez a computação encontrando as curvas mostrado em pontilhado nas figuras II.8 e II.9. Nessa computação foi considerado um  $Q$  de 100 e

a curva mostra a defasagem devido tanto aos cruzamentos de zeros positivos - bem como aos cruzamentos de zeros negativos.

Comparando as curvas das figuras II.8 e II.9, facilmente concluimos que a defasagem no caso de ressinchronismo completo é bem menor que no ressinchronismo parcial.

E como nos repetidores reais é necessário que essa defasagem seja o mínimo possível, concluimos que o ressinchronismo parcial não será utilizado.

Quanto mais largo o pulso a ser detetado, maior será a tolerância aos desvios de fase da onda de tempo. No entanto, conforme mostra a figura II.9 pulsos mais estreitos são desejáveis para minimizar o jitter - nos cruzamentos de zeros na saída do circuito sintonizado. Para sanar esse - compromisso, é necessário fazer um ceifamento nos pulsos, de modo que pulsos mais estreitos não excitar o circuito sintonizado.

Esse ceifamento que elimina metade para baixo do pulso, por exemplo, reduz, também a interferência na ausência de pulso, reduzindo assim o jitter causado por ruído.

## II.5 - Códigos de Linha

Num esquema de transmissão, o código unipolar não é conveniente, pois:

1) apresenta um nível dc flutuante devido ao caracter aleatório dos sinais. Essa componente dc não é desejável porque somaria ao nível - dc da alimentação dos repetidores, o qual é mandado na mesma linha, e haveria problema de desacoplamento na entrada dos repetidores.

2) a componente discreta na frequência de repetição dos pulso num trem unipolar, ainda que degradada pelo efeito de diafonia, irá interferir nos canais adjacentes, afetando a respectiva onda de tempo.

Esses inconvenientes podem ser minimizados, escolhendo-se um



código bipolar. Nesse código, os pulsos ao longo do meio de transmissão possuem polaridades opostas que ocorrem alternadamente.

Da figura II.10 que mostra o espectro de potência do trem bipolar com 50% de fator de ocupação, concluimos que:

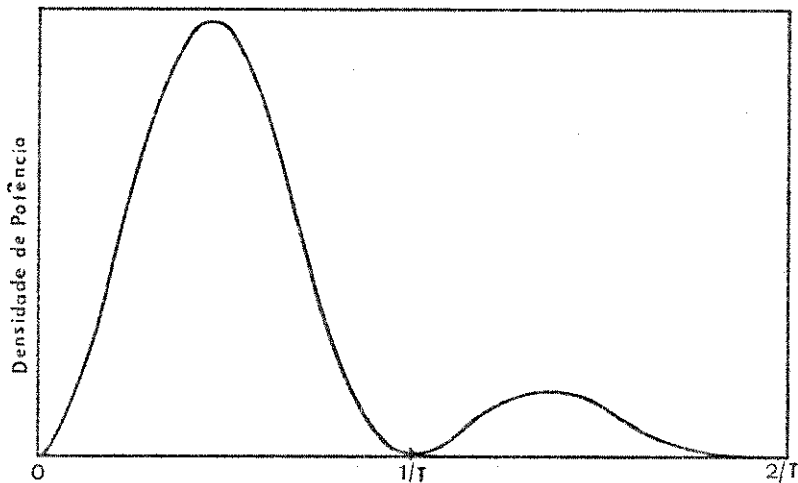


Fig. II.10 - Densidade de potência do trem de pulso bipolar aleatório com 50% de fator de ocupação. (Extraído de "Equalização de Sinais MCP de 2,048 Mb/s Transmitido através de Cabos Multipares Convencionais" (9) ).

1) A energia para o circuito sintonizado vem de regiões de atenuações mais baixas (a atenuação do cabo é maior para frequências altas) e de regiões onde o efeito de diafonia é menor que no trem unipolar.

2) O nível dc é completamente eliminado.

Entretanto, nesse código é necessário uma retificação para obter a componente discreta que vai excitar o circuito sintonizado.

Com esse código bipolar poderemos ter ocorrências de longas sequências de zeros consecutivos, devido ao carácter aleatório do trem de pulso transmitido. Isso faz com que o desvio máximo dos pulsos regenerados devido à assintonia inevitável do circuito tanque seja muito grande. Para minimizar - mos esse efeito podemos optar por códigos mais sofisticados. Uma opção é o có

digo bipolar de alta densidade (high density bipolar - H D B n). Este código assegura que apenas um certo número máximo predeterminado n de zeros podem ser transmitidos entre dois pulsos sucessivos. Consideraremos aqui, o código no qual a densidade de bit mínima é um pulso e três zeros (H D B 3). Neste código, é permitido ocorrer apenas três zeros consecutivos, e se ocorrer mais um zero são colocados quatro pulsos adicionais em lugar desses espaços vazios. Desses quatro pulsos, os dois primeiros pulsos possuem a mesma polaridade entre si e os outros dois são de polaridade oposta aos primeiros, mas são de mesma polaridade entre si. Desse modo o nível dc dos sinais é mantido igual a zero. Os dois primeiros pulsos são colocados de modo que possuam sempre polaridade oposta ao último pulso antes da sequência de quatro zeros.

## II.6 - Conclusão

O objetivo desse capítulo foi conceituar as várias funções do repetidor e analisar mais acuradamente o problema de opção de implementação de um ressincronismo no repetidor. O ressincronismo parcial é particularmente pobre em imunidade ao jitter, porque o instante de decisão depende tanto da onda de tempo como do pulso de sinal que chega. Um outro defeito é que não possui controle de largura de pulso na saída do regenerador. Embora o ressincronismo permissivo possua controle de largura de pulso é ainda dependente do pulso de sinal de entrada. No ressincronismo completo, além de haver controle de largura do pulso, o sinal é amostrado somente num instante onde se espera a melhor relação de sinal para ruído; este instante, por sua vez, é dado apenas pela onda de tempo, cuja fase depende de toda a história passada do trem de pulso, não dependendo do instante de chegada do pulso que está sendo amostrado, possuindo por isso uma estabilidade mais satisfatória. Por isso, a implementação será baseada no esquema do ressincronismo completo.

## CAPÍTULO III

### DETERMINAÇÃO TEÓRICA DO Q RECOMENDADO DO TANQUE

#### III.1 - Introdução

O objetivo desse capítulo é estabelecer através de análise teórica, um valor razoável para o índice de mérito (Q) do circuito sintonizado. Isso é necessário porque os componentes a serem utilizados no circuito estão sujeitos à envelhecimento e à variação de temperatura, fazendo com que exista uma certa assintonia no tanque. Devido a essa assintonia, os pulsos de amostragem estarão deslocados da posição ótima. E, como será visto, o Q do tanque não poderá ser muito grande, porque, para uma dada assintonia, os desvios de posição dos pulsos de amostragem aumentam quando Q cresce.

Por outro lado, o Q deve ser suficientemente grande para minimizar o efeito de conversão de amplitude para fase, explicado a seguir.

A conversão amplitude para fase é um efeito não linear devido ao dispositivo limitador colocado na saída do tanque. Uma vez que existe um nível de imprecisão nesses dispositivos, os cruzamentos de zero da onda de tempo vão estar deslocados dos cruzamentos de zero da senóide gerada pelo tanque, e desse modo os instantes de amostragem estarão deslocados também. Como será visto, os desvios dos pulsos de amostragens devido a conversão amplitude para fase diminuem com o aumento de Q. Portanto o problema a que chegamos é de compromisso. Isto é, o Q não pode ser muito grande devido à assintonia, e por outro lado não pode ser pequeno devido à conversão amplitude para fase. É então necessário encontrar um valor ótimo de Q, levando-se em conta os fatos acima citados.

#### III.2- Resposta do Circuito Sintonizado a Impulsos

A análise será baseada num simples tanque RLC (fig. III.1.) , excitado por impulsos. O modelamento dos pulsos de entrada por impulsos é válido se as larguras dos pulsos que excitam o tanque são menores que 50% de fator de ocupação (ROWE).<sup>3</sup>

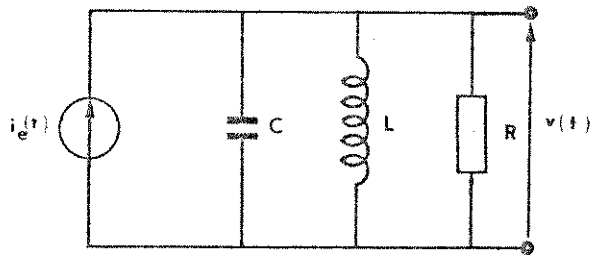


Fig. III.1 - Circuito RLC

Inicialmente, analisemos a resposta do tanque a um impulso.

Da figura III.1,

$$C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} + \frac{1}{L} \int v dt = i_e(t)$$

onde  $i_e(t) = \delta(t)$

Logo:

$$H(s) = V(s) = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}$$

Supondo as condições iniciais todas iguais a zero. Os polos serão

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

Para um valor de R suficientemente grande, o termo sob a raiz será negativo, e então teremos soluções oscilatórias representadas por :

$$s_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0$$

onde,

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2}$$

$$Q = \omega_0 RC, \quad \frac{\omega_0}{2Q} = \frac{1}{2RC}$$

Calculando a anti-transformada, obtemos:

$$\begin{aligned} H(t) &= \frac{1}{c} e^{-\frac{\omega_0}{2Q} t} \left( -\frac{1}{2Q} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) = \\ &= \frac{1}{c} e^{-\frac{\omega_0}{2Q} t} \operatorname{Re} \left[ \frac{j}{2Q} e^{j\omega_0 t} + e^{j\omega_0 t} \right] \end{aligned}$$

ou

$$\begin{aligned} H(t) &= \operatorname{Re} \frac{1}{c} \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) e^{-(\pi/Q) f_0 t} e^{j2\pi f_0 t} \quad 3.1 \\ t &> 0 \end{aligned}$$

Nas análises seguintes, usaremos a solução complexa, porém a parte real de interesse estará subentendida.

Idealmente, a frequência de ressonância natural  $f_0$  (distinta da frequência de ressonância pura  $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ) seria igual a frequência de repetição dos pulsos, mas na prática haverá um pequeno erro de sintonia.

Portanto podemos escrever

$$f_0 = F + \delta f = F \left( 1 + \frac{\delta f}{F} \right) = F (1 + D) \quad 3.2$$

onde

$$F = \text{frequência de repetição dos pulsos} = \frac{1}{T}$$

$\delta f$  = erro de sintonia do circuito tanque

$$D = \frac{\delta f}{F} \ll 1$$

Substituindo (3.2) em (3.1), a resposta a um impulso unitário no tempo  $t_0$  será a parte real de

$$H(t-t_0) = \frac{1}{c} \left(1 + \frac{j}{2Q}\right) e^{-(\pi/Q) F (1+D) (t-t_0)} \cdot e^{j 2\pi F (1+D) (t-t_0)} \quad 3.3$$

Consideremos, agora, que na entrada do tanque há trem de im pulsos dado por

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t-t_n) \quad 3.4$$

onde  $\delta(t-t_n)$  é um impulso ocorrendo no tempo  $t_n$  ( $t_n$  = instante de chegada do pulso de sinal correspondente  $a_n$  <sup>ésima</sup> janela temporal).

$$a_n = \begin{cases} 1 & \text{se houver pulso na } n^{\text{ésima}} \text{ janela temporal} \\ 0 & \text{se não houver} \end{cases}$$

Devido ao ruído no canal de transmissão,  $a_n$  interferência entre símbolos e às imperfeições no processo de repetição regenerativa, os pulsos - na entrada de cada repetidor de uma cadeia em série são afetados por desvios-aleatórios de posição que constituem um ruído conhecido por "jitter".

Na nossa análise, não estamos interessados em estudar o acúmulo de jitter ao longo da cadeia de repetidores, mas sim em estabelecer o valor médio do desalinhamento entre os instantes de amostragem dados pela onda de tempo e os instantes de ocorrência dos pulsos. Por isso, ignoraremos a presença de jitter no trem de pulsos de entrada.

Nesse caso, para o pulso correspondente a  $n^{\text{ésima}}$  janela de tempo valerá,

$$t_n = nT \quad 3.5$$

Considerando (3.3), (3.4) e (3.5) a resposta do circuito tanque a todos os pulsos de sinal até e incluindo o pulso na  $m^{\text{ésima}}$  janela é igual a parte real de

$$G(t) = \frac{1}{C} \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) \sum_{n=-\infty}^m a_n e^{-(\pi/Q)(1+D)(Ft-n)}$$

$$e^{j2\pi(1+D)(Ft-n)} \quad 3.6$$

Esta expressão dá a saída do circuito tanque para valores de  $t$  que ficam entre os tempos de chegada do pulso na  $m^{\text{ésima}}$  janela e do próximo pulso que estará presente no sinal.

A expressão 3.6 pode ser escrita na forma de uma portadora na frequência de repetição de pulsos  $F$  com modulação de amplitude e fase

$$G(t) = \frac{1}{C} \left( 1 + \frac{j}{2Q} \right) A(t) e^{j2\pi Ft}$$

$$A(t) = a(t) e^{j\phi(t)} \quad 3.7$$

$A(t)$  é uma função complexa de tempo no

qual o módulo  $|A(t)| = a(t)$  é a amplitude normalizada da onda na saída do circuito sintonizado e o ângulo  $\angle A(t) = \phi(t)$  corresponde a desvio de fase dessa onda.

Comparando, (3.6) com (3.7), podemos escrever,

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{-(\pi/Q)(1+D)(Ft-n)}$$

$$e^{j2\pi\{(1+D)(Ft-n) - Ft\}}$$

ou

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{-(\pi/Q)(1+D)(Ft-n)}$$

$$e^{j2\pi D(Ft-n)}$$

3.8

A equação (3.8) mostra o modo com que varia a amplitude e fase da onda de tempo, na presença de assintonia.

A amplitude cai exponencialmente entre pulsos de sinal, aumentando descontinuamente quando o pulso de sinal é recebido. A fase possui variação linear com o tempo (pequena) entre os pulsos, variando descontinuamente com a chegada destes. Se o erro de sintonia é zero, de (3.8) temos,

$$\angle A(t) = \phi(t) = 0$$



Suporemos, nestas condições, que os pulsos de sinal de entrada que excitam o circuito sintonizado e os respectivos pulsos de amostragem estão alinhados (veja figura III.2). Desta forma, as amostragens ocorrem nos instantes  $nT$  com  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ . Agindo dessa maneira  $\phi(t)$  dará a medida do desvio (ou desalinhamento) dos pulsos de onda de tempo, com relação aos pulsos de entrada (que foi admitido idealmente centrado em suas respectivas janelas de tempo).

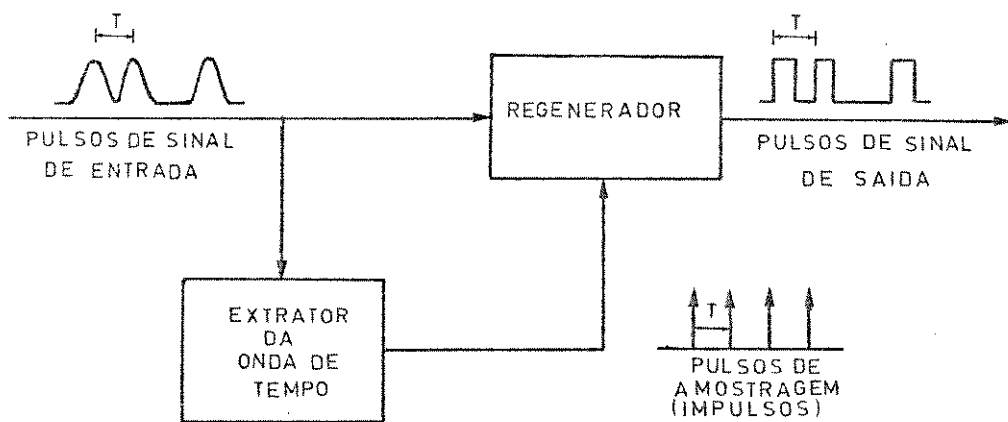


Fig. III.2 - Esquema do repetidor mostrando o alinhamento entre os pulsos de sinal de entrada e os pulsos de amostragem

A fase da onda de tempo imediatamente anterior a recepção do pulso dá a medida do desalinhamento do correspondente pulso de amostragem.

Desse modo, podemos escrever a expressão (3.8) num instante  $t_m = mT$  como,

$$A(t_m) = \sum_{n=-\infty}^m a_n e^{-(\pi/Q)(1+D)(m-n)} \cdot e^{j2\pi D(m-n)} \quad 3.9$$

Essa equação dá um relacionamento existente entre os desvios de cada pulso de entrada com o seu respectivo pulso de amostragem.

### III.3 - Fórmula de Recorrência

Uma vez que a equação (3.9) encontrada é uma função um tanto complicada, se pudéssemos relacionar a onda de tempo  $A(t_m)$  num determinado instante em função do mesmo em um instante imediatamente anterior, poderemos simular o comportamento da onda de tempo no computador.

Para isso consideremos a onda de tempo no instante  $t_{m-1}$ . Nesse instante, será dado por,

$$\begin{aligned}
 A(t_{m-1}) &= \sum_{n=-\infty}^{m-1} a_n e^{-(\pi/Q)(1+D)(m-1-n)} \\
 &\cdot e^{j2\pi D(m-1-n)} = e^{-(\pi/Q)(1+D)(m-1)} \\
 &\cdot e^{j2\pi D(m-1)} \sum_{n=-\infty}^{m-1} a_n e^{\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \\
 &\cdot e^{-j2\pi nD}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Por outro lado, de (3.9) obtemos:

$$\begin{aligned}
 A(t_m) &= e^{-\frac{m\pi}{Q}(1+D)} \cdot e^{j2\pi mD} \left[ \sum_{n=-\infty}^{m-1} a_n e^{\frac{n\pi}{Q}(1+D)} \right. \\
 &\cdot e^{-j2\pi nD} + a_m e^{\frac{m\pi}{Q}(1+D)} e^{-j2\pi mD} \left. \right]
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

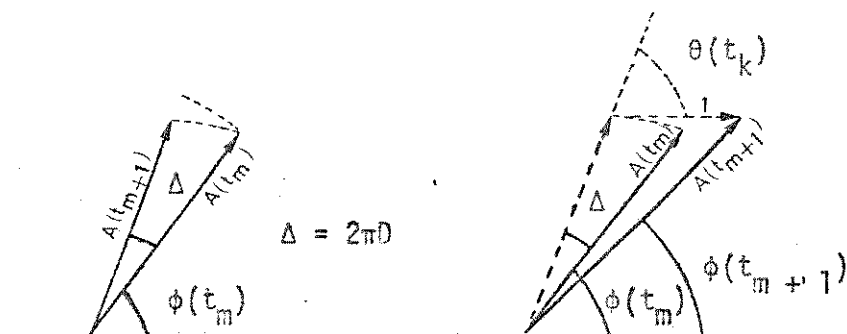
Combinando (3.10) e (3.11), podemos escrever

$$A(t_m) = A(t_{m-1}) e^{-\pi/Q(1+D)} e^{j2\pi D} + a_m \tag{3.12}$$

que é a fórmula de recorrência procurada.

A melhor maneira de ver o comportamento da onda de tempo na equação (3.12) é através de fasores.

Vamos considerar um determinado instante após a recepção do pulso, centrado na janela  $m$ . A amplitude do fasor é  $A(t_m)$  e a sua fase  $\phi(t_m)$  (veja figura III.3). Devido a existência de assintonia e o  $Q$  do circuito sintonizado ser finito, a amplitude do fasor cai exponencialmente até a próxima janela de tempo, onde pode existir pulso ou não. A sua fase, nesse intervalo aumenta de  $2\pi \frac{\delta f}{F}$ .



$\theta(t_k) \rightarrow$  ângulo de desalinhamento

a)  $a_{m+1} = 0$

b)  $a_{m+1} = 1$

Fig. III.3 - Fasor da amplitude da onda de tempo nos instantes  $t_m$  e  $t_{m+1}$ . a) Não há pulso em  $t_{m+1}$ ; b) Há pulso em  $t_{m+1}$

Se não há pulso na janela  $(m+1)$  a amplitude continuará a decrescer exponencialmente até a janela  $(m+2)$ . E a sua fase crescerá de mais uma constante  $2\pi \frac{\delta f}{F}$ .

Se houver pulso na janela  $(m+1)$ , a amplitude do fasor além do decréscimo exponencial correspondente a um intervalo, crescerá devido ao pulso como mostrado na Figura III.3.b. A fase do fasor antes da chegada desse pulso é  $\theta(t_k) = \phi(t_m) + 2\pi\delta f/F$ ; este será o ângulo de desalinhamento entre o novo pulso e o fasor no instante  $t_{m+1}$  de recepção. E a fase posterior a chegada do pulso é  $\phi(t_{m+1})$  (veja figura III.3.b).

### III.4 - Conversão Amplitude para Fase

O problema de conversão de amplitude para fase surge devido às imperfeições no limitador duro na saída do circuito sintonizado, fazendo com que exista um nível de imprecisão na determinação do cruzamento de zero da onda de senóide ( veja figura III.4).

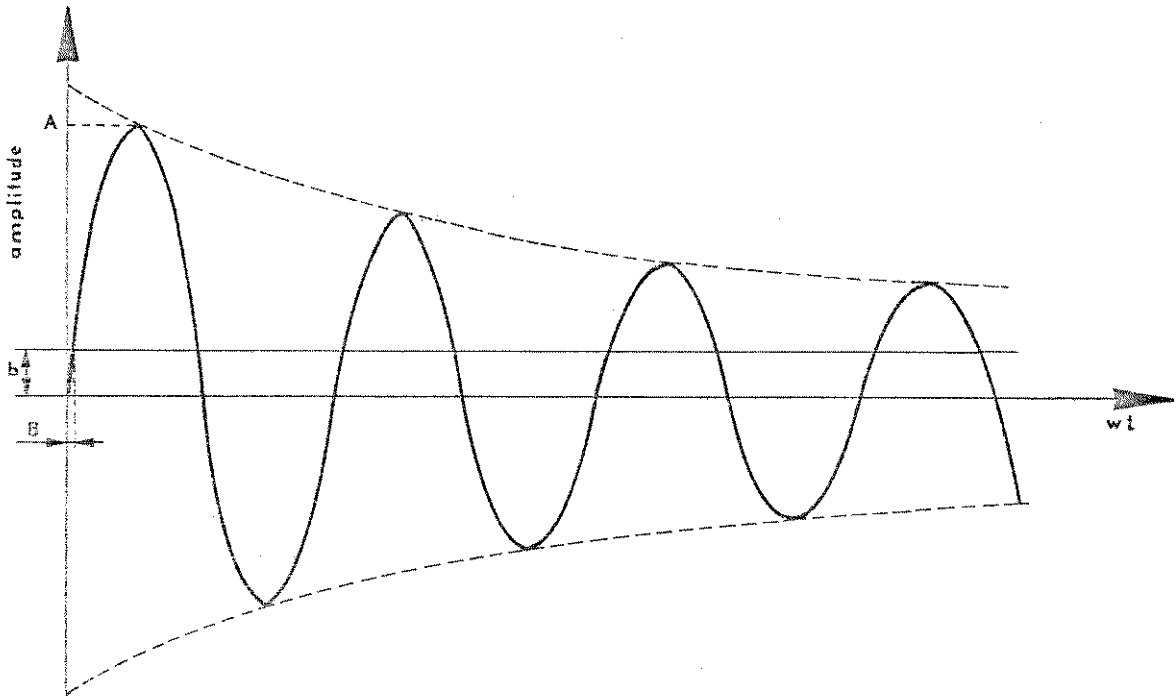


Fig. III.4 - Problema da conversão amplitude para fase

Devido a esse nível de imprecisão os pulsos de amostragens não serão gerados exatamente no cruzamento de zero da senóide, fazendo com que haja um pequeno ângulo de defasagem adicional com relação a posição ótima de amostragem. Além disso, como a imprecisão mencionada acima é sensível à amplitude da senóide, as variações destas são convertidas em variações de fase na saída do repetidor regenerativo.

Da figura III.4, podemos escrever,

$$\beta = \text{sen}^{-1} \frac{b}{A}$$

crescimento da fase do fasor entre pulsos são compensado em média pela vinda de novos pulsos.

Para podermos computar as variações de fase do fasor a partir desse equilíbrio, suporemos, inicialmente, padrão periódico de pulso. Consideraremos padrão de pulso 1 para 2 (isto é, há 1 pulso em 2 janelas de tempo) - que representa a melhor aproximação periódica ao trem de pulso aleatório em termos de probabilidades de ocorrências de pulsos ou não.

Desse modo, no equilíbrio vamos encontrar a situação esquematizada na figura III.5.

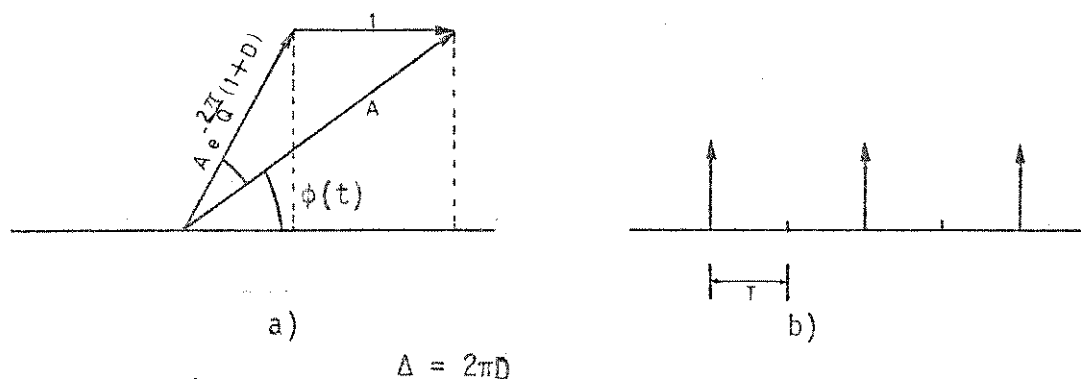


Fig. III.5 - Fasor da onda de tempo para padrão de pulso periódico 1 para 2 .

Pela figura III.5. , observa-se que a queda exponencial que a amplitude sofre e o crescimento do ângulo é exatamente compensado pela chegada do novo pulso. O crescimento de ângulo de  $2\pi D$  é pelo fato de estarmos considerando impulsos de modo esquematizado na figura III.5.b.

Da figura podemos escrever,

$$A \sin \phi = A e^{-\frac{2\pi}{Q}(1+D)} \sin(2\Delta + \phi)$$

ou

onde :  $\beta$  = erro de fase na determinação do cruzamento de zero da senóide

$b$  = imprecisão nonível de gatilhamento do limitador duro

Considerando a  $k^{\text{ésima}}$  janela de tempo, uma janela antes da recepção do pulso, e sendo  $\beta_k$  e  $A_k$ , o ângulo de conversão de amplitude para fase correspondente a  $k^{\text{ésima}}$  janela e a amplitude da senóide na  $k^{\text{ésima}}$  janela, respectivamente, podemos escrever,

$$\beta_k = \text{sen}^{-1} \frac{b}{A_k}$$

Portanto, além do desalinhamento existente devido à assintonia devemos levar em conta, também, o devido a conversão de amplitude para fase, que simplesmente se somará ao primeiro.

Logo, o ângulo de desalinhamento considerando os dois efeitos mencionados acima, será:

$$\theta'(t_k) = \theta(t_k) + \beta_k \quad 3.15$$

No diagrama fasorial, a fase girará além de  $\theta(t_k)$  mais  $\beta_k$  referente a conversão de amplitude para fase. Note-se, porém, que o erro adicional  $\beta_k$  afeta apenas os instantes de amostragem, e através deles o próprio trem de pulsos regenerado, mas não contamina a senóide, que só é afetada pelos erros de assintonia.

### III.5 - Simulação

Na equação (3.12), partindo de  $A(t_0) = 0$ , após centenas de uns e zeros, alcançaremos um regime de equilíbrio estatístico, onde o fasor  $A(t_m)$  varia dentro de uma região limitada do plano complexo. Podemos dizer que esse equilíbrio é devido ao fato que tanto a queda da amplitude como o

$$\frac{\text{sen } (2 \Delta + \phi)}{\text{sen } \phi} = e^{-\frac{\pi}{Q}(1+D)} \quad 3.16$$

Desenvolvendo o 1º membro, e rearranjando, a expressão de  $\phi$  ficará

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\text{sen } 2 \Delta}{e^{-\pi/Q(1+D)} - \text{cos } 2 \Delta} \quad 3.17$$

A equação (3.17) dá o ângulo de desalinhamento de equilíbrio para padrão periódico 1 para 2. A partir desse ângulo inicial serão computados as variações das fases do fasor  $A(t_m)$ , quando se considera padrões aleatórios em simulação no computador.

Para D muito pequeno podemos fazer as aproximações seguintes:

$$\text{sen } 2 \Delta \approx 2 \Delta$$

$$\text{cos } 2 \Delta \approx 1$$

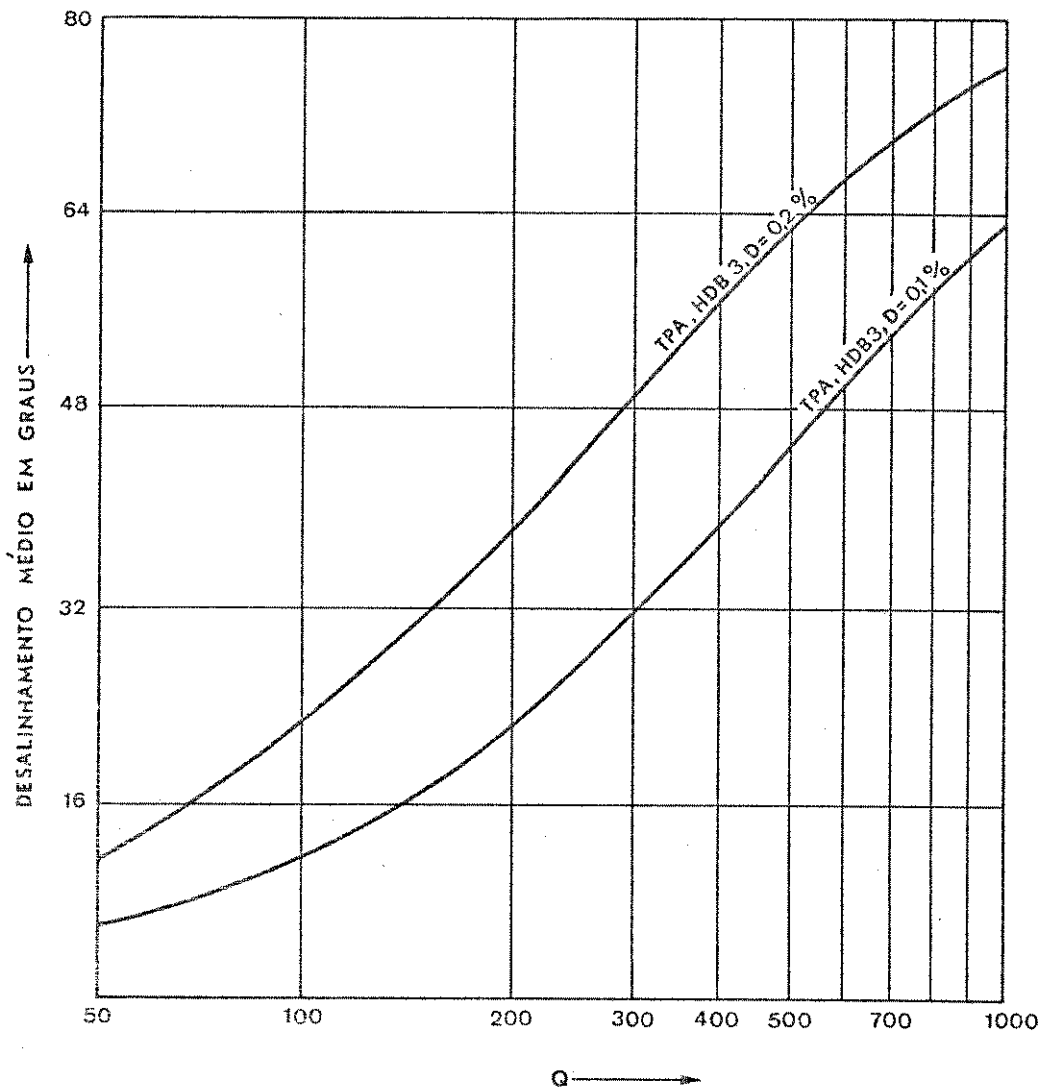
$$e^{-2\pi/Q(1+D)} \approx 1 + \frac{2\pi}{Q}$$

Logo,  $\phi$  será

$$\phi = \tan^{-1} 2Q \frac{\delta f}{F} \quad 3.18$$

A figura III.6 mostra a variação média das fases do fasor -

$A(t_m)$  em função do índice de mérito  $Q$ , considerando somente o problema de as sintonia.



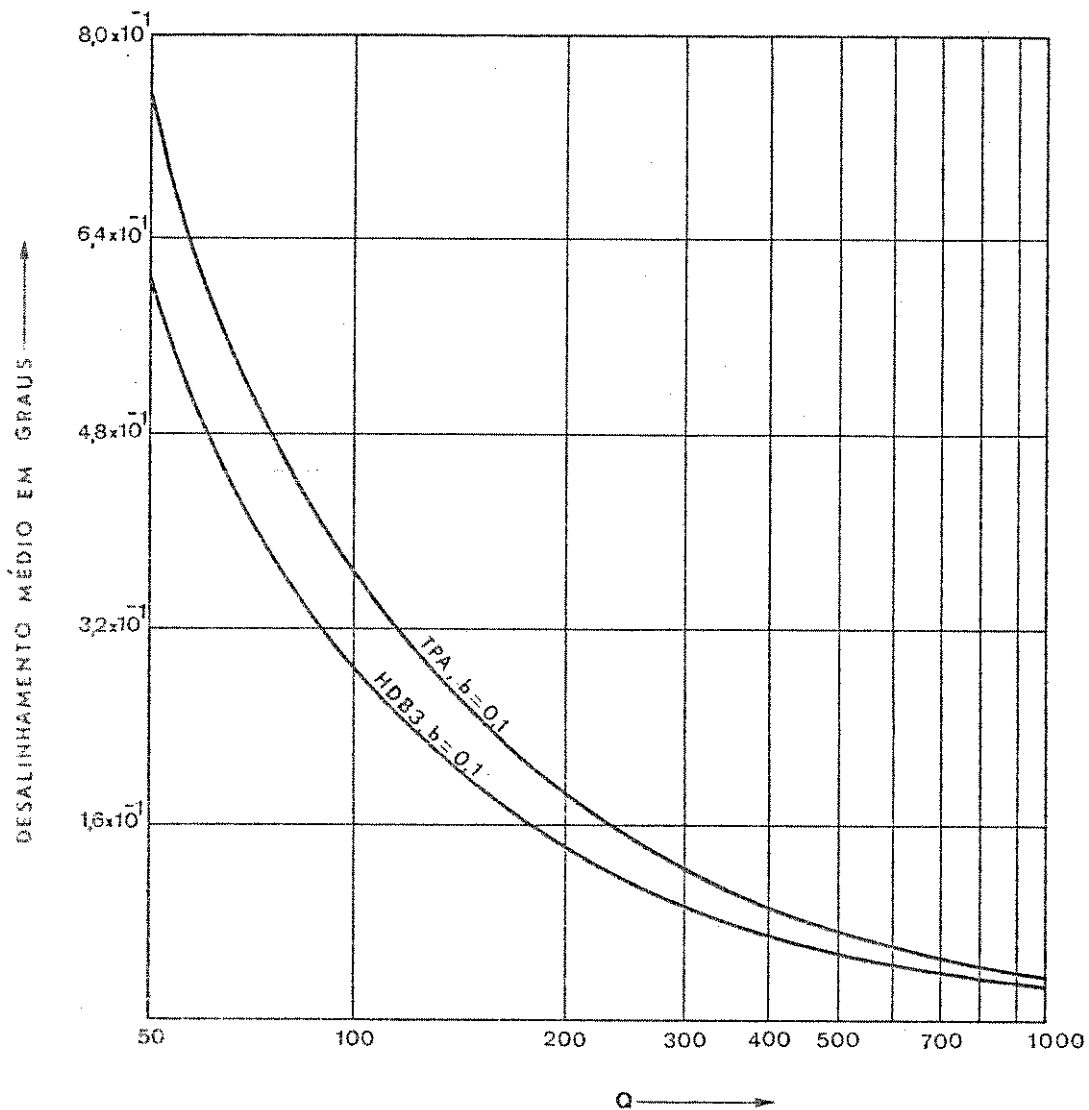
TPA - Trem de pulso aleatório

Fig. III.6 - Desalinhamento médio considerando somente o problema da assintonia.

Essas curvas foram obtidas, calculando, para um dado  $Q$ , a va riação média do ângulo  $\theta(t_k)$  correspondente a equação(3.12), para trem de pul sos aleatórios. Para simular o trem de pulso aleatório foi utilizado, a subro tina de geração de números aleatórios com distribuição uniforme entre 0 e 1 . O número aleatório estando entre 0 e 0,5, não há pulso, e estando entre 0,5- e 1,0, há pulso.



Da figura III.6, observa-se que quanto menor a assintonia, - menor será também o desalinhamento médio, porém cresce quando Q aumenta . Outra conclusão, é que o desalinhamento médio praticamente independe do padrão- de pulso que excitam o tanque. É função somente da porcentagem de assintonia. Portanto, pela figura III.6, quanto menor for o Q teremos menor desalinhamento quando se considera somente a assintonia. Porém, o Q não pode ser muito pequeno, devido a conversão de amplitude para fase, como mostrado na figura ... III.7, onde o desalinhamento aumenta com Q baixo.



TPA - Trem de pulso aleatório

Fig. III.7 - Desalinhamento médio considerando somente o problema da conversão amplitude para fase.

O desalinhamento médio devido ao código H D B 3, para um  $Q$ , é menor que o trem de pulso aleatório, pois o H D B 3 possui mais uns, fazendo com que amplitude média do fasor  $A(t_m)$  seja maior que o aleatório. Entretanto, o desalinhamento médio devido a conversão de amplitude para fase é muito pequeno em comparação com o da assintonia. Mas, o problema da conversão se agrava quando levamos em conta uma cadeia de repetidores, como mostrado na figura III.8. A figura mostra a acumulação do jitter, que corresponde ao desvio padrão dos ângulos  $\beta_k$  da equação (3.14) numa cadeia de 35 repetidores. Para  $Q$ s pequenos, o crescimento de jitter é praticamente exponencial e para  $Q$ s muito grande tende a alcançar um limite.

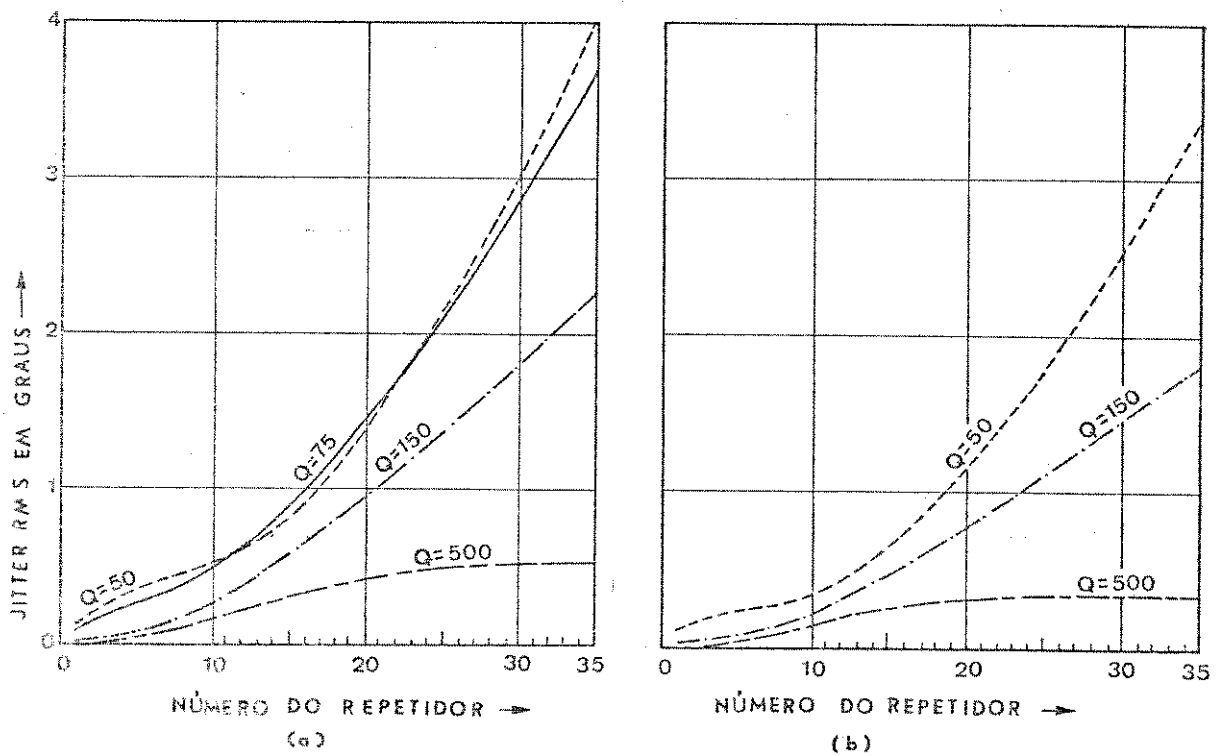


Fig. III.8 - Acumulação de jitter numa cadeia de repetidores, - devido a conversão de amplitude para fase. a) trem de pulso aleatório; b) HDB3.

### III.6 - Conclusão

Devido a conversão de amplitude para fase não podemos escolher  $Q$  muito baixo, mas o principal fator limitante é o desalinhamento devido à assintonia (no caso de um repetidor) Mayo em 1962 quando da implementação de repetidores regenerativos para um sistema MCP com taxa de 1,544 M bits/s, trabalhou supondo, naquela época que o desvio de sintonia devido à temperatura e envelhecimento, a que os componentes estivessem sujeitos, fosse de 0,18%. Trabalhando sob opção conservadora (devido ao uso prioritário dos componentes nacionais) de 0,20% de desvio de sintonia e considerando que o máximo desalinhamento tolerado é de  $20^\circ$  pela figura III.6, concluimos que um  $Q$  na ordem de 80 a 90 é um valor razoável e é possível de implementar.

## CAPÍTULO IV

### PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE DECISÃO

#### IV. 1 - Introdução

Quando os pulsos de sinais MCP caminham através de meio dispersivo, eles sofrem distorções e quando chegam à entrada do repetidor estão bastante largos. A função do pré-amplificador-equalizador é ampliar o sinal a a tê o nível em que possa ser feita a detecção e estreitar o sinal para que os pulsos fiquem confinados a suas respectivas janelas temporais. Esse processo de estreitamento implica numa amplificação seletiva das altas frequências, a centuando assim as interferências devidas a diafonia. O estudo que leva em conta o problema de confinamento com a máxima interferência permissível foi feito em outro trabalho (9) e resulta numa solução de compromisso em que os pulsos na saída do equalizador ainda estarão relativamente largos.

Como dito no capítulo II, se pulsos largos vão excitar o circuito sintonizado, os cruzamentos de zero na saída da onda de tempo vão estar deslocados da posição nominal. Portanto, é necessário um ceifamento do sinal, de modo que somente pulsos estreitos excitem o tanque. Nesse processo de ceifamento devemos levar em conta as interferências entre símbolos e a diafonia, que sem dúvida afetam os sinais que chegam ao repetidor.

O nível de ceifamento deve ser colocado levando em conta os fatores acima citados.

Hã dois tipos importantes para controle do nível de limiar : controle automático de ganho e controle automático de limiar.

O controle automático de ganho possui características desejáveis, pois mantém fixo o nível da saída do pré-amplificador fazendo com que as variações na linha não afetem a onda de tempo reconstruída. Segundo Mayo<sup>1</sup>, a vantagem acima não é decisiva, uma vez que o controle automático de ganho é difícil de implementar, e ainda requer dispositivos de alta sensibilidade que

encarecem o sistema. Portanto, a opção escolhida foi controle automático de limiar, devido a sua simplicidade, aliada a um desempenho aceitável.

Uma vez que optamos pelo controle automático de limiar, precisamos analisar o efeito das interferências citadas acima.

#### IV.2 - Interferência entre Símbolos e Paradiafonia

Consideremos para análise, o modelo da figura abaixo,

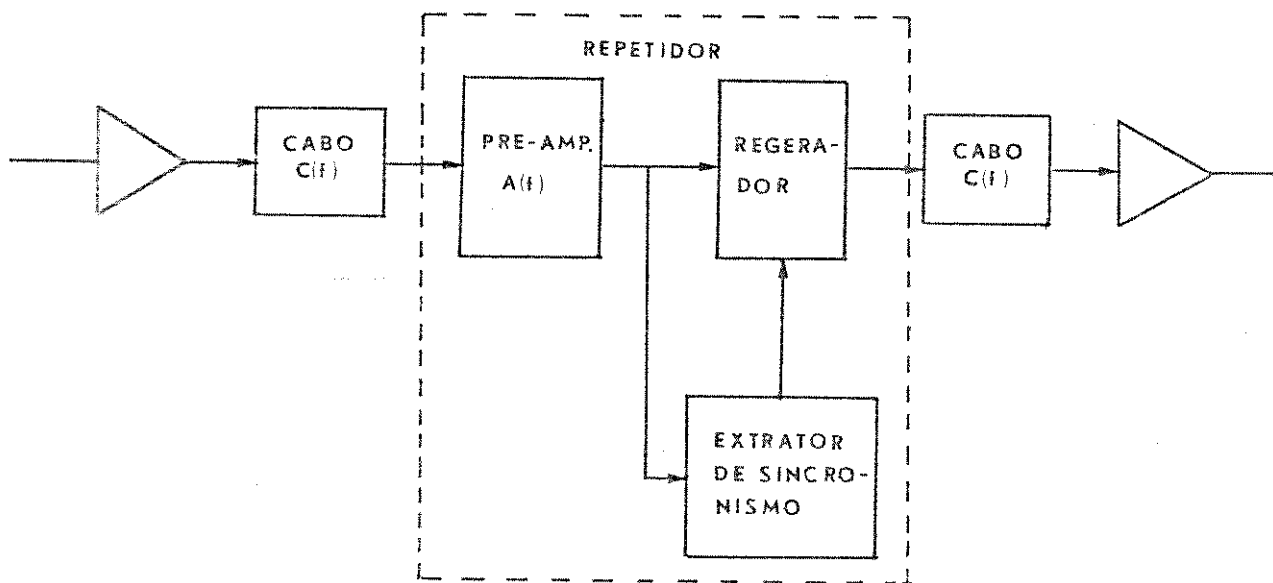


Fig. IV.1 - Esquema de transmissão para análise da interferência entre símbolos

onde  $C(f)$  é a característica do cabo e  
 $A(f)$  é a resposta do pré-amplificador-equalizador

A resposta do conjunto cabo e preamplificador equalizador será dado por  $G(f)$ , onde:

$$G(f) = C(f) A(f)$$

A resposta  $g(t)$ , que é a transformada inversa de  $G(f)$ , virá afetada por interferências entre símbolos. Para estudar a interferência entre símbolos, recorreremos ao diagrama de "olho" que representa todas as combinações possíveis de interferências que afetam uma dada janela temporal.

Consideraremos aqui, os três piores casos de interferências devidas aos pulsos adjacentes à janela temporal considerada, para um trem de pulsos bipolar. Representando  $a_k$  como a amplitude do sinal na  $k^{\text{ésima}}$  janela temporal, a  $a_{k-1}$  como amplitude na janela anterior e  $a_{k+1}$  como amplitude na janela posterior, tem-se:

$$1^{\text{o}} \text{ caso: } a_{k-1} = 1 \quad a_k = a_{k+1} = 0$$

$$2^{\text{o}} \text{ caso: } a_{k+1} = 1 \quad a_k = a_{k-1} = 0$$

$$3^{\text{o}} \text{ caso: } a_k = 1 \quad a_{k-1} = a_{k+1} = 0$$

Esses casos são mostrados na figura IV.2

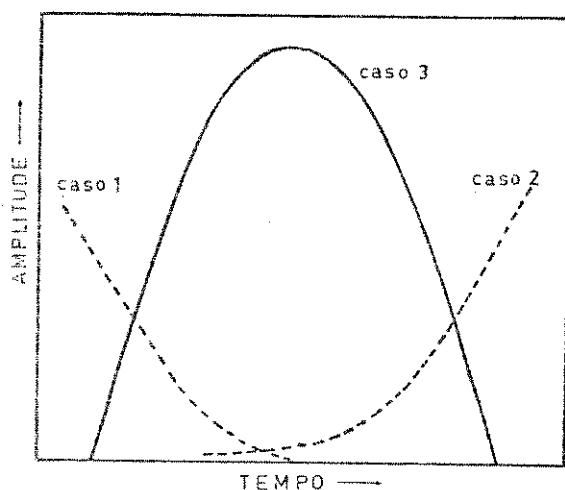


Fig. IV. 2 - Diagrama de olho

O caso 1 representa a interferência de um pulso anterior sobre a janela temporal considerada. O caso 2 representa a interferência do pulso posterior, e o caso 3 representa as interferências dos pulsos adjacentes na janela temporal considerada.

Embora estes três casos nunca ocorram simultaneamente devido a regra bipolar, o diagrama acima representa o pior caso e a área compreendida entre os três casos é chamado de "olho". Só dentro dessa área a decisão da existência ou não do pulso pode ser feita sem erro na ausência de ruído. Portanto, a tensão de limiar e o instante de amostragem, na ausência de outro tipo de interferência, deve cruzar dentro dessa área.

Os parâmetros de interesse são: a altura do pulso  $h$ , medida no ponto onde a abertura é máxima que ocorre no tempo  $T_M$ , e a largura  $l$  do olho no ponto que divide  $h$  em duas partes iguais.

Antes de entrarmos nas considerações do circuito de decisão, vamos analisar o problema de diafonia.

Quando os sinais MCP são transmitidos numa mesma direção, por meio de pares de fio num mesmo cabo, o sinal interferente é atenuado juntamente com o sinal interferido. Portanto, a interferência resultante é proporcional ao comprimento de cabo, e recebe o nome de telediafonia. (veja fig. IV.3)

Quando os pares de fios, num mesmo cabo são usados em ambos os sentidos, temos a interferência do sinal regenerado na saída do repetidor em sinais que chegam enfraquecidos na entrada do repetidor (veja figura IV.3). Esse caso é chamado de paradiafonia.

A paradiafonia possui características diferenciadoras por ter um acoplamento mais forte nas altas frequências; por ser a interferência de maior importância na prática, vamos limitar a discussão aos seus efeitos.

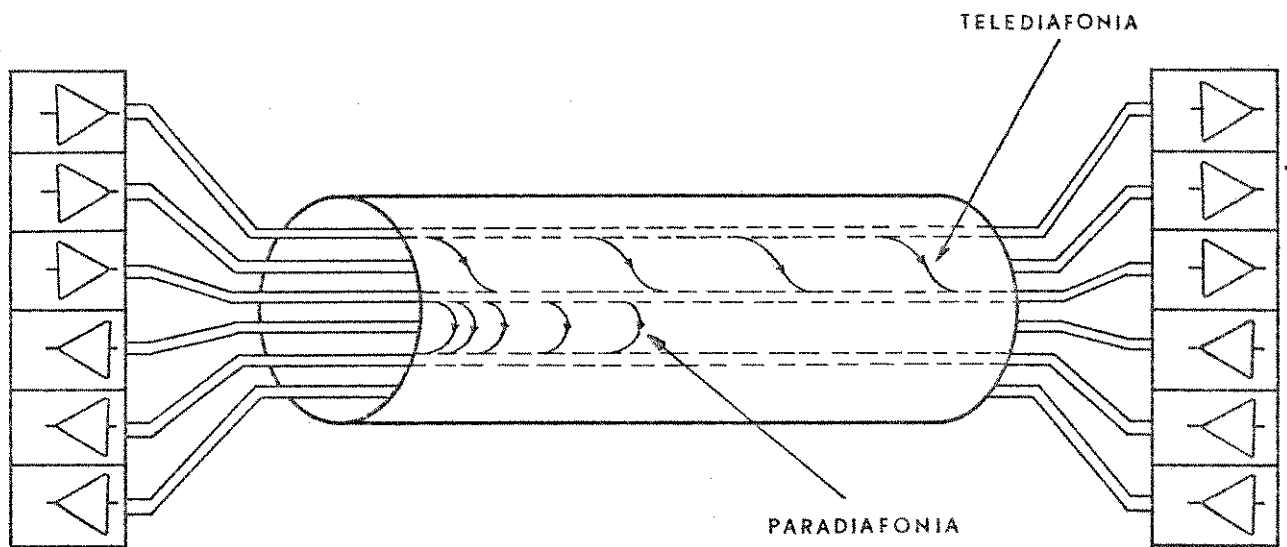


Fig. IV.3 - Casos de diafonia

O modelo da figura IV.4 será usado para análise da paradiafonia

a.

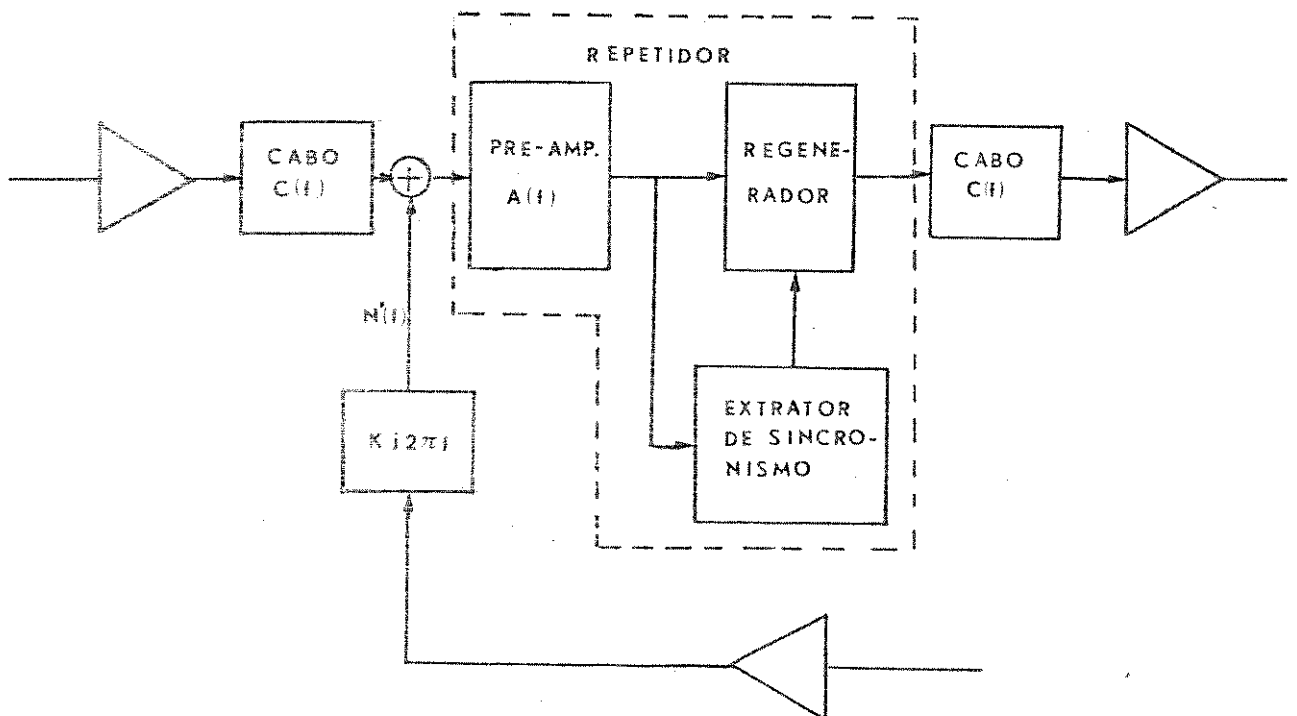


Fig. IV.4 - Esquema de transmissão para análise da paradiafonia



onde

$P(f)$  é o pulso que será transmitido num  
outro par num mesmo cabo

$K$  é um parâmetro do cabo

Da figura, temos:

$$N'(f) = Kj2\pi f P(f) \quad 4.2$$

e

$$N(f) = Kj2\pi f P(f) A(f) \quad 4.3$$

onde  $n(t)$  a transformada inversa de  $N(f)$ , é a forma do pulso -  
de interferência paradiafônica na saída do equalizador.

Considerando que o sinal de paradiafonia  $n(t)$  e o trem de pul-  
sos  $g(t)$  na saída do equalizador são assíncronos, do ponto de vista das condi-  
ções de detecção correta basta considerar o valor máximo de  $n(t)$  ( $n(t)_{\max}$ ) que  
se adiciona ou subtrai ao sinal  $g(t)$ .

#### IV.3 - Efeito da Paradiafonia no Limiar

Neste item, discute-se o nível ótimo em que se deve colocar o  
limiar quando se leva em conta a paradiafonia.

Há vários modos como a paradiafonia atua. Considera-se aqui, -  
somente o caso de um interferente simples que está ligeiramente fora de fase -  
com o trem de pulsos.

Quando o sinal e o sinal interferente estão em fase, o sinal na saída do equalizador virá com o interferente somado.

Supondo que o sinal interferente seja senoidal de amplitude  $n(t)_{\max}$  podemos escrever,

$$V_c = \gamma \left[ E_m + \frac{1}{2} n(t)_{\max} (1 + \sin \Delta \omega t) \right] \quad 4.4$$

onde

$V_c$  é a tensão de limiar

$E_m$  é amplitude do pulso na saída do equalizador

$\gamma$  é o nível de limiar fracional

Desprezando a interferência entre símbolos e denominando  $M_i$  a margem contra erros de inserção e  $M_o$  a margem contra erros de omissão, tem-se:

$$M_i = V_c - n(t)_{\max} \quad 4.5$$

$$M_o = E_m - n(t)_{\max} - V_c \quad 4.6$$

Quando  $V_c$  é mínimo,  $M_i$  é mínimo.

$V_c$  na expressão (4.4) será mínimo quando o interferente for - mínimo, isto é,

$$(V_c)_{\min} = \gamma E_m$$

Portanto

$$(M_i)_{\min} = \gamma E_m - n(t)_{\max} \quad 4.7$$

Por outro lado  $M_o$  será mínimo quando  $V_c$  for máximo.

$V_c$  será máximo quando o sinal interferente for máximo, isto é

$$(V_c)_{\max} = \gamma E_m + \gamma n(t)_{\max}$$

Portanto,

$$(M_o)_{\min} = E_m (1 - \gamma) - (1 + \gamma) n(t)_{\max} \quad 4.8$$

Um ótimo  $\gamma$  é aquele que faz tanto  $M_i$  como  $M_o$  ir simultaneamente a zero quando  $n(t)_{\max}$  aumenta.

Teremos, nesse caso,

$$(M_c)_{\min} = (M_o)_{\min} = 0$$

Logo

$$\gamma E_m - n(t)_{\max} = (1 - \gamma) E_m - (1 + \gamma) n(t)_{\max} = 0$$

∴

$$n(t)_{\max} = \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} E_m = \gamma E_m$$

∴

$$\gamma = 0,414.$$

4.9

Portanto, para o caso considerado, para se conseguir ótimo de desempenho, a tensão de limiar deve ser colocado em 41,4 por cento do sinal - recebido.

Pela facilidade de implementação e devido ao item IV.4, o limiar será colocado na metade da altura do sinal recebido. Desse modo há uma perda de cerca de 1,6 db no desempenho ótimo, quando se leva em conta a paradiafonia.

#### IV.4 - Efeito de Ceifamento

Para a escolha do nível ótimo de ceifamento, além da paradiafonia, devemos levar em conta a variação da amplitude e fase da onda de tempo quando diversos níveis de ceifamento são considerados.

Mayo fez medições experimentais das defasagens e das variações de amplitude em função dos níveis de ceifamento, mostrados na figura (IV.5).

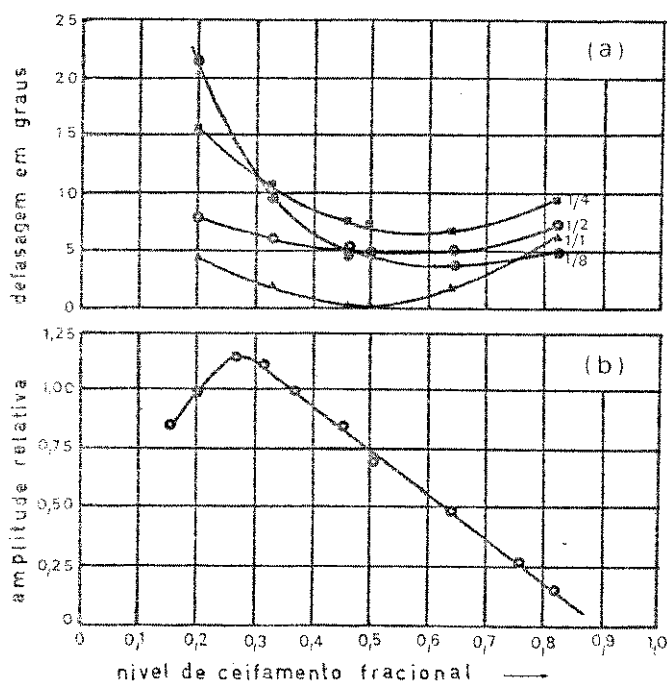


Fig. IV.5 - Efeito de ceifamento

Como se observa pela figura, existe um compromisso na escolha do nível de ceifamento. Para níveis de ceifamento em torno de 30%, as amplitudes são maiores, mas as defasagens são grandes também.

Portanto, como melhor compromisso entre variação de fase com padrão e perda de amplitude, e devido a facilidade de implementação, o nível de ceifamento deve ser colocado em torno da metade do pico do pulso recebido. Com esse nível se obtém um desvio de padrão (pattern shift) de cerca de  $7^\circ$  - (valor experimental).

#### IV.5 - Intervalo de Amostragem

A forma de onda na saída do equalizador será aproximada como,

$$g(t) = 1 + \cos \frac{\pi t}{T} \quad 4.10$$

Pela figura abaixo, a máxima interferência de pico é

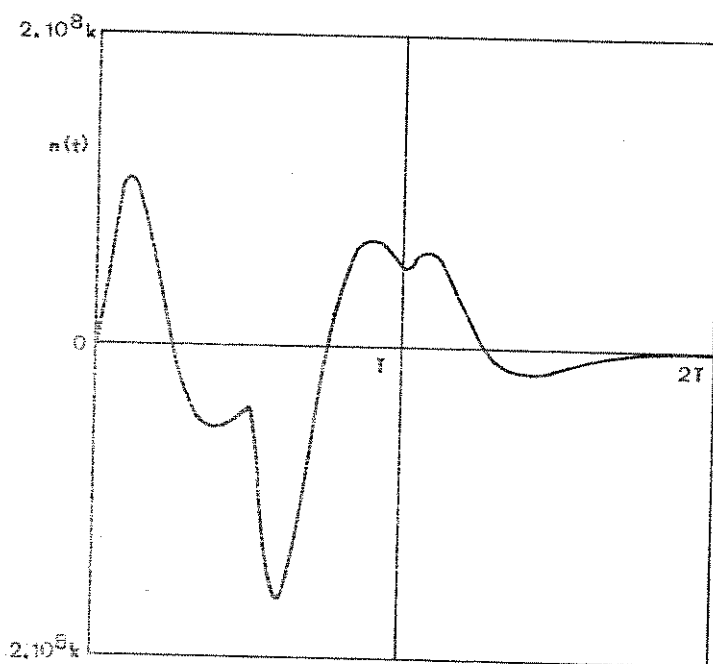


Fig.IV.6 - Pulso de interferência  $n(t)$  (Extraído de "Equalização de Sinais MCP de 2,048 Mb/s transmitidos através de cabos Multipares Convencionais" (9)).

$$n(t)_{\max} 10^{-8} K^{-1} = 1,6$$

$$n(t)_{\max} 1,6 10^8 K \tag{4.11}$$

Por outro lado, chamando de  $x$  a isolação de paradiafonia e lembrando que a paradiafonia apresenta características diferenciadoras, na frequência de 2.048 MHz será dado por:

$$\begin{aligned} x &= -20 \log K 2 \pi f \\ &= -20 \log K - 20 \log 2 \pi f \\ &= -20 \log K - 142 \quad \text{db} \end{aligned}$$

Logo,

$$K = 10^{-1/20 (x-142)}$$

Portanto,

$$n(t)_{\max} = 0,16 (10^{-(x-36)/20}) \tag{4.12}$$

O gráfico da expressão acima é mostrado na figura IV.7.

A figura mostra os picos de paradiafonia em função da isolação da paradiafonia.

Considerando agora os três casos de interferência entre símbolos enumerados no item IV.2, podemos computar o efeito de paradiafonia nessa figura. Para um certo valor de  $x$ , tomamos o seu respectivo  $n(t)_{\max}$  e somamos esse valor para os casos 1 e 2 e subtraímos para o caso 3. Procedendo desta maneira, encontramos o diagrama de olho mostrado na figura IV.8, para vários valores de  $x$ .

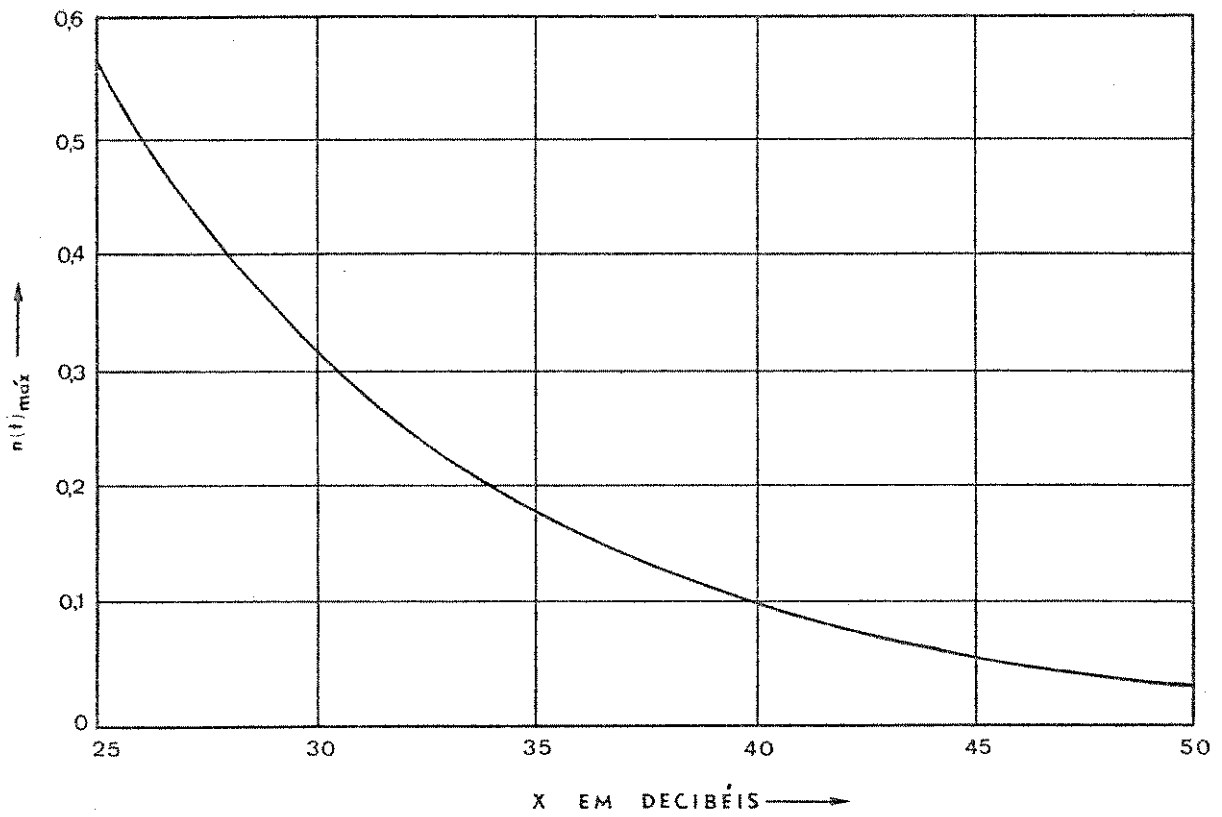


Fig. IV.7 - Picos de paradiafonia em função da isolação da paradiafonia

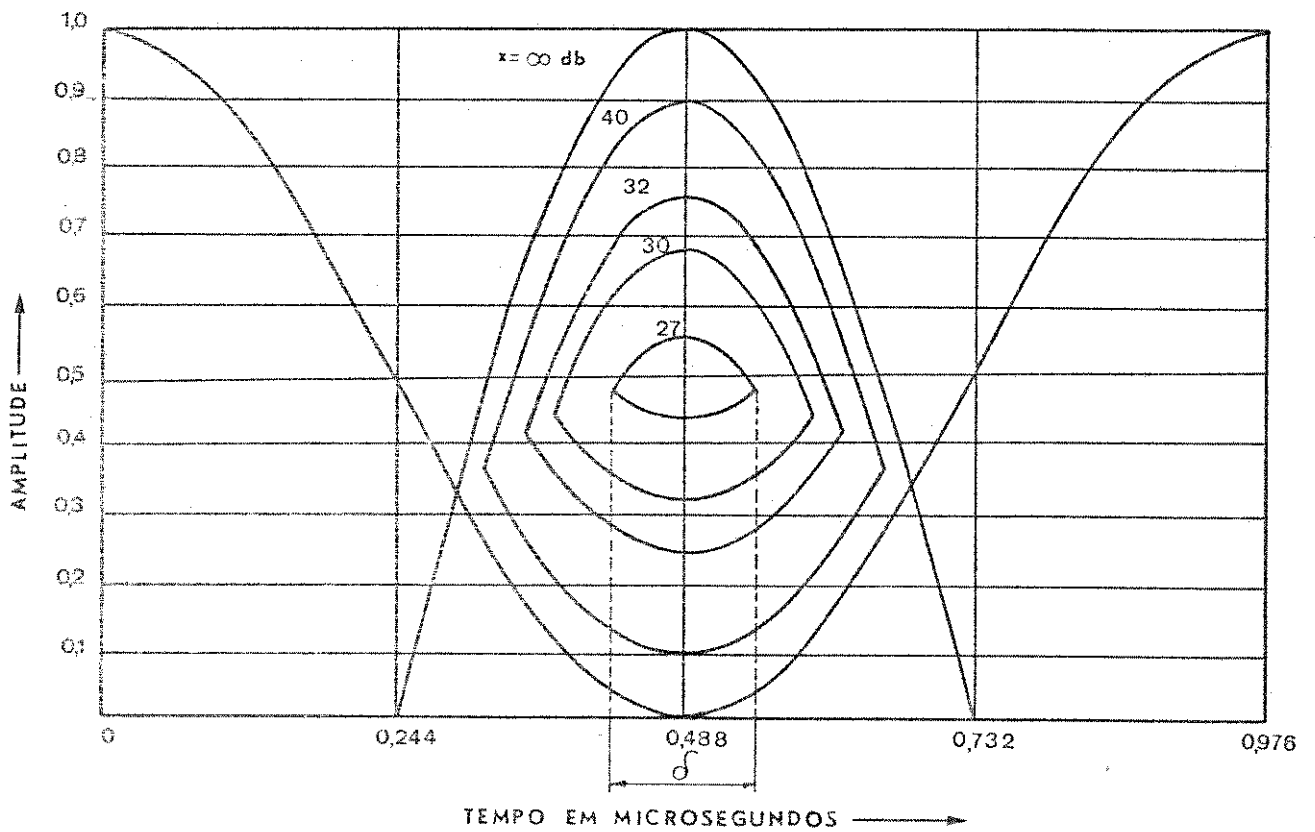


Fig. IV.8 - Diagrama de olho para varios valores de isolação da paradiafonia

$\delta$  é chamado intervalo de amostragem. Para  $x = 26$  db o olho se fecha completamente. Para  $x \geq 27$  db, a amostragem feita dentro deste intervalo levará a uma detecção isenta de erro desde que sô haja um interferente, não haja ruído e o limiar de decisão tenha um nível adequado.

#### IV.6 - Implementação

A figura IV.9 mostra uma primeira idéia para a implementação do controle de limiar automático.

O regenerador  $R_1$  é acionado quando o sinal em "a" exceder a terra e  $R_2$  é acionado quando o sinal em "b" exceder a terra. Quando aplicamos uma tensão negativa  $V_c$  em "c",  $R_1$  é acionado quando o sinal em "a" for maior que  $V_c$  e  $R_2$  trabalha quando o sinal em "b" for menor que  $-V_c$ . Portanto, a tensão de limiar em "c" é aplicada para ambas polaridades de pulsos.

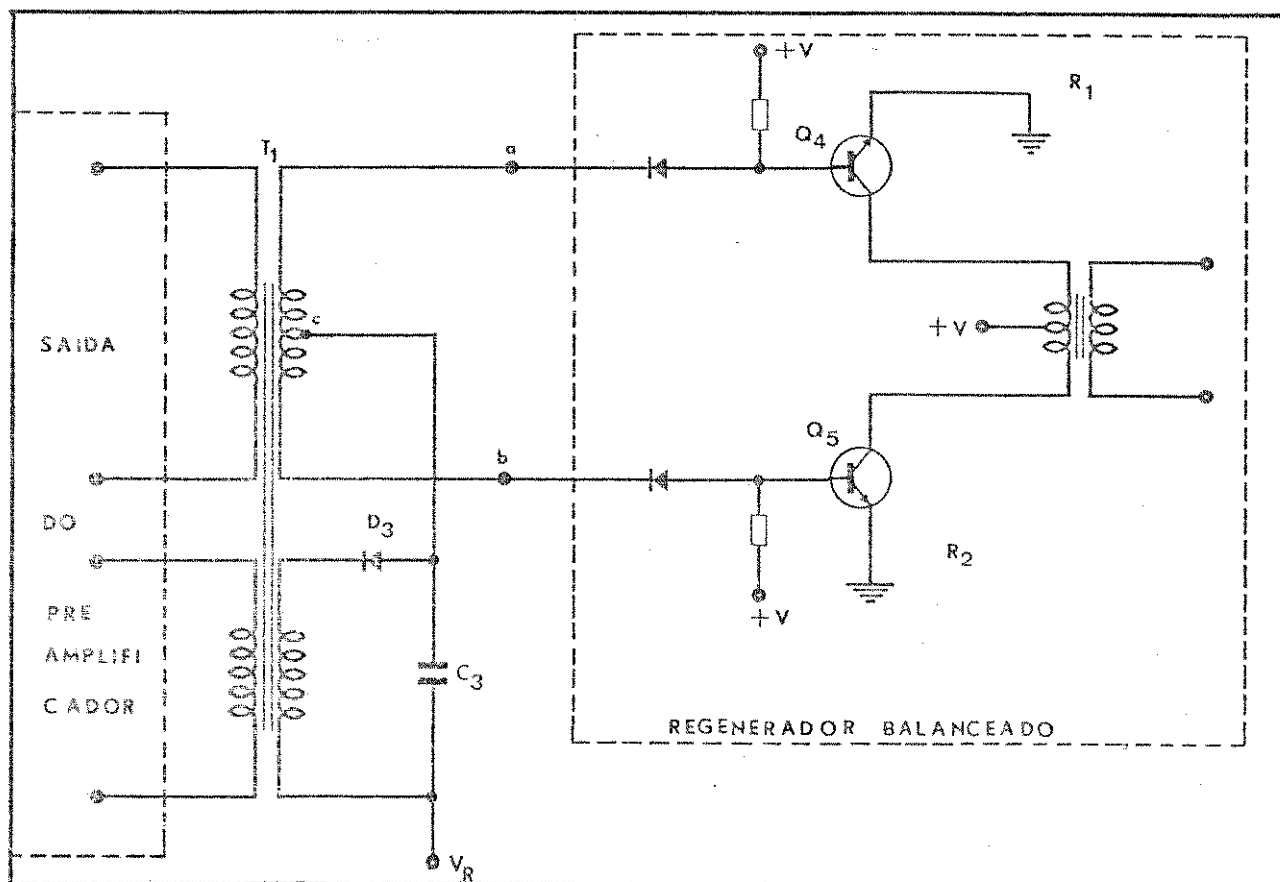


Fig. IV.9 - Circuito de limiar conceitual



A tensão de limiar  $|V_C|$  é retirada da saída do preamplificador pela conveniente escolha do número de espiras do transformador .

A tensão  $V_R$  é selecionada de tal modo que recompense a queda em condução direta do diodo  $D_3$ . O capacitor  $C_3$  é bastante grande para que a tensão  $V_C$  varie lentamente com o tempo, de tal modo que siga variações longas na amplitude de entrada, mas incapaz de variar entre pulsos. Nesta configuração, porém, o capacitor  $C_3$  será capaz de absorver variações errôneas devido a surtos de ruído, o que não é desejado. Portanto, é necessário fazer modificações nesse circuito. No circuito modificado da figura IV.10 o capacitor  $C_2$  foi colocado pela seguinte razão: como a constante de tempo de  $C_3$  para carregamento é muito menor que a constante de tempo de descarga, um ruído de impulso repentino poderia carregar  $C_3$  no máximo valor e, desse modo, introduzir erros sucessivos longos, após a cessação do distúrbio.

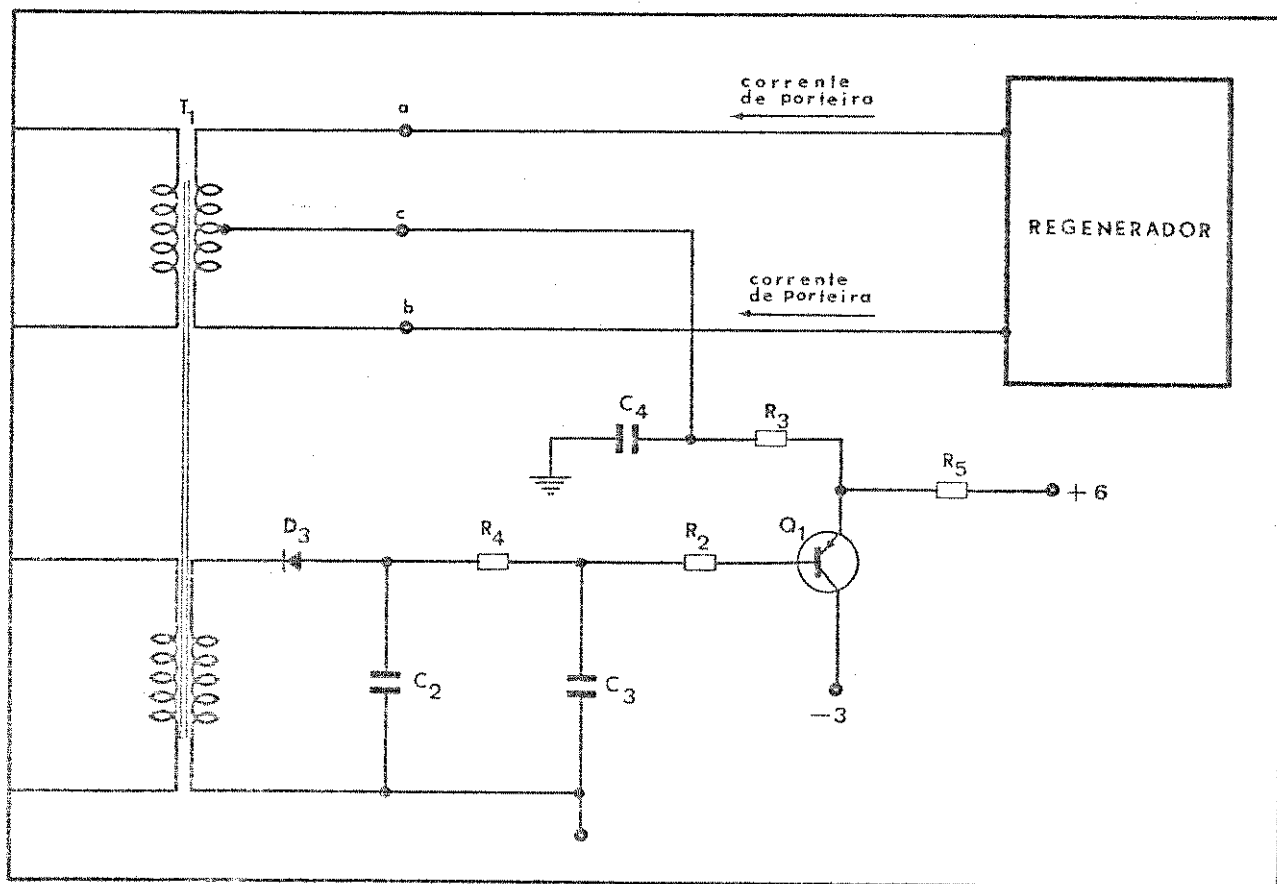


Fig. IV.10 - Circuito de limiar modificado

Como  $C_2$  é escolhido pequeno, os ruídos impulsivos não carregarão este capaci

tor.

Vamos analisar o circuito de limiar modificado vista na figura IV.10.

O diodo  $D_3$  deve ser capaz de suportar a corrente de porteira média. A corrente de pico no diodo é aproximadamente

$$I_p = \frac{I_{\text{porta}}}{\tau} \quad 4.13$$

onde  $\tau$  é tempo de condução fracional do diodo.

Considerando que o pior padrão de pulso é 1 para 4 (isto é devido a utilização do código HDB 3 que permite no máximo três zeros consecutivos), podemos encontrar a situação esquematizada na figura IV.11.

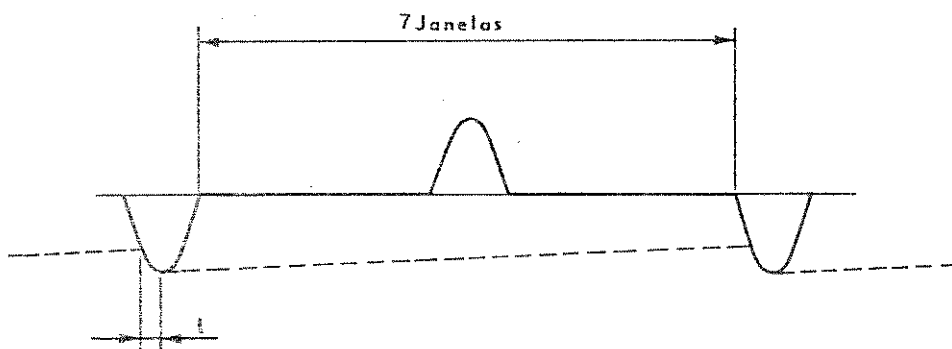


Fig. IV.11 - Pior padrão de pulso para o código HDB3

Observa-se pela figura que o diodo conduz somente num intervalo de tempo  $t$ , durante o qual o capacitor  $C_3$  se recarrega.

Como o capacitor  $C_3$  carrega somente para pulsos negativos, podemos ter 7 janelas temporais em que o capacitor está sendo descarregado pela corrente de porteira.

Portanto, o tempo de condução fracional  $\tau$  será:

$$\tau = \frac{t}{7 \times 1/F}$$

onde  $F$  é a frequência de repetição dos pulsos.

Logo, a corrente de pico no diodo será:

$$I_p = \frac{I_{\text{porta}}}{\frac{t}{7 \times 1/F}} = \frac{7}{tF} I_{\text{porta}}$$

Supondo que a queda sofrida por  $V_c$ , na descarga não seja superior a 10% do valor de pico, pela figura IV.12, o valor de  $t$  será menor - 0,1  $\mu$  sec.

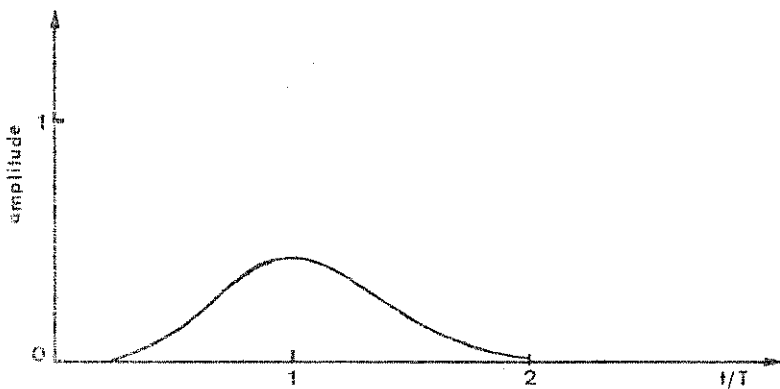


Fig. IV.12 - Pulsos na saída do pré-amplificador equalizador (Extraído de "Equalização de Sinais MCP de 2.048 Mb/s Transmitidos através de Cabos Multipares Convencionais" (9) ).

Neste caso para  $F = 2.048 \text{ MHz}$ ,  $I_p$  será:

$$I_p \geq \frac{7 \cdot I_{\text{porta}}}{0,1 \cdot 10^6 \cdot 2,048 \cdot 10^6} \cong 34 I_{\text{porta}} \quad 4.14$$

Se esta corrente passar pelo preamplificador é bem provável que o coloquemos em curto-circuito. Portanto, a corrente do detetor de pico deve estar separada da corrente de porteira por meio de um ganho C.C. Isto é feito através de um transistor  $Q_1$  (vide figura IV.10). O resistor  $R_3$  e o capacitor  $C_4$  foram colocados porque o mesmo transistor  $Q_1$  será usado como seguidor de emissor para proporcionar baixa impedância de entrada ao tanque (veja figura V.2). A impedância total do  $C_4$  mais  $R_3$  é grande na configuração ac e é baixa em dc.

Para seleção da constante de tempo do limiar, entram fatores como a sobrecarga do preamp., resposta em baixa frequência do preamp., etc. Um compromisso razoável foi obtido experimentalmente, obtendo-se os valores mostrados na tabela V.1.

## CAPÍTULO V

### PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE EXTRAÇÃO DA ONDA DE TEMPO

#### V.1 - Introdução

Inicialmente, nesse capítulo, discutiremos o projeto do circuito de extração de onda de tempo baseado no repetidor do sistema T 1 da Bell System implementado em 1962 (Mayo, 1962)<sup>1</sup>. Os outros repetidores conhecidos comercialmente em outros países possuem, com poucas exceções, a mesma filosofia de implementação. O repetidor implementado pela Bell funciona em 1,544 Mb/s. A análise que faremos será em 2,048 Mb/s, que é a taxa em que o sistema MCP desenvolvido pelo Deptº de Eletrônica & Comunicações funcionará (de acordo com a padronização do CCITT). Após essa análise, baseada na mesma filosofia da Bell, mas utilizando as vantagens dos componentes modernos existentes atualmente, fez-se uma outra implementação da parte de resincronismo e regeneração, cuja análise e resultados estão mostrados no item V.8.

#### V.2 - Considerações Iniciais de Projeto

Há vários fatores que afetam a altura do pulso recebido na entrada do repetidor. Esses fatores são (Mayo)<sup>1</sup>: variação na altura do pulso transmitido ( $\pm 1$  db); largura do pulso transmitido ( $\pm 0,5$  db); perda na linha ( $\pm 1$  db); variação da perda na linha devida a temp. ( $\pm 1$  db); quantização do simulador de linha ( $\pm 1,5$  db); parâmetros do simulador ( $\pm 1,5$  db); e características do preamplif. ( $\pm 0,5$  db). Isso dá uma variação total de  $\pm 7$  db na altura do pulso. Ou seja, aproximadamente uma variação de 1 para 3 na altura do pulso recebido. A saída do pré-amplificador-equalizador, também mantém essa relação. Isto é, se a amplitude máxima é de 3 volts, a mínima será 1 volt. Esses pulsos variantes são cortados da metade para baixo; e desse trem de pulso variável, o relógio (entendido aqui como todo circuito de extração de onda de tempo) deve produzir sinal uniforme e estável para o regenerador.

Para um padrão de pulso-cheio (isto é, um pulso em cada janela temporal), o sinal cortado e retificado que vai excitar o circuito tan- que, pode ser considerado aproximadamente uma onda senoidal retificada mostra- da na figura V.1.

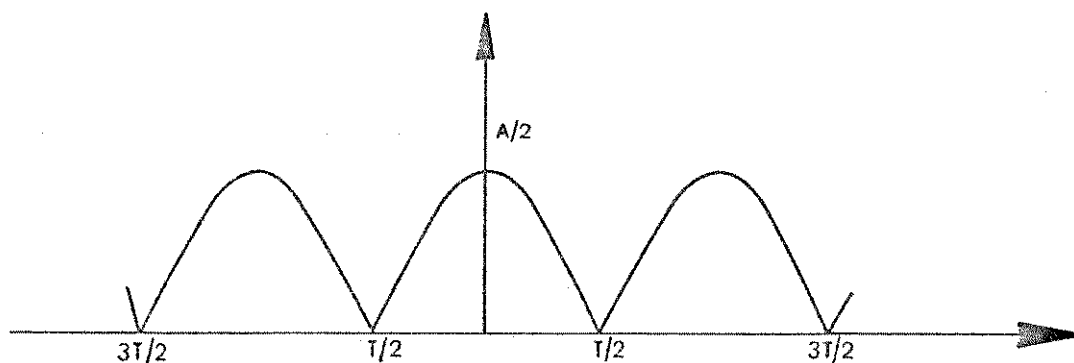


Fig. V.1 - Padrão de pulso cheio aproximado que excita o tanque

A amplitude da componente fundamental em 2,048 MHz, com  $A = 1,0$  (amplitude mínima) será :

$$\frac{4}{3} \pi \times 0,5 = 0,212$$

e com  $A = 3,0$  (máxima amplitude), será

$$\frac{4}{3} \pi \times 1,5 = 0,636$$

O pior padrão de pulso para o nosso sistema é 1 para 4 (ou- seja um pulso em 4 janelas temporais. Isso é devido a introdução do código - H D B 3, que permite no máximo três zeros consecutivos). Nesse caso a amplitu- de mínima da componente de interesse (no caso a 4a. harmônica) será:

$$\frac{1}{4} (0,212) = 0,053$$

Portanto, teremos na pior das hipóteses 0,053 V, e no máximo 0,636 V. O que significa um limite máximo de 21,6 db para a variação na amplitude do relógio. O circuito de relógio deve cortar essa variação para um nível constante, sem introduzir conversão de amplitude para fase apreciável.

O circuito de extração da onda de tempo em análise, está - mostrado na figura V.2. Esse circuito pode ser subdividido em 6 partes como - está representado em pontilhado na figura V.2 .

Parte A - Circuito ceifador e retificador

Parte B - Circuito de limiar

Parte C - Circuito tanque

Parte D - Circuito amplificador sintonizado (faixa larga)  
em 2,048 MHz

Parte E - Circuito quadrador

Parte F - Circuito de amostragem do relógio

O projeto e implementação do circuito de limiar foi discutido no capítulo IV.

### V.3 - Circuito ceifador e retificador

Este circuito, como mostrado na figura V.2 possui em seu center-tap, uma tensão negativa de limiar de tal modo que somente há condução num dos diodos quando a tensão no lado correspondente do transformador supera a tensão de referência, realizando assim uma função de detecção de pulsos. Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  funcionam como retificadores de onda completa, e a tensão de -0,7, foi colocada para compensar a queda em condução direta destes diodos.

### V.4 - Circuito Tanque

Como foi visto no capítulo III, o índice de mérito (Q) do tanque é um parâmetro importante para o projeto do circuito de relógio. Chegou

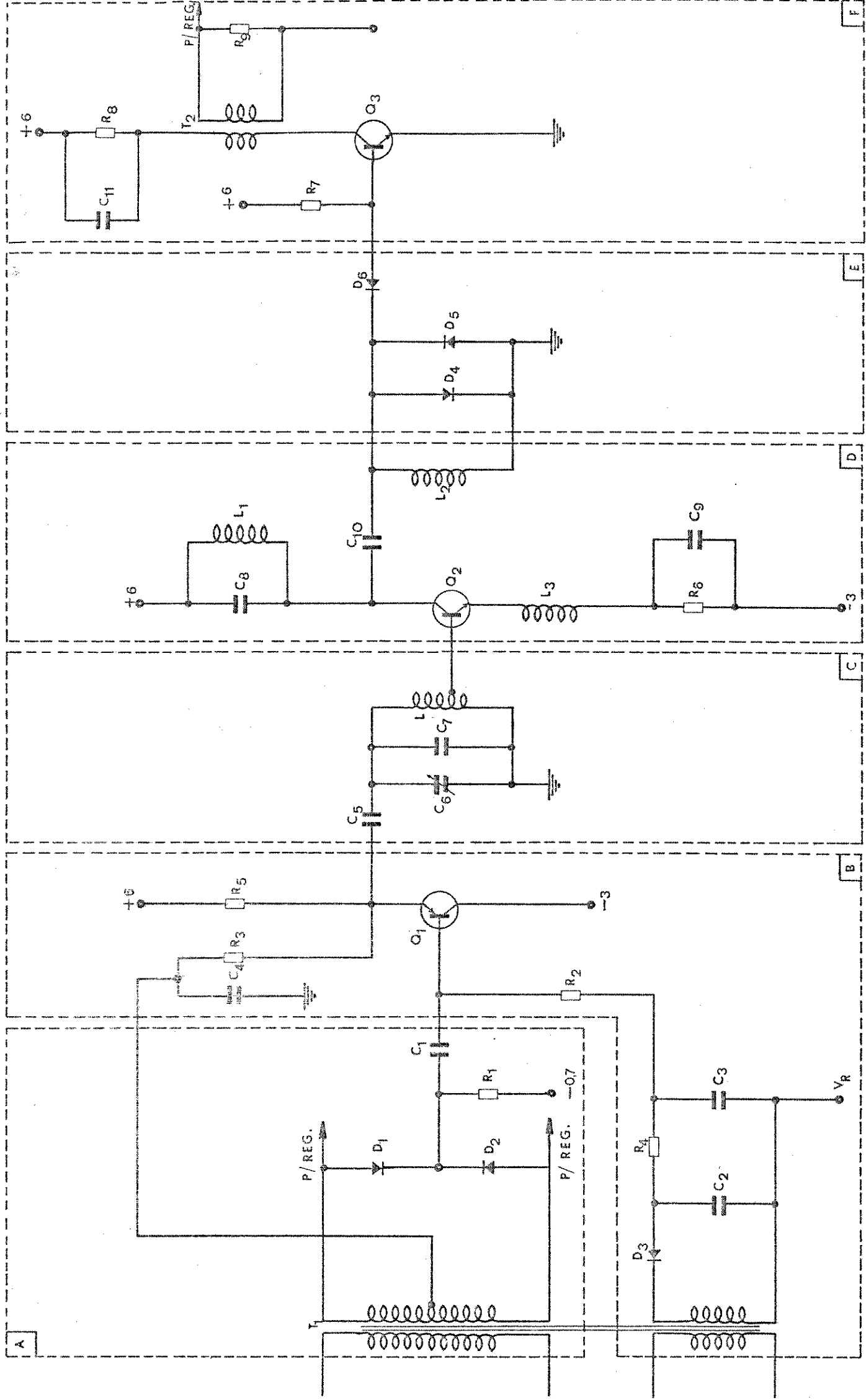


Fig. V.2 - Circuito de extração da onda de tempo



-se a uma conclusão de que um  $Q$  efetivo na ordem de 80 a 90 é um valor razoável para o compromisso de assintonia e conversão de amplitude para fase. Daí a importância, na prática, do cálculo do  $Q$  do tanque. Para esse cálculo, deve-se levar em conta as impedâncias vistas pelo tanque na sua entrada e na sua saída (vide figura V.3), além da resistência própria.

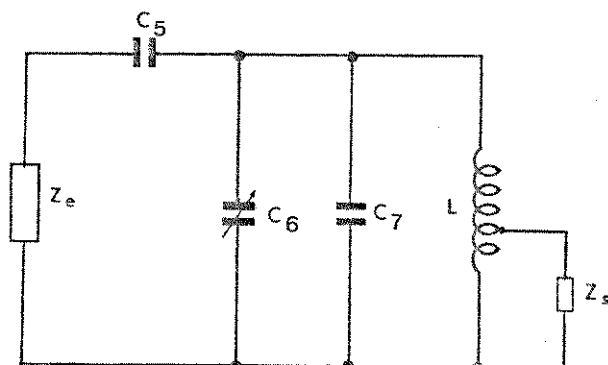


Fig. V.3 - Impedâncias vistas pelo tanque

O  $Q$  do circuito da figura V.3, que chamaremos  $Q$  efetivo ( $Q_E$ ), pode ser subdividido em 3 partes:

- a)  $Q$  da fonte ( $Q_F$ ) que leva em conta a impedância de saída  $Z_e$  do transistor  $Q_1$ , (vide fig. V.2)
- b)  $Q$  da carga ( $Q_C$ ) que leva em conta a impedância de entrada  $Z_s$  do transistor  $Q_2$  (vide fig.V.2)
- c)  $Q$  do tanque ( $Q_T$ ) devido ao tanque propriamente dito

O  $Q$  efetivo será dado por:

$$\frac{1}{Q_E} = \frac{1}{Q_F} + \frac{1}{Q_T} + \frac{1}{Q_C}$$

Vamos analisar separadamente os índices de mérito envolvidos nesta expressão.

V.4.1 - Q da Fonte ( $Q_F$ )

O Q da fonte  $\bar{e}$  é devido ao transistor  $Q_1$ , levando em conta a impedância de saída deste transistor. O transistor  $Q_1$ , está em ligação de seguidor de emissor para dar baixa impedância de entrada ao tanque.

A parte do circuito da figura V.2 de interesse, levando em conta somente sinais ac, está mostrado na figura V.4.

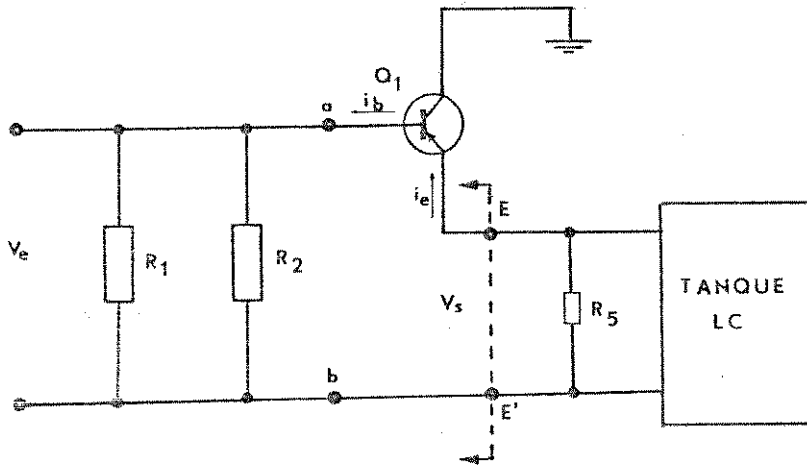


Fig. V.4 - Configuração em ac do seguidor de emissor para o cálculo da impedância de saída ( $Z_S$ )

A impedância ( $Z_S$ ) vista dos terminais  $EE'$  será:

$$Z_S = \frac{V_s}{i_e}$$

Por outro lado  $V_s$  é dado por

$$V_s = V_{be} + R_p i_b, \text{ onde}$$

$$R_p = R_1 // R_2$$

e

$$V_{be} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} i_e$$

e

$$i_b = \frac{i_e}{h_{fe} + 1}$$

Portanto, podemos escrever:

$$V_s = \left( \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} + \frac{R_p}{h_{fe} + 1} \right) i_e$$

$$Z_s = \frac{V_s}{i_e} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} + \frac{R_p}{h_{fe} + 1}$$

Sabendo-se que:

$$h_{fe} = \beta$$

e

$$h_{ie} = r_b + (1 + \beta) r_e$$

Podemos escrever,

$$Z_s = r_e + \frac{r_b + R_p}{1 + \beta} \equiv R_s \quad 5.2$$

A impedância total vista pelo tanque será:

$$R_F = R_s // R_5$$

Portanto, podemos considerar, para o cálculo do Q da fonte, a configuração da figura V.5.

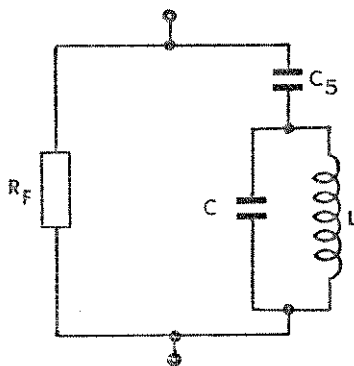


Fig. V - Circuito para o cálculo de Q da fonte

onde,  $C = C_6 + C_7$

Para o cálculo do Q, usaremos a fórmula,

$$Q = w \frac{\text{máxima energia armazenada}}{\text{potência média dissipada}}$$

Para o balanço de energia, podemos considerar o esquema da figura V.6.

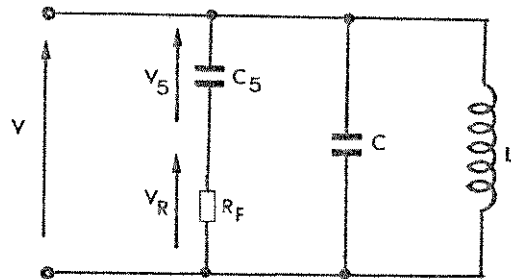


Fig. V.6 - Circuito para o balanço de energia

As tensões  $V$ ,  $V_5$ ,  $V_R$  são valores instantâneos de pico. Portanto, a tensão no capacitor  $C_5$  será:

$$V_5 = \frac{1/j\omega C_5}{R_F + \frac{1}{j\omega C_5}} V = \frac{1}{1 + j\omega R_F C_5} V$$

Logo,  $V_R$  será:

$$V_R = V - V_5 = V \left[ 1 - \frac{1}{1 + j\omega R_F C_5} \right] = \frac{j\omega R_F C_5}{1 + j\omega R_F C_5} V$$

A potência média dissipada no resistor será:

$$P = \frac{|V_R|^2}{2 R_F} = \frac{\omega^2 R_F C_5^2}{2(1 + \omega^2 R_F^2 C_5^2)} V^2$$

Considerando,  $\omega^2 R_F^2 C_5^2 \ll 1$

$$P = \frac{\omega^2 R_F C_5^2}{2} V^2$$

A expressão da máxima energia armazenada no indutor poderá ser escrita como:

$$E = \frac{1}{2} L |I_p|^2$$

onde  $I_p$  é a corrente de pico no indutor

$$I_p = \frac{V}{j\omega L} \quad |I_p| = \frac{|V|}{\omega L}$$

$$E = \frac{1}{2} \frac{V^2}{\omega^2 L}$$

Portanto, a expressão do Q da fonte será

$$Q_F = \frac{\omega E}{P} = \frac{1}{\omega^3 L R_F C_5^2}$$

Na ressonância valerá a expressão:

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L (C + C_5)}}$$

Logo,

$$Q_F = \frac{w_r L}{R_F \left( \frac{C_5}{C + C_5} \right)^2}$$

5.3

#### V.4.2 - Q da Carga ( $Q_C$ )

O  $Q$  da carga é devido a impedância de entrada do transistor  $Q_2$ .

Para calcularmos essa impedância de entrada, vamos considerar o modelo  $\pi$  híbrido do transistor  $Q_2$ .

A configuração em ac ficará

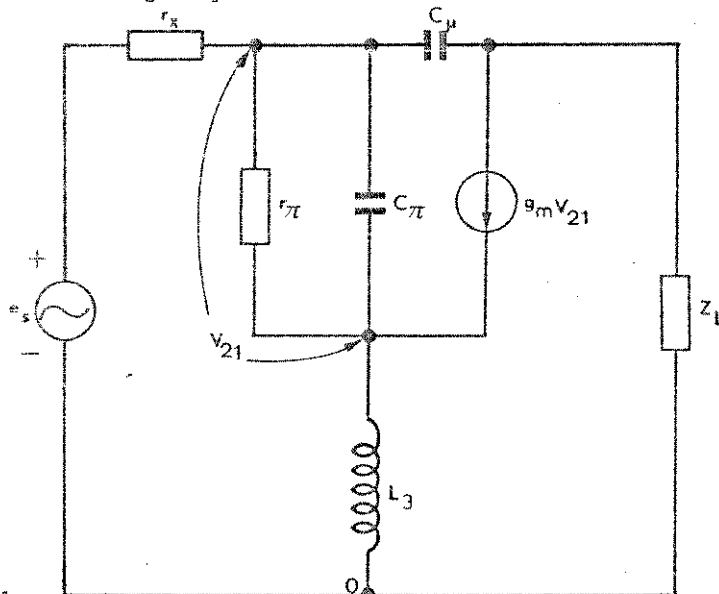


Fig. V. 7- Modelo  $\pi$  híbrido para o cálculo da impedância de entrada do transistor  $Q_2$

onde  $Z_L \rightarrow C_8 \parallel L_1 \parallel L_2$

Considerando o efeito Miller e desprezando  $r_x$ , podemos simplificar o modelo para:

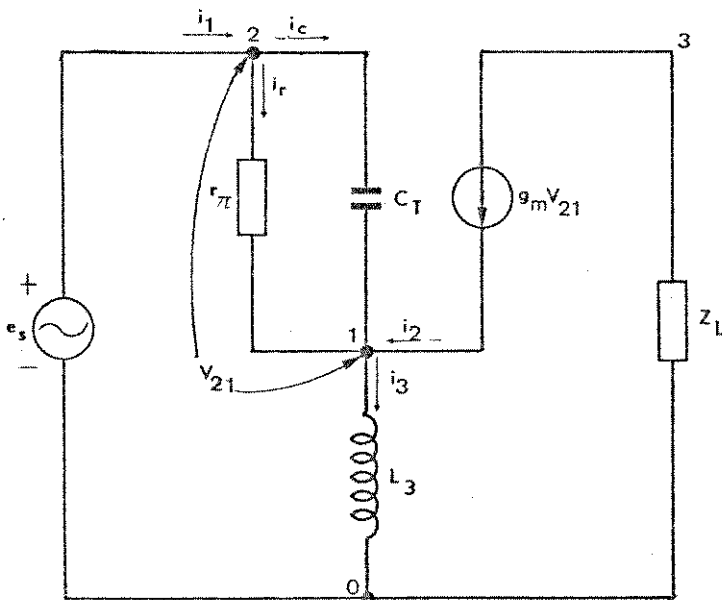


Fig. V.8 - Modelo  $\pi$  h\u00edbrido da fig. V.7 com simplifica\u00e7\u00f5es

onde  $C_T = (C_\mu + C_\pi) + g_m Z_L C_\mu$

A admit\u00e2ncia de entrada  $Y$  ser\u00e1 dada por

$$Y = \frac{i_1}{e_s} \tag{5.4}$$

$$i_1 = i_c + i_r = V_{21} (C_T + g_\pi) \tag{5.5}$$

onde

$$g_\pi = \frac{1}{r_\pi}$$



Por outro lado,

$$e_s = V_{21} + V_{10} \quad 5.6$$

e

$$i_3 = i_c + i_r + i_2$$

$$\frac{V_{10}}{sL_3} = \frac{V_{21}}{1/C_T} + \frac{V_{21}}{r_\pi} + g_m V_{21}$$

$$V_{10} = sL_3 V_{21} (C_T + g_\pi + g_m) \quad 5.7$$

Subst. (5.7) em (5.6),

$$e_s = V_{21} \left[ 1 + sL_3 (sC_T + g_\pi + g_m) \right] \quad 5.8$$

Portanto, subst. (5.8) e (5.5) em (5.4), a admitância  $\underline{y}$  será dada por

$$Y = \frac{j\omega C_T + g_\pi}{1 - \omega^2 L_3 C_T + j\omega L_3 (g_\pi + g_m)}$$

onde,  $s = j\omega$

Na frequência de interesse ( $f = 2 \text{ MHz}$ ), e supondo  $L_3$  pequeno (na ordem de  $\mu\text{H}$ ) e  $C_T$ , também pequeno (na ordem de  $\text{pF}$ ), podemos considerar,

$$\omega_r^2 L_3 C_T \ll 1$$

Desprezando  $g_\pi$  em comparação a  $g_m$ , e considerando a suposição acima, a expressão do  $Y$  ficará,

$$Y \cong \frac{j \omega_r C_T + g_\pi}{1 + j \omega_r L_3 g_m}$$

ou

$$Y = \frac{\overbrace{j \omega_r (C_\mu + C_\pi)}^A}{1 + j \omega_r L_3 g_m} + \frac{\overbrace{j \omega_r C_\mu g_m Z_L}^B}{1 + j \omega_r L_3 g_m} + \frac{\overbrace{g_\pi}^C}{1 + j \omega_r L_3 g_m} \quad 5.9$$

Antes de continuarmos analisando a expressão acima, vamos calcular o ganho ( $G$ ) do circuito da figura V.8.

O ganho é dado por,

$$G = \frac{V_{30}}{e_s} \quad 5.10$$

$$V_{30} = -g_m V_{21} Z_L$$

Portanto,

$$G = \frac{-g_m Z_L}{1 + j \omega_r (j \omega_r C_T + g_{\pi} + g_m)} \quad 5.11$$

Levando em conta as aproximações feitas acima,

$$\begin{aligned} G &= \frac{-g_m Z_L}{1 + j \omega_r L_3 g_m} = \\ &= \frac{-g_m Z_L}{\sqrt{1 + \omega_r^2 L_3^2 g_m^2}} \quad (\text{arc tan } \omega_r L_3 g_m)^{-1} \quad 5.12 \end{aligned}$$

$$|G| = \frac{g_m Z_L}{\sqrt{1 + \omega_r^2 L_3^2 g_m^2}}$$

considerando que,

$$\omega_r^2 L_3^2 g_m^2 \gg 1$$

$$|G| = \frac{Z_L}{\omega_r L_3} \quad 5.13$$

Observamos pelas expressões 5.12 e 5.13 que podemos controlar o ganho e a defasagem na saída do amplificador sintonizado, através de  $L_3$ . A defasagem é particularmente importante porque controla o instante ótimo de amostragem.

Voltando a expressão de  $Y$ ,

$$A = \frac{j \omega_r (C_\mu + C_\pi)}{1 + j \omega_r L_3 g_m} \cong \frac{C_\mu + C_\pi}{L_3 g_m} + j \frac{C_\mu + C_\pi}{(\omega_r L_3 g_m) L_3 g_m}$$

A parte imaginária é pequena comparada com a parte real ( $\omega_r L_3 g_m$  vezes menor).

Portanto

$$A \cong \frac{C_\mu + C_\pi}{L_3 g_m}$$

Considerando que,

$$C_\mu + C_\pi = \frac{g_m}{\beta_o \omega_\beta}$$

onde  $\omega_\beta$  = frequência de corte em emissor comum de  $Q_2$

$\beta_o$  = ganho de emissor comum em baixa frequência de  $Q_2$

$$A \cong \frac{1}{\beta_o \omega_\beta L_3}$$

$$B = \frac{j \omega_r C_\mu g_m Z_L}{1 + j \omega_r L_3 g_m} \cong \frac{C_\mu Z_L}{L_3} +$$

$$+ j \frac{C_\mu Z_L}{(\omega_r L_3 g_m) L_3}$$

A parte imaginária é  $\omega_r L_3 g_m$  vezes menor que a parte real e considerando (5.13),

$$B \cong G \omega_r C_\mu$$

ou

$$B \cong G \omega_r C_c$$

5.15

onde  $C_c$  = capacitância do coletor de  $Q_2$

$$C = \frac{g_\pi}{1 + j \omega_r L_3 g_m} \cong \frac{g_\pi}{\omega_r^2 L_3^2 g_m^2} - j \frac{g_\pi}{\omega_r L_3 g_m}$$

$g_\pi$  é pequeno, portanto

$$C \cong 0$$

A expressão de  $Y$  ficará,

$$Y \cong \frac{1}{\beta_0 \omega_\beta L_3} + G \omega_r C_c \equiv R_e$$

5.16

Como se observa por (5.16) o  $Q$  da carga  $\bar{e}$  controlado pela parte resistiva da impedância de entrada de  $Q_2$ . Como esta resistência  $R_e$  - forma um circuito ressonante paralelo, o valor de  $Q_c$  será dado por,

$$Q_c = \frac{n^2 R_e}{\omega_r L} \quad 5.17$$

#### V.4.3 - Q do Tanque ( $Q_T$ )

Como o  $Q$  da fonte depende dos parâmetros do transistor, u ma vez escolhido o transistor, ele  $\bar{e}$  fixo. O  $Q$  da carga podemos fazer suficientemente grande (escolhendo uma conveniente relação de espiras  $n$ ) para que a sua influência seja pequena. Desse modo podemos escolher um  $Q$  do tan que apropriado para que o  $Q$  efetivo final fique em torno do  $Q$  escolhido no capítulo III.

#### V.5 - Circuito Amplificador sintonizado

Este circuito tem por finalidade, amplificar os sinais pa ra que possa ser feito um quadramento preciso.

A frequência de sintonia será dada por :

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{C_8 L_t}}$$

onde,  $L_t = L_1 // L_2$  . É utilizado um circuito de  $Q$  baixo, ficando portanto a sintonia dada pelo circuito tanque.

#### V.6 - Circuito Quadrador

O quadramento é feito pelos diodos  $D_4$  e  $D_5$ . Além do quadramento, este circuito tem por finalidade grampear o sinal quadrado num nível positivo, de modo que somente sinais positivos são levados à base do transistor  $Q_3$ .

### V.7 - Circuito de Amostragem

Este circuito deve gerar sinal de amostragem para a por - teira de entrada do regenerador. Este regenerador funciona quando, no instan - te de amostragem do relógio, estiver presente o pulso de sinal de entrada.

Poderíamos esperar um sinal quadrado na saída do relógio - do transformador  $T_3$  (vide figura V.2), mas a indutância do primário do trans - formador  $T_3$  é feita pequena de tal modo que, na saída do transformador se ob - tenha pulsos pontudos (spikes) que são usados como amostragem de relógio.

A figura V.9 mostra uma forma idealizada do sinal de amos - tragem.

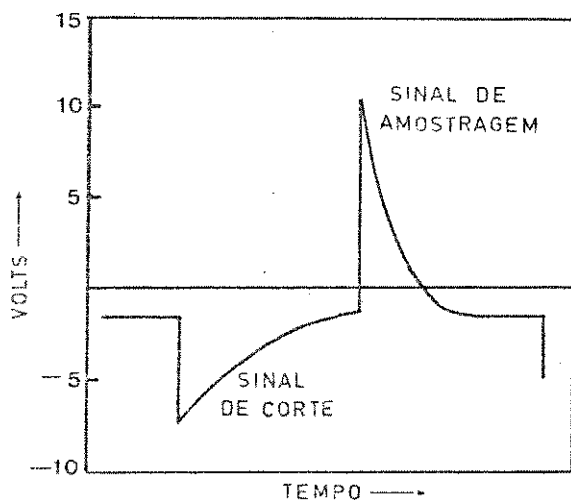


Fig. V.9 - Forma idealizada do sinal de amostragem

O pulso pontudo positivo dá início a ação do regenerador e o negativo corta o regenerador, controlando-se assim, a largura do pulso de-

saída na metade da janela temporal (fator de ocupação de 50%).

### V.8 - Modelo Implementado

A figura V.10 mostra o circuito que foi implementado. Nesse circuito foi usado a mesma concepção do tanque e o controle do limiar possui as mesmas características dos discutidos anteriormente.

O trem de pulso retificado antes de excitar o tanque passa por um estágio de amplificação sintonizada (faixa larga) para adquirir maior energia para impulsionar o tanque.

O quadramento é feito agora por intermédio de um comparador (CP1) colocado diretamente na saída do tanque. Para controle do instante de amostragem são usados dois monoestáveis e um inversor. A figura V.11, mostra como é feito esse controle.

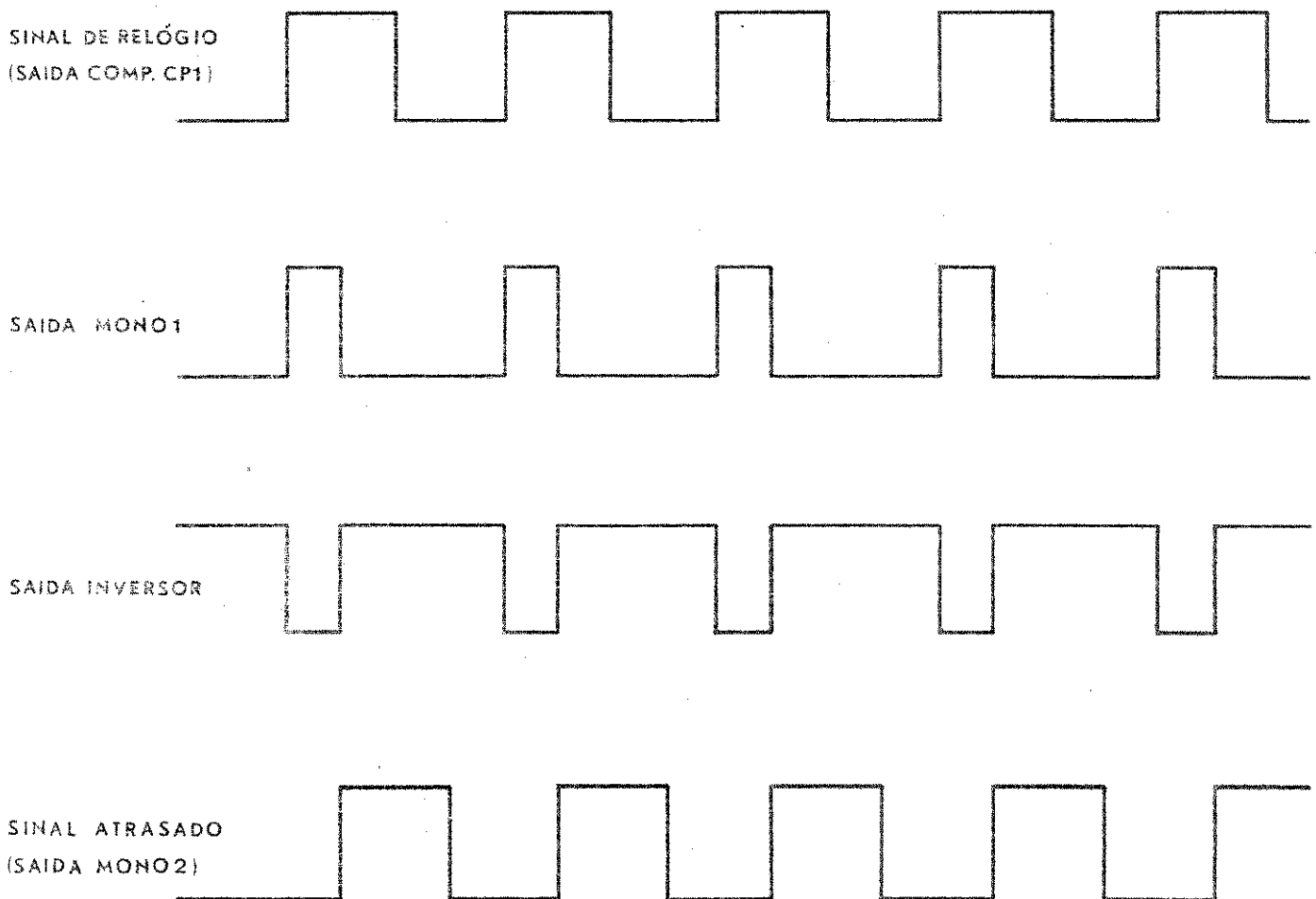


Fig. V.11 - Controle do instante de amostragem



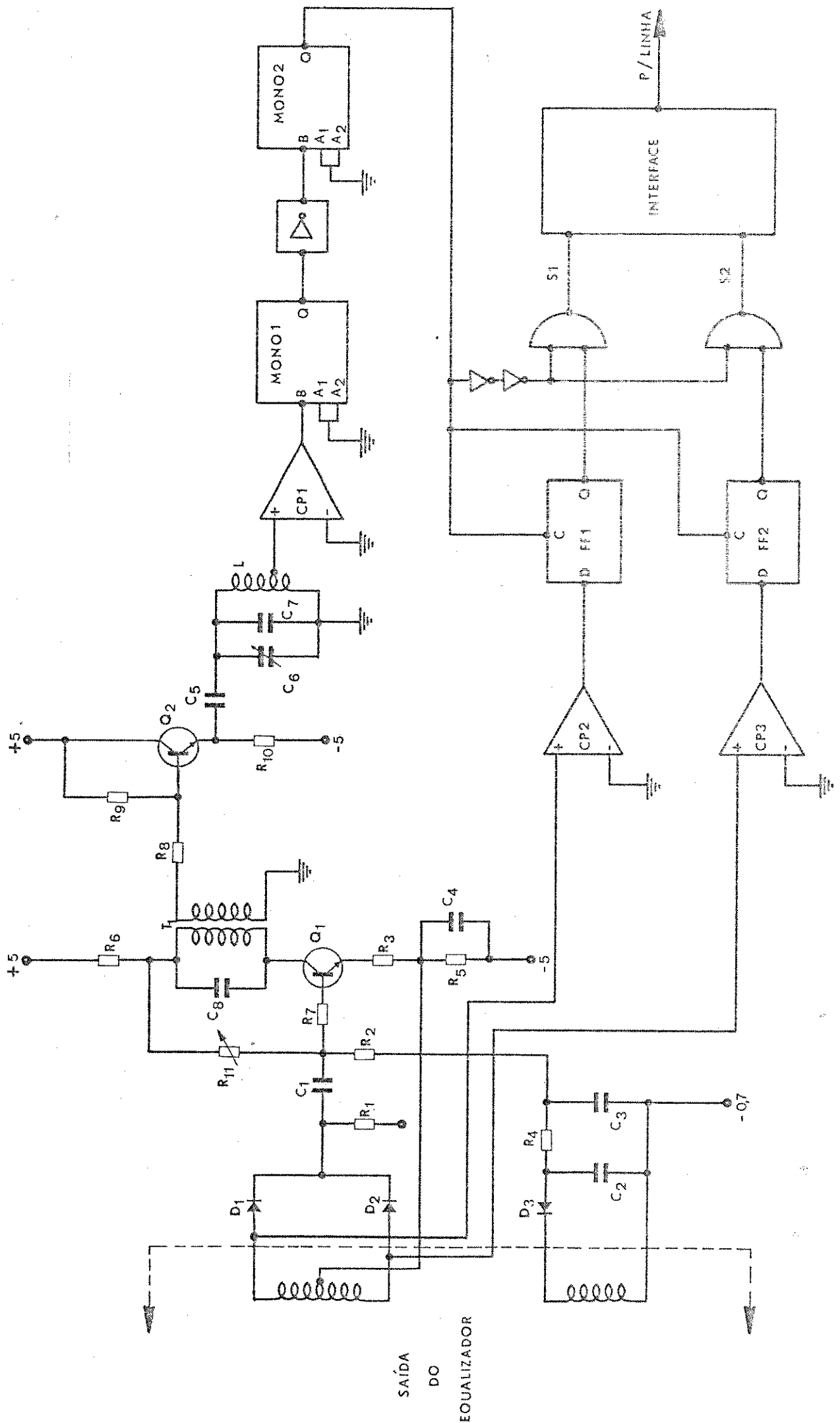


Fig. V.10 - Repetidor (sem equalizador) implementado

TABELA V.1

Resistores	Valores ( $\Omega$ )
R <sub>1</sub>	2,2 K
R <sub>2</sub>	1,0 K
R <sub>3</sub>	200
R <sub>4</sub>	560
R <sub>5</sub>	4,7
R <sub>6</sub>	100
R <sub>7</sub>	510
R <sub>8</sub>	100
R <sub>9</sub>	1,0 K
R <sub>10</sub>	1,0 K
R <sub>11</sub>	Resistor de ajuste
Capacitores	Valores (F)
C <sub>1</sub>	0,1 $\mu$
C <sub>2</sub>	0,1 $\mu$
C <sub>3</sub>	1,0 $\mu$
C <sub>4</sub>	0,2 $\mu$
C <sub>5</sub>	51 p
C <sub>6</sub>	Capacitor de ajuste
C <sub>7</sub>	144 p
C <sub>8</sub>	154 p
Indutor	Valor ( $\mu$ H)
L	26
T <sub>1</sub> Transformador	
Q <sub>1</sub> , Q <sub>2</sub> - transistor - EM 5021 - FAIRCHILD	
CP1, CP2, CP3 - comparadores $\mu$ A-760 - FAIRCHILD	
MONO 1, MONO 2 - monoestável 9603 - FAIRCHILD	
FF1, FF2 - Flip-Flop - 74H74 - FAIRCHILD	
INVERSOR - 7404 - FAIRCHILD	
NAND GATE - F 7400 - FAIRCHILD	

Como a largura na saída de cada monoestável é ajustável por meio de um simples potenciômetro, o instante de amostragem é muito fácil de controlar. No caso do sistema descrito anteriormente esse controle era feito através de um indutor, o que o torna na prática incômodo de realizar.

A figura V.12, mostra o diagrama em tempo em vários pontos do circuito. Foi admitido nesse diagrama por simplicidade, que o sinal na saída do préamplificador equalizador esteja confinado numa janela temporal.

O flip-flop tipo D (74H74 - Fairchild) é sensível à borda - de subida do pulso de relógio. No instante em que o pulso de relógio estiver na borda ascendente e houver sinal na saída do comparador CP2 (pulsos positivos) o flip-flop 1 é acionado. No caso dos pulsos negativos, o flip-flop 2 é que funciona levando em conta o sinal na saída do comparador CP3 .

Os sinais na saída dos flip-flops são colocados juntamente com os pulsos de relógio numa porta e, de modo que há controle de largura - dos pulsos de sinal na saída do repetidor, pelos pulsos de relógio.

Nesse modelo implementado é necessário uma interface para que haja um desacoplamento e um melhor casamento com o meio de transmissão.

#### V.8.1 - Cálculo prático do Q efetivo do Tanque

O Q efetivo é dado pela fórmula (5.1), isto é,

$$\frac{1}{Q_E} = \frac{1}{Q_F} + \frac{1}{Q_T} + \frac{1}{Q_C}$$

De (5.3)  $Q_F$  será,

$$Q_F = \frac{w_r L}{R_F \left( \frac{C_5}{C + C_5} \right)^2}$$

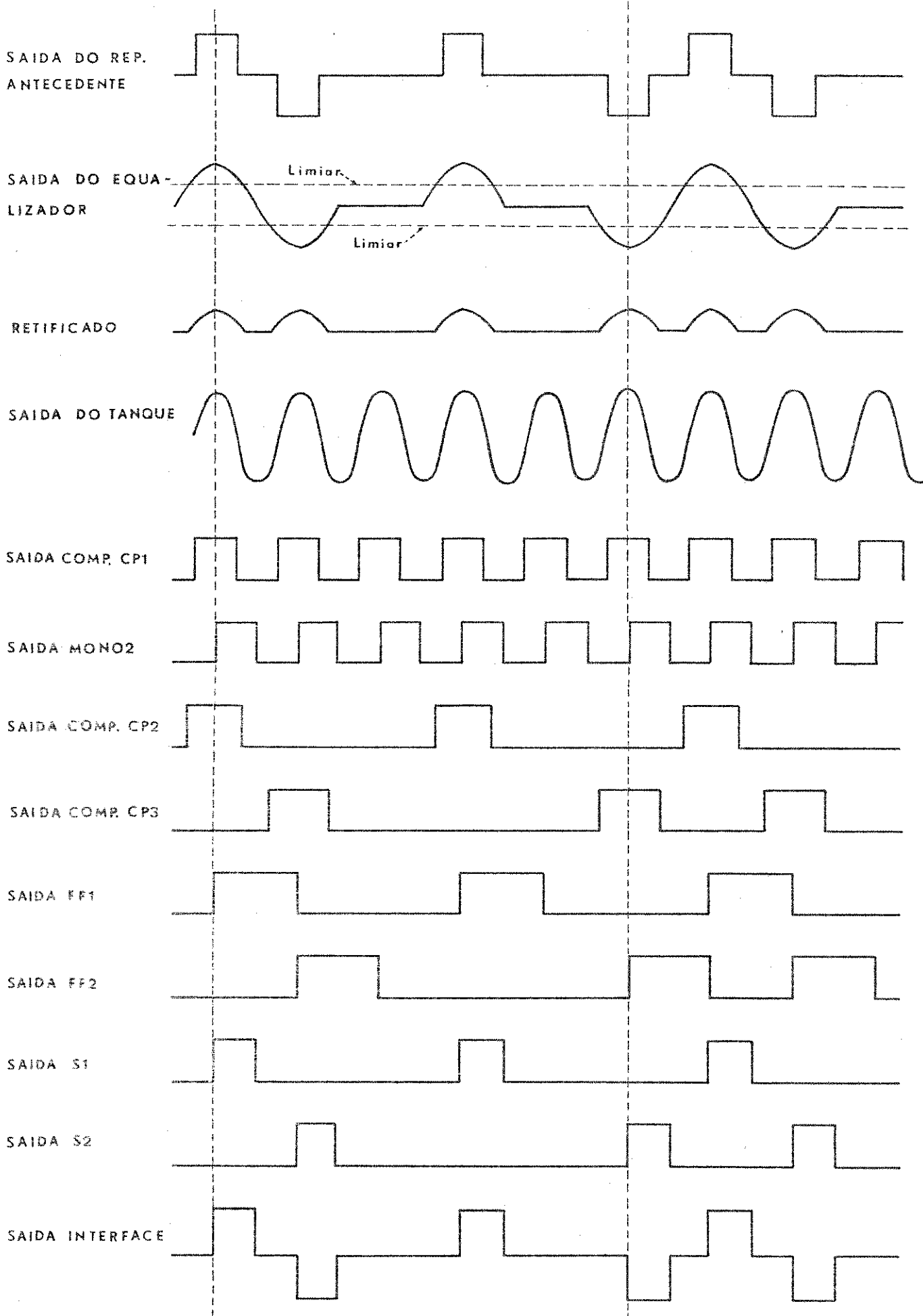


Fig. V.12 - Formas de ondas idealizadas em diversos pontos do repetidor

onde  $R_F = R_S // R_{10}$

$$e \quad R_S = r_e + \frac{r_b + R_p}{1 + \beta}$$

Para o cálculo do  $r_e$  usaremos a fórmula

$$r_e = \frac{T}{11.600 i_e}$$

onde  $T$  é a temperatura absoluta em °K.

Supondo que haja uma variação de 0° a 70° no local onde será instalado o repetidor, tomaremos um valor intermediário para o cálculo do  $r_e$ , portanto

$$r_e = \frac{308}{11.600 i_e}$$

O valor do  $i_e$  é dado pelo circuito da figura V.12

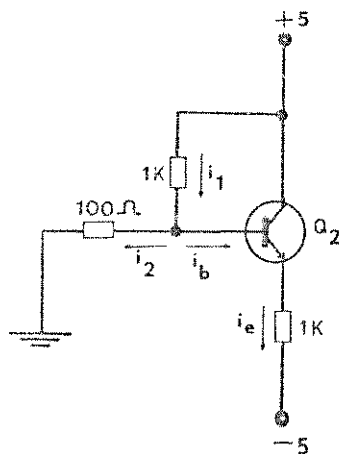


Fig. V.12 - Circuito para o cálculo da corrente de emissor  $i_e$

Da figura V.12, podemos escrever,

$$i_2 = i_1 - i_b$$

$$10 = 10^3 i_1 + \beta i_b 10^3 + 0,7$$

$$5 = 100 i_2 + 10^3 i_1$$

Tomando  $\beta = 100$  (que é um valor intermediário dado pelo fabricante para o transistor EM 5021 - Fairchild), obtemos

$$i_b \cong 43 \mu A$$

daí

$$i_e \cong 4,3 \text{ m A}$$

Portanto

$$r_e = \frac{26,55}{4,3} = 6,2 \Omega$$

Desprezando  $r_b$  em face a  $R_p = 1 \text{ K}$ , obtemos p/

$$R_S \cong 16 \Omega$$

e

$$R_F \cong 16 \Omega$$

Com  $L = 26 \mu\text{H}$ ,  $C_5 = 61 \text{ p}$  e  $C \cong 150$  (todos valores obtidos na prática) obtemos para

$$Q_F = 250$$

O  $Q$  da carga  $\bar{e}$  dado por (5.17), ou seja

$$Q_C = \frac{n^2 R_e}{w_r L}$$

A especificação do comparador  $\mu A$  760 da Fairchild para a impedância de entrada  $\bar{e}$  12 K  $\Omega$ . Com esse valor e  $n = 10$ ,  $Q_C$  fica

$$Q_C = 3.582$$

Para o tanque propriamente dito foi obtido um  $Q_T = 190$

Desse modo, o  $Q$  efetivo ser $\bar{a}$ ,

$$Q_E \cong 105$$

Como esse valor est $\bar{a}$  um pouco acima do recomendado no cap $\bar{t}$ ulo III, se fizermos  $n = 3$ , no c $\bar{a}$ lculo do  $Q$  da carga, obtemos,

$$Q_E \cong 80$$

#### V.8.2 - Resultados Experimentais

Foi feito a medição de taxa de erro do repetidor implementado, conseguindo-se uma taxa de erro de  $2,4 \times 10^{-7}$ . Nessa taxa de erro est $\bar{a}$ o incluídos os ruídos impulsivos originários do pr $\bar{o}$ prio local de teste (Laborat $\bar{o}$ rio do Dept $\bar{o}$  de Eletr $\bar{o}$ nica & Comunicações). Esses ruídos, provavelmente, te r $\bar{a}$ o menos influ $\bar{e}$ ncia, quando o repetidor for montado numa configuraç $\bar{a}$ o melho-rada, blindando os seus componentes e colocando fontes de alimentaç $\bar{a}$ o com di-odos supressores desses ruídos.

As fotografias abaixo mostram as formas de ondas obtidas em v $\bar{e}$ rios pontos do repetidor implementado. Essas formas de onda foram obtidas -

considerando  $n = 10$ , portanto  $Q_E \cong 105$ .

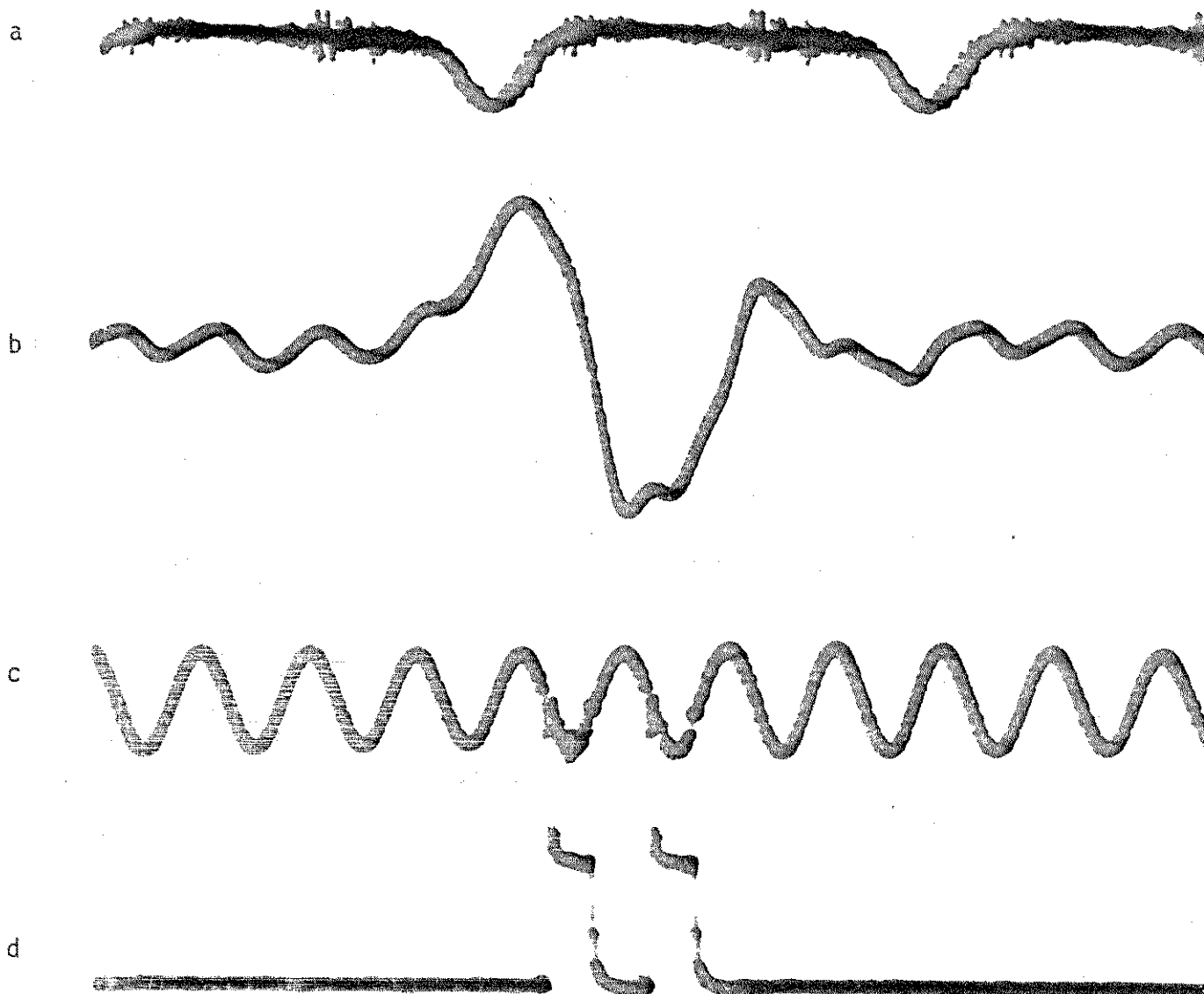


Fig. V.13 - Padrão de pulso periódico 000111000. a) Entrada do rep<sub>e</sub>tidor; b) Saída pr<sub>e</sub>-ampl.equalizador; c) Senóide recuperada; d) Pulsos recuperados (antes da interface). - Formas de ondas sem localização temporal exata.



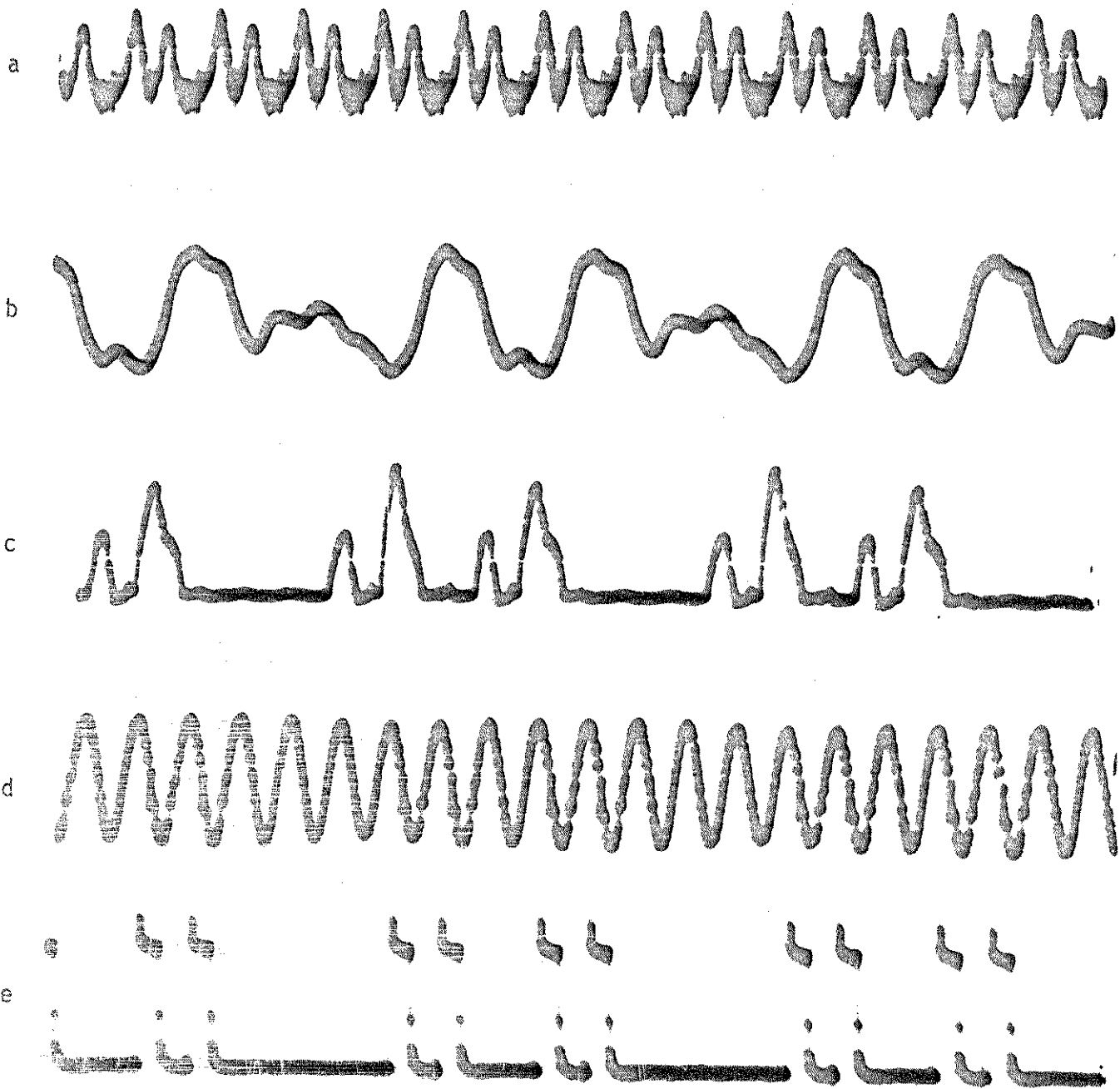


Fig. V.14 - Padrão de pulso periódico 11011000. a) Entrada do re-  
petidor; b) Saida do prē-ampl.equalizador; c) Pulsos  
retificados; d) Senõide recuperada; e) Pulsos recupe-  
rados (antes da interface).

Formas de ondas sem localização temporal exata.

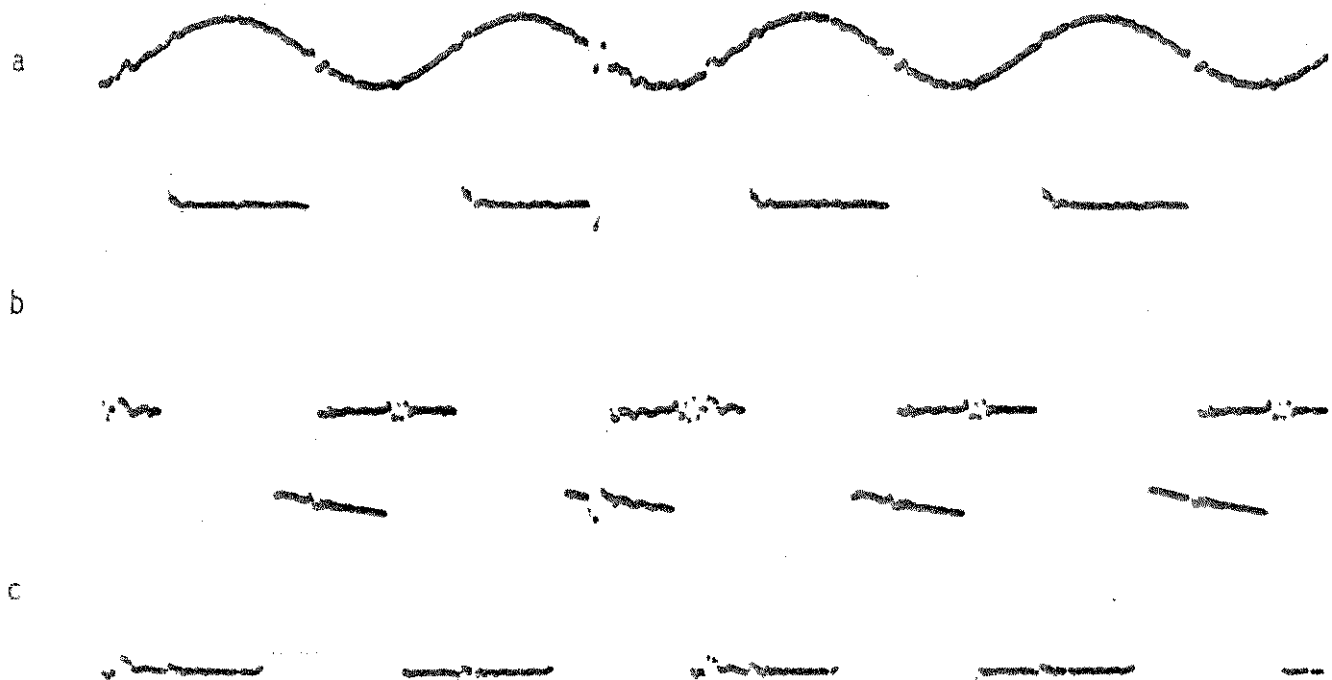


Fig. V.16 - Padrão de pulso periódico 10101010. a) Senóide recuperada; b) quadrada; c) quadrada e atrasada.



Fig. V.17 - Padrão de pulso periódico 10101010. a) Pulsos de amostragem; b) Saída do comp. CP2; c) Saída de FF1.

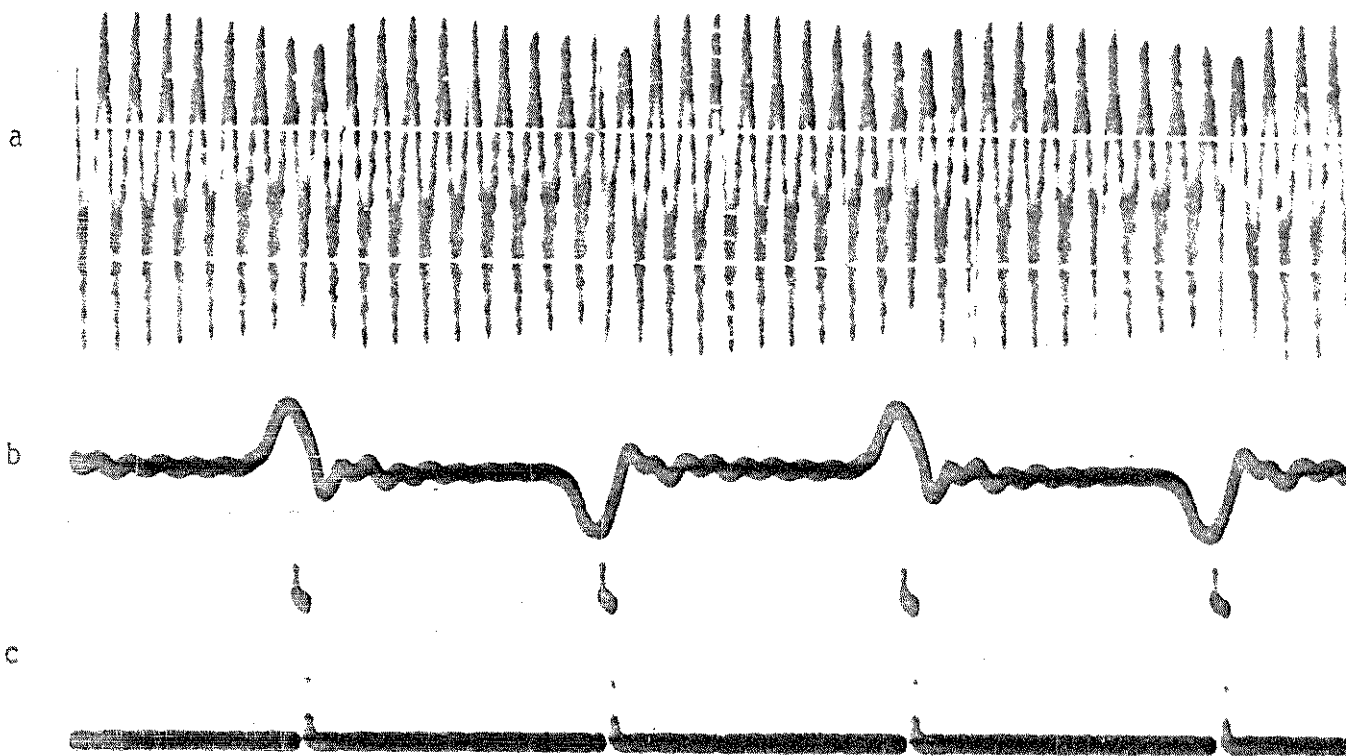


Fig. V.18 - Padrão de pulso 1 para 10. a) Senóide caindo exponencialmente até a chegada do novo pulso. b) Saída do pré-ampl.equalizador; c) Pulsos recuperados (antes da interface).

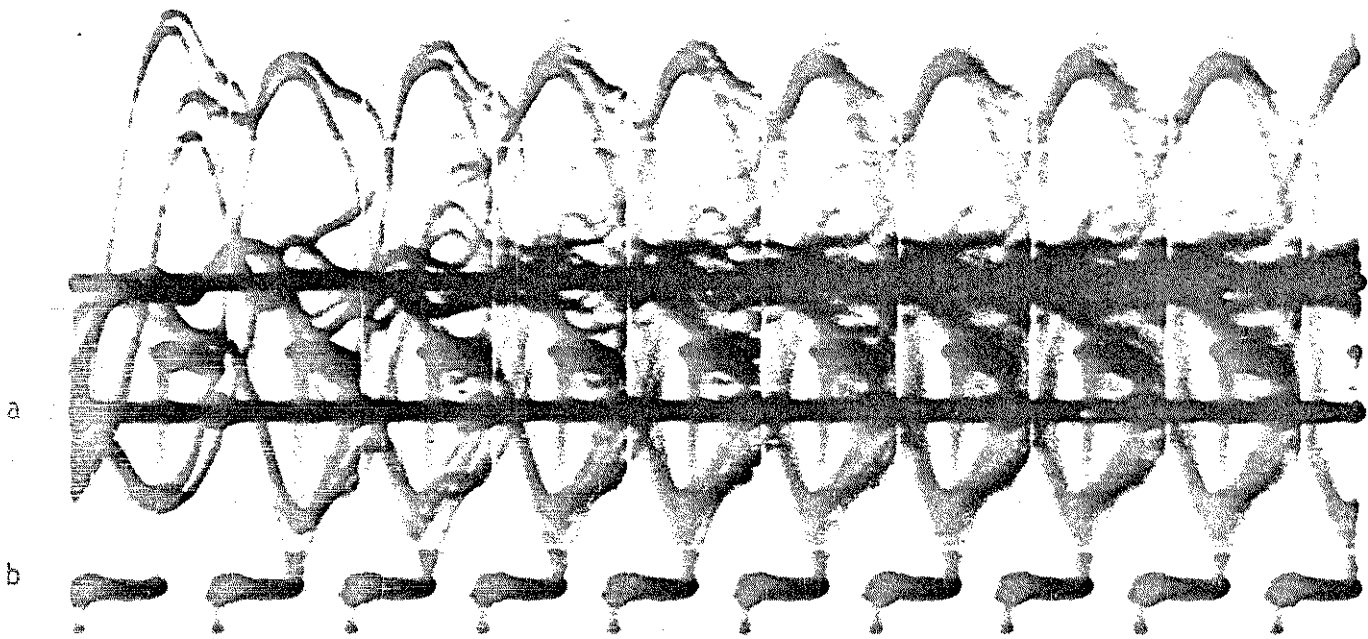


Fig.V.19 - Diagrama de olho mostrando o instante de decisão. O cruzamento entre o pulso de amostragem e o limiar ocorre no centro do olho. a) Limiar; b) Pulso de amostragem.

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÕES

O principal objetivo desse trabalho foi o o projeto e a implementação física da ressincronização dos pulsos recebidos num repetidor regenerativo.

O extrator utilizado para recuperação da onda de tempo constante um simples tanque LC, que extrai a informação da onda de tempo através do próprio trem de pulsos que chega.

O valor de Q escolhido para esse circuito está entre 80 a 90. Esse valor escolhido depende fundamentalmente das tolerâncias dos componentes. Quanto menor for a tolerância imposta aos componentes, poderemos escolher um Q maior, diminuindo assim o problema de conversão de amplitude para fase.

Embora o projeto do circuito de limiar de decisão tenha sido feito levando em conta somente pulsos negativos, poder-se-iam aproveitar, também, os pulsos positivos, utilizando-se dessa maneira dois níveis de limiar: um nível positivo para pulsos positivos e um nível negativo para pulsos negativos. Dessa maneira, haveria um melhor balanceamento das cargas na saída do pré-amplificador equalizador, mas o circuito seria mais complicado. Contudo, com o circuito implementado o desempenho foi bastante adequado.

A vantagem principal do repetidor implementado com relação ao convencional é que aquele tem uma boa parcela de bobinas a menos, e mostrou um desempenho razoável nos testes preliminares realizados. Para se obter o seu real desempenho deve ser feito o teste de diafonia. Esse teste será feito após melhorar a montagem dos circuitos, usando-se blindagens adequadas.

Os testes feitos no laboratório deram uma taxa de erro de  $2,4 \times 10^{-7}$ . Nessa taxa estão incluídos os erros devidos aos inevitáveis ruídos impulsivos do local de teste. Tais ruídos podem ser diminuídos usando-se blindagem e diodos para supressão de ruídos impulsivos nas fontes de alimentação. Provavelmente, tomando-se essas precauções a taxa de erro deverá diminuir consideravelmente.

## REFERÊNCIAS

1. Mayo, J.S., "A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signals" Bell Syst. Tech. J., pg 25-97, Janeiro 1962.
2. Aaron, M.R., "PCM Transmission in the Exchange Plant", Bell Syst. Tech. J. pg 99-141, Janeiro 1962.
3. Rowe, H.E., "Timing in a Long Chain of Regenerative Binary Repeaters", Bell Syst. Tech. J., pg 1543-1598, Novembro 1958.
4. Bennet, W.R., "Statistics of Regenerative Digital Transmission", Bell Syst. Tech. J. , pg 1501 - 1542, Novembro 1958.
5. Lange, O.E. e M. Pustelnyk, "Experiments on the Timing of Regenerative Repeaters", Bell Syst. Tech. J., pg 1487-1500, Novembro 1958
6. Sunde, E.D., "Self-Timing Regenerative Repeaters", Bell Syst. Tech.J., pg. 891-934, Julho 1957.
7. Manley, J.M., "The Generation and Accumulation of Timing Noise in PCM Systems - An Experimental and Theoretical Study", Bell Syst. Tech. J., pg 541-613, Março 1969.
8. Motoyama, S., W.C. Borelli e H. Waldman, "Extração de Tempo em Repetidores Regenerativos", Publicação FEC 11/74.
9. Lopes, A. e H. Waldman, "Equalização de Sinais MCP de 2,048Mb/s Transmítidos através de Cabos Multipares Convencionais", Publicação FEC - 14/74.
10. Waldman, H., A.A.A. Araújo e H.D. Romano, "Características de Cabos - Relevantes À Transmissão de Sinais Digitalizados", Publicação FEC - 09/74.
11. Harman, W. W., "Principles of the Statistical Theory of Communication", McGraw-Hill Book Company 1963
12. Borelli, W. C. e H. Waldman, "A Regeneração de Sinais MCP de 2,048 Mb/s através de uma Cadeia de Repetidores", a ser publicado.