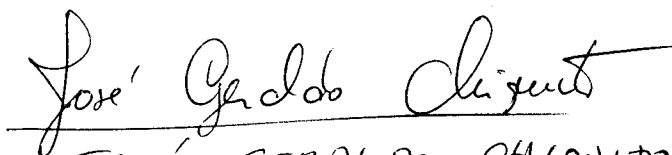


Este exemplar corresponde à
redação final do tese defendido
por Yumiko^{*} Arakaki e aprovada
pela comissão julgadora em 23/04/86


JOSE GERALDO CHIQUITO

EXTRAÇÃO DE RELÓGIO EM

SISTEMAS DUOBINÁRIOS

Yumiko Arakaki

José Geraldo Chiquito

031/86

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
MAIO 1986

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

EXTRAÇÃO DE RELÓGIO EM
SISTEMAS DUOBINÁRIOS

YUMIKO ARAKAKI

Orientador: Prof.Dr. JOSÉ GERALDO CHIQUITO

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

ABRIL 1986

U N I C A M P
BIBLIOTECA CENTRAL

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO II - FILTRO CONFORMADOR DE AMPLITUDE E EQUALIZADOR DE FASE	3
II.1. INTRODUÇÃO	4
II.2. CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO	4
II.3. PULSO DUOBINÁRIO MODIFICADO	7
II.4. CANAL DUOBINÁRIO	8
II.5. PULSO DUOBINÁRIO	10
II.6. OBTENÇÃO DOS PULSOS EQUALIZADOS: D e DM	11
II.7. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO	12
II.8. APROXIMAÇÃO DE $H(\omega)$ POR UMA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE BUTTERWORTH	15
II.9. FILTRO REJEITA-FAIXA	21
II.10. SÍNTESE DA FUNÇÃO $G_R(S)$	23
II.11. CIRCUITO PARA CORREÇÃO DE FASE	24
- 1º Estágio do Filtro Passa-Tudo	25
- Circuito Equivalente do Filtro Passa- Tudo	26
- 2º Estágio do Filtro Passa-Tudo	27
II.12. RESULTADOS	29
- oscilogramas	32
- Pulsos Isolados	32
- Pulso Duobinário Modificado	33
- Pulso Duobinário	33
- Diagrama de Olho do Pulso DM	34
- Diagrama de Olho do Pulso D	35
- Circuito Implementado	36
CAPÍTULO III - DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO DE UMA TÉCNICA DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO	37
III.1. INTRODUÇÃO	38
III.2. EXTRAÇÃO DE RELÓGIO	38
III.3. TREM DE PULSOS: DM e D	39

III.4.	CONSIDERAÇÕES SOBRE O SINAL $S(t)$	39
III.5.	NÃO-LINEARIDADE	42
III.6.	FILTRO A CRISTAL	44
III.7.	RESPOSTA DO FILTRO RLC A UM IMPULSO ...	46
III.8.	IMPULSO EQUIVALENTE	48
III.9.	OBTENÇÃO DE IMPULSO EQUIVALENTE COMPLEXO	49
III.10.	RESPOSTA DO FILTRO A UMA SEQUÊNCIA DE IMPULSOS	51
III.11.	OBTENÇÃO DE FASE MÉDIA $\bar{\theta}$	53
III.12.	TREMOR ALTERNADO	55
	- Obtenção de x_{CC}	57
III.13.	DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DE TRE MOR	59
	- Obtenção de $ G(f) ^2$	60
III.14.	POTÊNCIA DO TREMOR	63
CAPÍTULO IV - PROJETO DE CIRCUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO .		72
IV.1.	INTRODUÇÃO	73
IV.2.	CIRCUITO AMPLIFICADOR	73
IV.3.	RETIFICADOR DE LIMAR DE CEIFAMENTO VA RIÁVEL	73
IV.4.	AMPLIFICADOR DIFERENCIAL COM CONTROLE DE GANHO	80
IV.5.	FILTRO A CRISTAL	80
	- Determinação dos Parâmetros do Cristal	80
	- Realização do Filtro a Cristal	84
IV.6.	CIRCUITO DE QUADRAMENTO	90
IV.7.	CIRCUITO PARA MEDIÇÃO DE POTÊNCIA DE TRE MOR	90
IV.8.	RESULTADOS	92
	- Oscilogramas	92
	- Duobinário Modificado	94
	- Duobinário	95
	- Circuito Implementado	97
CAPÍTULO V - RESULTADOS E CONCLUSÕES		98
V.1.	INTRODUÇÃO	99
V.2.	RESULTADOS	99

V.3. ANÁLISE DOS GRÁFICOS	108
V.4. COMPARAÇÃO COM O ESTADO DA ARTE	109
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110
APÊNDICE II.A - SÍNTESE DE $G_R(s)$	112
APÊNDICE II.B - SÍNTESE DO FILTRO REJEITA-FAIXA $G_{RF}(s)$...	117
APÊNDICE V.A - PROGRAMA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE CIR CUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO DO SISTEMA DM	120
APÊNDICE V.B - PROGRAMA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE CIR CUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO DO SISTEMA D	131

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Este trabalho consiste no estudo e análise do desempenho utilizando computador, seguida de uma comprovação experimental de uma nova técnica de extração de relógio em aplicação aos sistemas duobinário (D) e duobinário modificado (DM), operando a uma taxa relativamente baixa de 200 Kbits/seg.; entretanto, os resultados obtidos são gerais e valem para uma taxa qualquer.

Um dos aspectos abordados é a obtenção de pulsos de espectro com decaimento senoidal (co-seno levantado) a partir dos pulsos retangulares, objetivando a geração de um trem de pulsos análogo ao que se encontra na saída de um equalizador D ou DM. Este trem será utilizado na comprovação experimental da nova técnica de circuito de extração de relógio.

O programa no computador realiza o cálculo da potência do tremor de relógio recuperado, para determinar a influência da não-linearidade sobre a qualidade do relógio.

O trabalho compõe-se de cinco capítulos. O Capítulo II consiste no desenvolvimento de um filtro conformador do espectro de amplitude com decaimento senoidal (co-seno levantado), tomando-se como ponto de partida um F.P.B clássico de Butterworth.

O Capítulo III apresenta a análise do comportamento de um circuito de extração de relógio com filtro a cristal, utilizando-se o conceito de impulso equivalente.

O Capítulo IV trata do projeto e implementação prática de um circuito de extração de relógio experimental.

Finalmente, no último capítulo, são apresentados os resultados obtidos através do programa no computador comparando-se com os resultados obtidos com o circuito experimental.

CAPÍTULO II

FILTRO CONFORMADOR DE AMPLITUDE E EQUALIZADOR DE FASE

II.1. INTRODUÇÃO

Os repetidores regenerativos têm como função restaurar a forma e a amplitude de cada um dos pulsos recebidos e recolocá-los centrados nas suas respectivas janelas temporais. Para realizar-se esta última função é necessário dispor-se no repetidor de um sinal de relógio (sincronismo) que determine exatamente os instantes de amostragem. Este sinal de sincronismo é obtido através dos pulsos equalizados (pulsos do tipo co-seno levantado). Os métodos de obtenção de sinal de relógio e a técnica utilizada serão discutidos no próximo capítulo.

Este capítulo consiste no estudo, projeto e implementação prática de um filtro conformador de amplitude e equalizador de fase, que se destina a transformar pulsos retangulares em pulsos tipo co-seno levantado, com fator de excesso de faixa (roll-off) de 30%. Tem por finalidade testar o circuito de extração de relógio do repetidor dos sistemas D e DM, operando a uma taxa de 200 Kbits/seg., a qual foi adotada para limitar a complexidade de implementação prática.

O filtro receberá em sua entrada um sinal D ou DM, obtido diretamente de um codificador que opera, segundo uma conformação digital [1]. Na saída ter-se-á um sinal idêntico ao sinal e equalizado de um repetidor de sistemas: D e DM.

II.2. CANAL DUOBINÁRIO MODIFICADO

O canal duobinário modificado, representado pelo diagrama de blocos da Fig. II.1 é constituído de filtro transversal $T(\omega)$ e filtro de Nyquist $H(\omega)$. Na sua entrada tem-se uma sequência de pulsos binários $\{a_n\}$, que representa a mensagem digital a ser transmitida. a_n é uma variável aleatória, assume valores $\pm A$ e tem a mesma probabilidade de ocorrência, isto é:

$$P(a_n = A) = P(a_n = -A) = 1/2 \quad (\text{II.1})$$

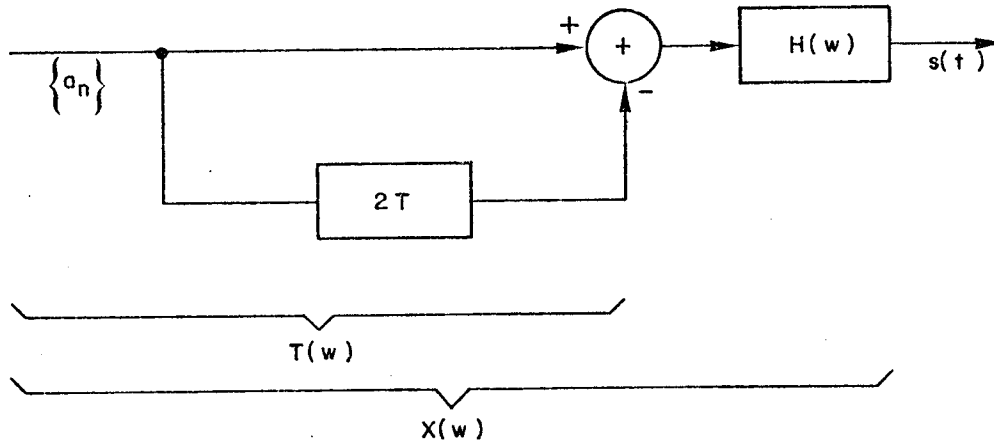


Fig. II.1 - Canal duobinário modificado

O filtro transversal $T(\omega)$ é responsável pela geração de interferência entre símbolos controlada. Esta interferência é provocada pelo penúltimo símbolo transmitido, isto é, adotado como ponto de partida o símbolo a_n tem-se como interferência o símbolo a_{n-2} , de polaridade inversa.

A função de transferência do filtro transversal é dada pela equação:

$$T(\omega) = 1 - e^{-j\omega 2T} \quad (\text{II.2})$$

onde T é o período de transmissão de dados.

Finalmente, o filtro de Nyquist $H(\omega)$ é representado pela função de transferência dada a seguir.

$$H(\omega) = \begin{cases} T & \text{para } |\omega| \leq \omega_0/2 (1-\alpha) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \text{sen} \left[\frac{T}{2\alpha} \left(|\omega| - \frac{\omega_0}{2} \right) \right] \right\} \frac{\omega_0}{2} & (1-\alpha) \leq |\omega| \leq \frac{\omega_0}{2} (1+\alpha) \\ 0 & \text{para outros} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

onde:

$$\omega_0 = 2\pi/T ;$$

T é o período de transmissão de dados;

α é igual a fator de excesso de faixa.

A figura abaixo mostra o espectro de amplitude do filtro de Nyquist para vários valores de α :

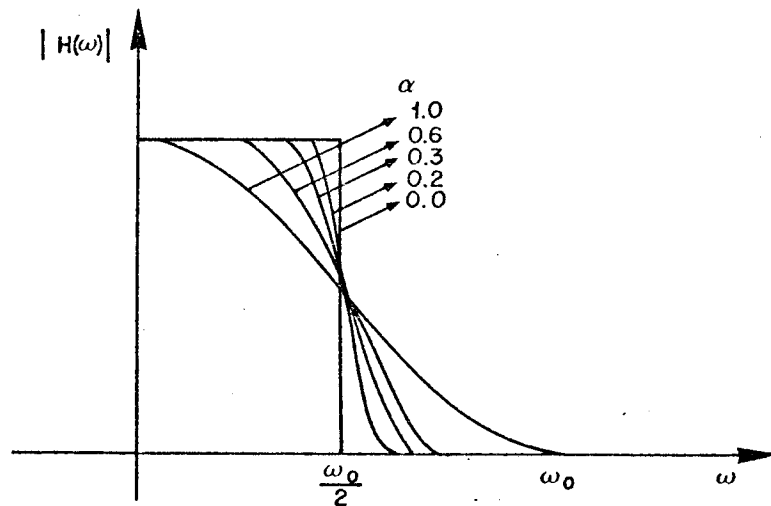


Fig. II.2 - Espectro de amplitude do filtro de Nyquist

A função de transferência do canal duobinário modificado do visto na Fig. II.1 é da forma:

$$X(\omega) = T(\omega) H(\omega) \quad (\text{II.4})$$

e o seu espectro de amplitude é visto na figura abaixo.

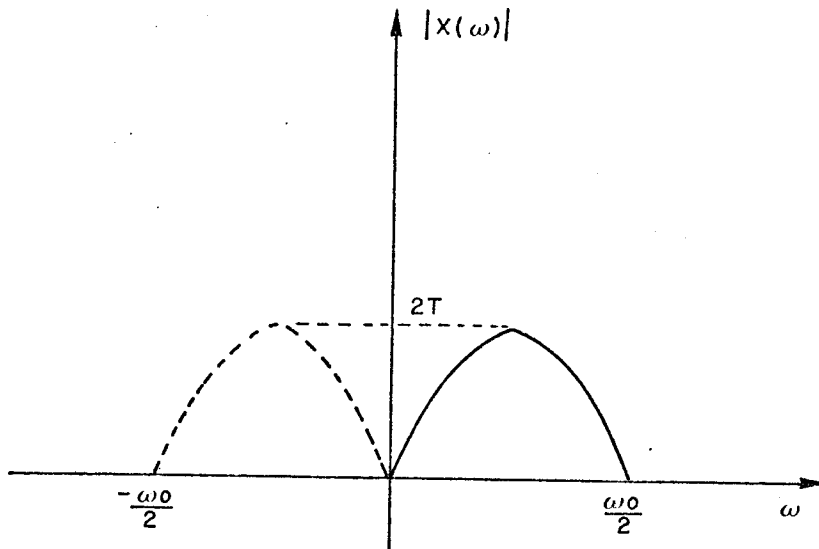


Fig. II.3 - Espectro de amplitude do canal DM ($\alpha = 0$)

II.3. PULSO DUOBINÁRIO MODIFICADO

Como visto no item II.2, a função de transferência do canal DM é $X(\omega)$. Portanto, a sua resposta impulsiva $x(t)$, que corresponde ao pulso equalizado DM é a anti-transformada de Fourier de $X(\omega)$ e é dada pela equação abaixo:

$$x(t)_{\text{DM}} = \frac{\text{sen}(\omega_0 t/2) \cos(\alpha \omega_0 t/2)}{(\omega_0 t/2) \{1 - (2\alpha t/T)^2\}} - \frac{\text{sen}[\omega_0 (t-2T)/2] \cos[\alpha \omega_0 (t-2T)/2]}{[\omega_0 (t-2T)/2] \{1 - [2\alpha (t-2T)/T]^2\}} \quad (\text{II.5})$$

Da equação acima, verifica-se que o pulso DM $x(t)$, é composto de

2 pulsos ideais de Nyquist distanciados de $2T$ segundo entre si com polaridades inversas.

Na Fig. II.4 tem-se o pulso $x(t)$, para o filtro de Nyquist com fator de excesso de faixa de 30%.

O valor de A , da equação (II.1) empregado é 0,5. Emprega-se este valor a fim de normalizar para ± 1 ou zero, a amplitude da amostra, no instante de amostragem.

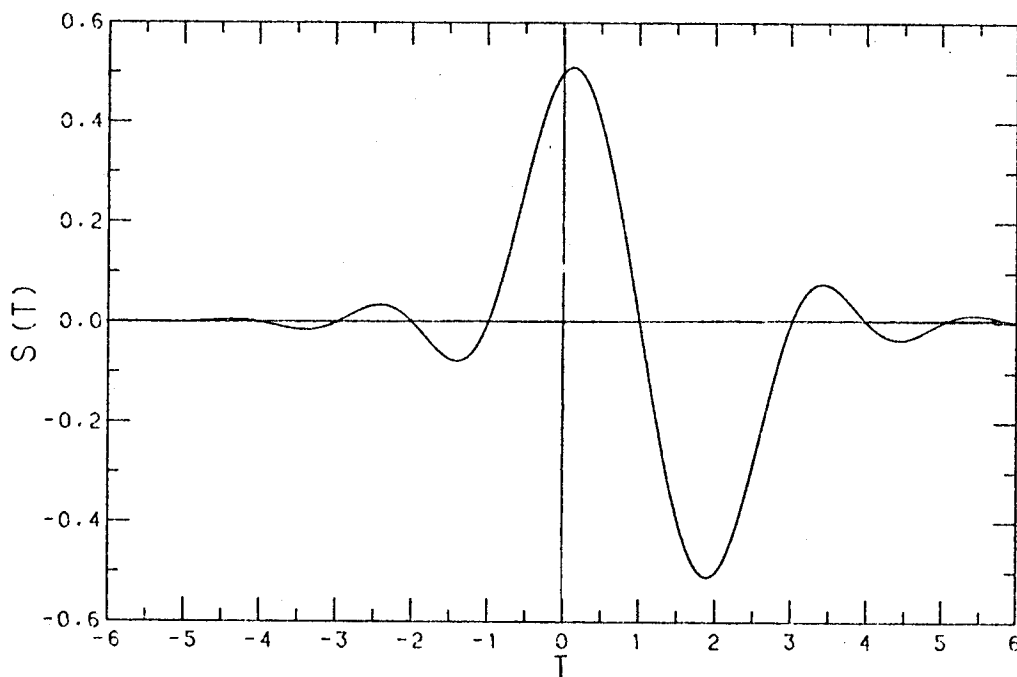


Fig. II.4 - Pulso equalizado DM

II.4. CANAL DUOBINÁRIO

O canal duobinário, da mesma forma que o DM, é composto pelo filtro transversal $T(\omega)$, cuja função de transferência é da forma:

$$T(\omega) = 1 + e^{-j\omega T} \quad (\text{II.6})$$

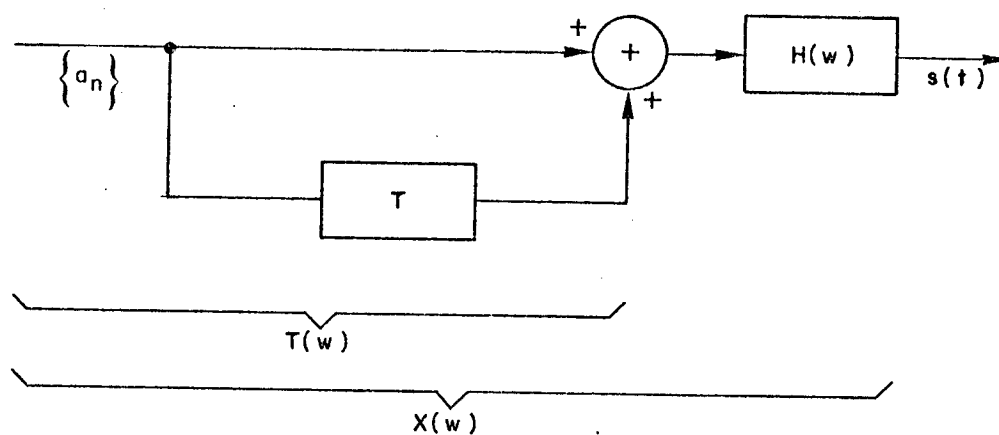


Fig. II.5 - Canal duobinário

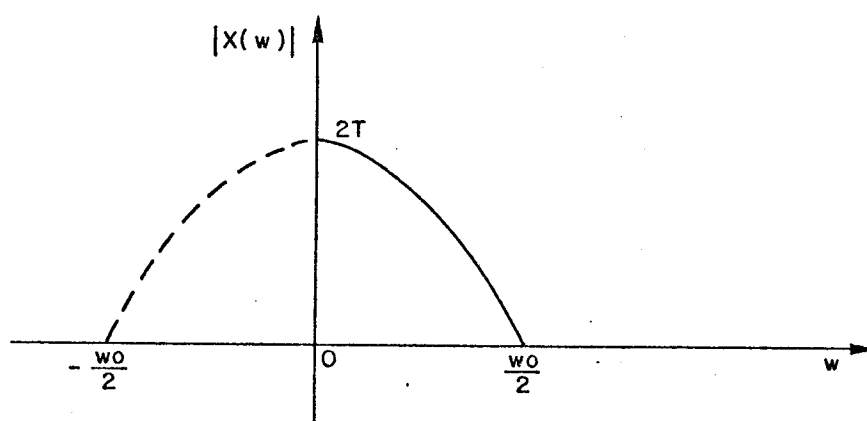


Fig. II.6 - Espectro de amplitude do canal duobinário ($\alpha = 0$)

e pelo filtro de Nyquist $H(\omega)$ visto na equação (II.3).

A função de transferência do canal duobinário é da forma:

$$X(\omega) = T(\omega) H(\omega) \quad (\text{II.7})$$

e o seu espectro de amplitude é representado pela curva da Fig.II.6.

II.5. PULSO DUOBINÁRIO

Da mesma forma ao do pulso DM, obtém-se o pulso D que é representado pela equação abaixo:

$$\begin{aligned} x_D(t) = & \frac{\text{sen}(\omega_0 t/2) \cos(\alpha \omega_0 t/2)}{(\omega_0 t/2) [1 - (2\alpha t/2)^2]} + \\ & + \frac{\text{sen}[\omega_0 (t-T)/2] \cos[\alpha \omega_0 (t-T)/2]}{[\omega_0 (t-T)/2] \{1 - [2\alpha (t-T)/T]^2\}} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

O pulso D é composto de dois pulsos ideais de Nyquist de mesma polaridade, distanciados de T segundos entre si.

O valor de A empregado é 0,5, pela mesma razão visto no item II.3.

Na Fig. II.7 tem-se o pulso equalizado duobinário.

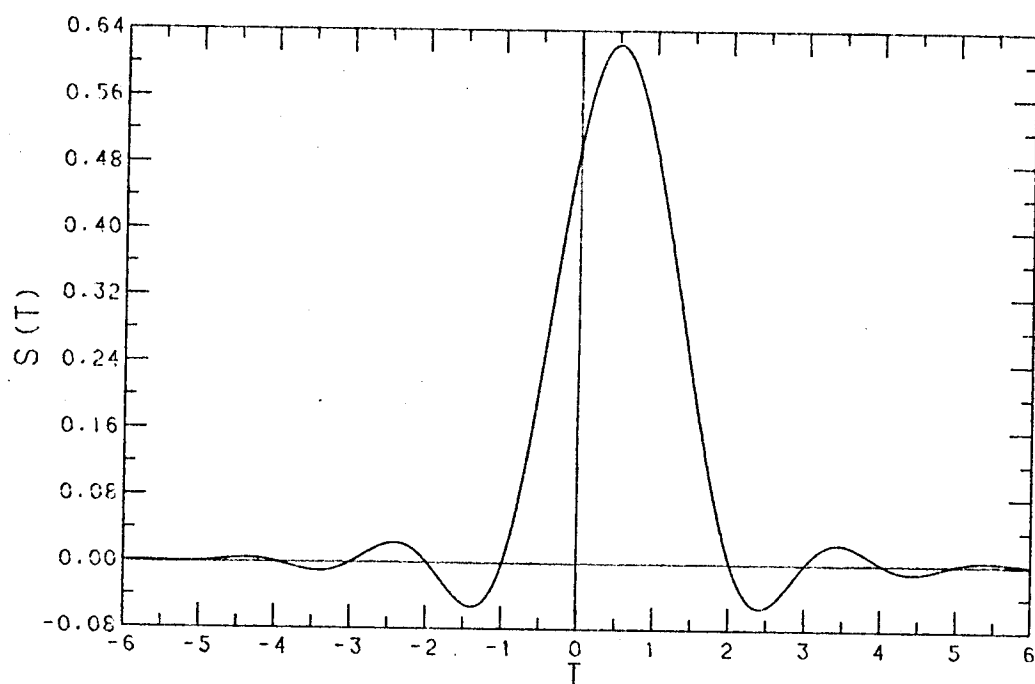


Fig. II.7 - Pulso equalizado duobinário

II.6. OBTENÇÃO DOS PULSOS EQUALIZADOS: D e DM

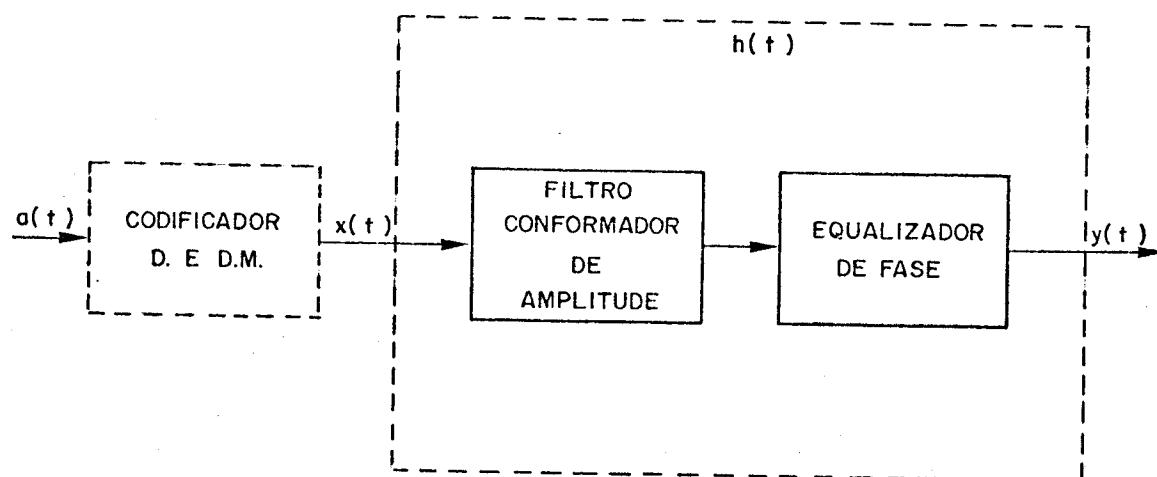


Fig. II.8 - Filtro conformador de amplitude e equalizador de fase

O diagrama de blocos da Fig. II.8 tem como função gerar um pulso de Nyquist, a partir de um pulso retangular. Consiste basicamente de filtro conformador de amplitude e equalizador de fase.

O sinal $a(t)$ corresponde ao pulso binário, $x(t)$ ao pulso D ou DM (conformação digital), $y(t)$ ao pulso equalizado (tipo co-seno levantado) e $h(t)$ a resposta impulsiva do filtro.

II.7. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO FILTRO

A função de transferência do filtro é da forma:

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (\text{II.9})$$

Os pulsos $x(t)$ e $y(t)$ são da forma:

$$x(t) = \begin{cases} A & \text{para } |t| \leq T/2 \\ 0 & \text{para outros} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$y(t) = \frac{\text{sen}(\pi t/T)}{(\pi t/T)} \cdot \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{[1 - (2\alpha t/T)^2]} \quad (\text{II.11})$$

onde:

α = fator de excesso de faixa;

T = período de repetição dos pulsos $x(t)$;

A = amplitude dos pulsos.

A transformada de Fourier de $x(t)$ e $y(t)$ são:

$$X(\omega) = \frac{A T \text{sen}(\omega T/2)}{(\omega T/2)} \quad (\text{II.12})$$

$$Y(\omega) = \begin{cases} AT & \text{para } 0 \leq |\omega| \leq \pi/T (1-\alpha) \\ A T/2 \{1 - \sin[T/2\alpha (|\omega| - \pi/T)]\} & \text{para } \pi/T (1-\alpha) \leq |\omega| \leq \pi/T (1+\alpha) \\ 0 & \text{para outros} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Na figura abaixo, são apresentados $x(t)$, $y(t)$ e seus respectivos espectros de amplitude $X(\omega)$ e $Y(\omega)$.

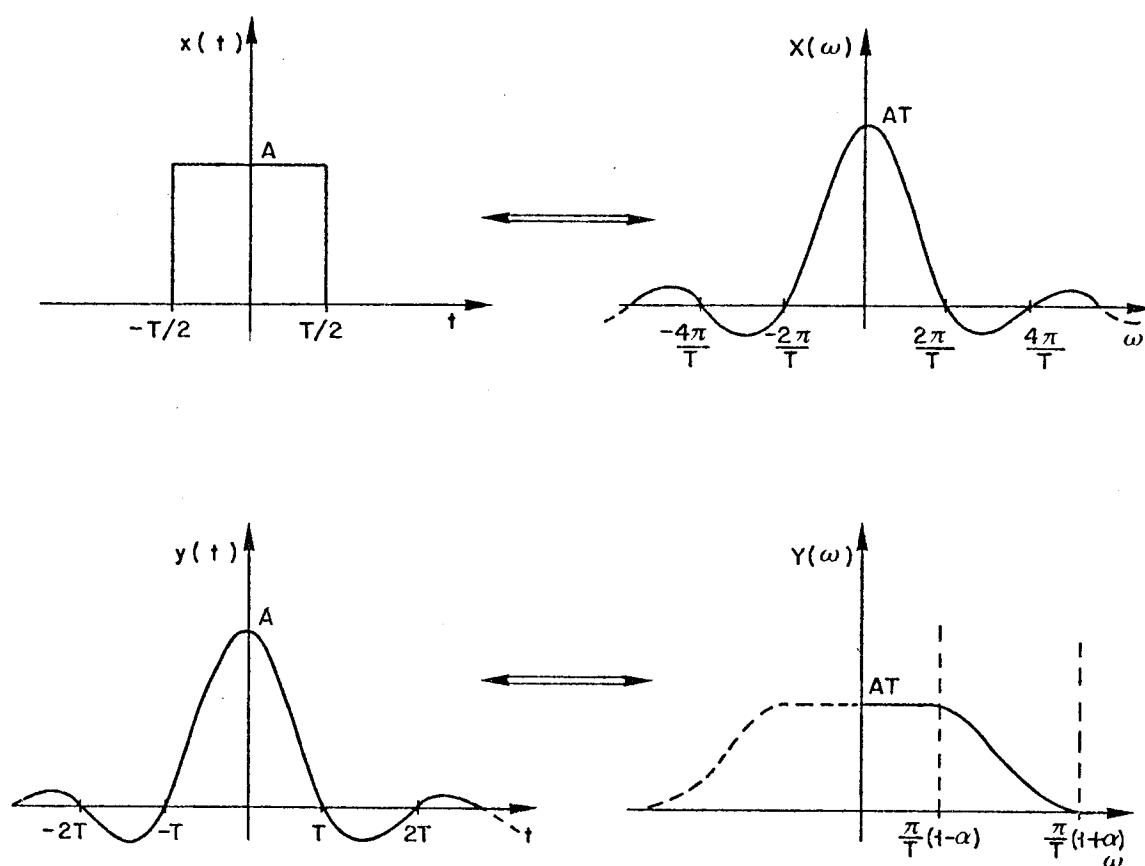


Fig. II.9 - Respostas impulsivas $x(t)$ e $y(t)$ e seus respectivos espectros de amplitude $X(\omega)$ e $Y(\omega)$

Substituindo-se as expressões (II.12) e (II.13) em (II.9) tem-se a função de transferência $H(\omega)$ do filtro:

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{\text{sen}(\omega T/2) / (\omega T/2)} & \text{para } 0 \leq |\omega| \leq \pi/T (1-\alpha) \\ \frac{1/2\{1-\text{sen}[T/2\alpha (|\omega| - \pi/T)]\}}{\text{sen}(\omega T/2) / (\omega T/2)} & \text{para } \pi/T (1-\alpha) \leq |\omega| \leq \pi/T (1+\alpha) \\ 0 & \text{para outros} \end{cases}$$

(II.14)

O espectro de amplitude do filtro $|H(\omega)|$ para $\alpha = 0,3$ é apresentado na figura abaixo.

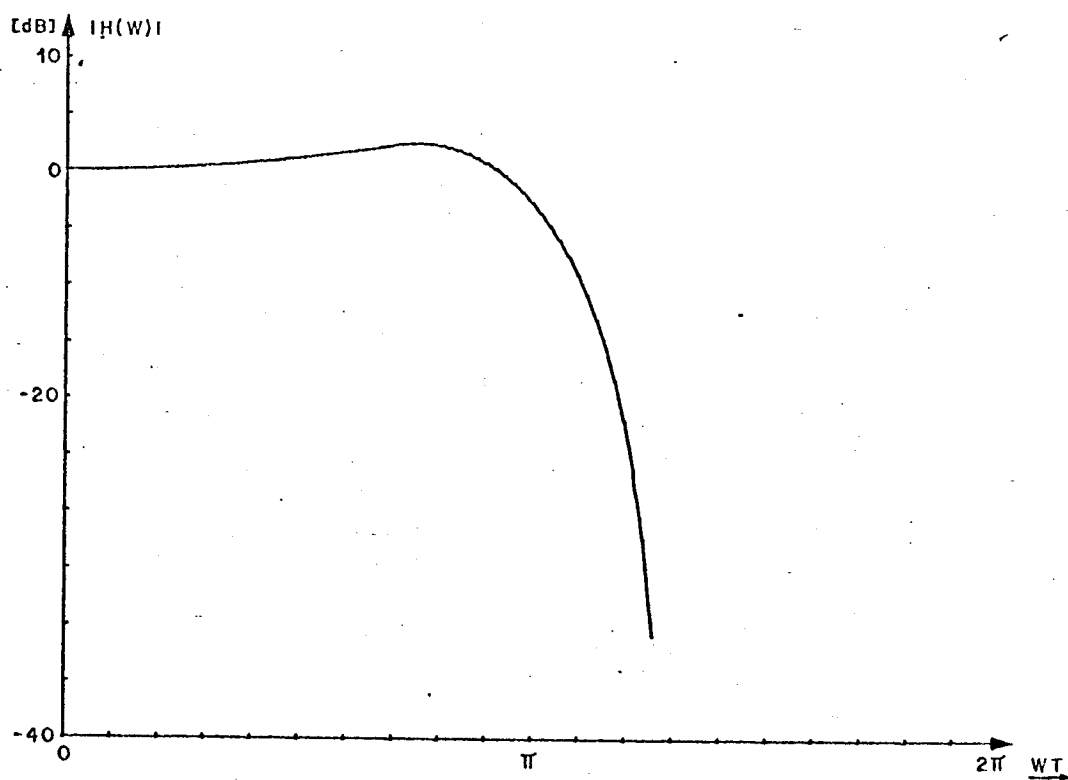


Fig. II.10 - Espectro de amplitude $|H(\omega)|$

II.8. APROXIMAÇÃO DE $H(\omega)$ POR UMA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE BUTTERWORTH

Sabe-se [2] que a resposta em amplitude do filtro passa-baixa de Butterworth é dada pela expressão:

$$G(\omega) = \frac{1}{[1 + (\omega/\omega_c)^{2n}]^{1/2}} \quad (\text{II.15})$$

onde:

n = nº da ordem;

ω_c = frequência em -3dB .

Os polos do filtro de Butterworth são:

$$S_K = e^{j[(2K+n-1)/2n]\pi} = \sigma_K + j\omega_K \quad (\text{II.16})$$

e a parte real e imaginária são dados por:

$$\sigma_K = \cos[(2K+n-1)\pi/2n] = -\text{sen}[(2K-1)/n (\pi/2)] = \zeta_K \quad (\text{II.17})$$

$$\omega_K = \text{sen}[(2K+n-1)\pi/2n] = \cos[(2K-1)/n (\pi/2)] \quad (\text{II.18})$$

onde:

ζ_K = fator de amortecimento;

$K = 1, 2, 3, \dots, 2n$ para n = par ;

$K = 0, 1, 2, \dots, (2n-1)$ para n = ímpar.

Para cada valor de K tem-se a posição de um polo na circunferência de raio ω_c .

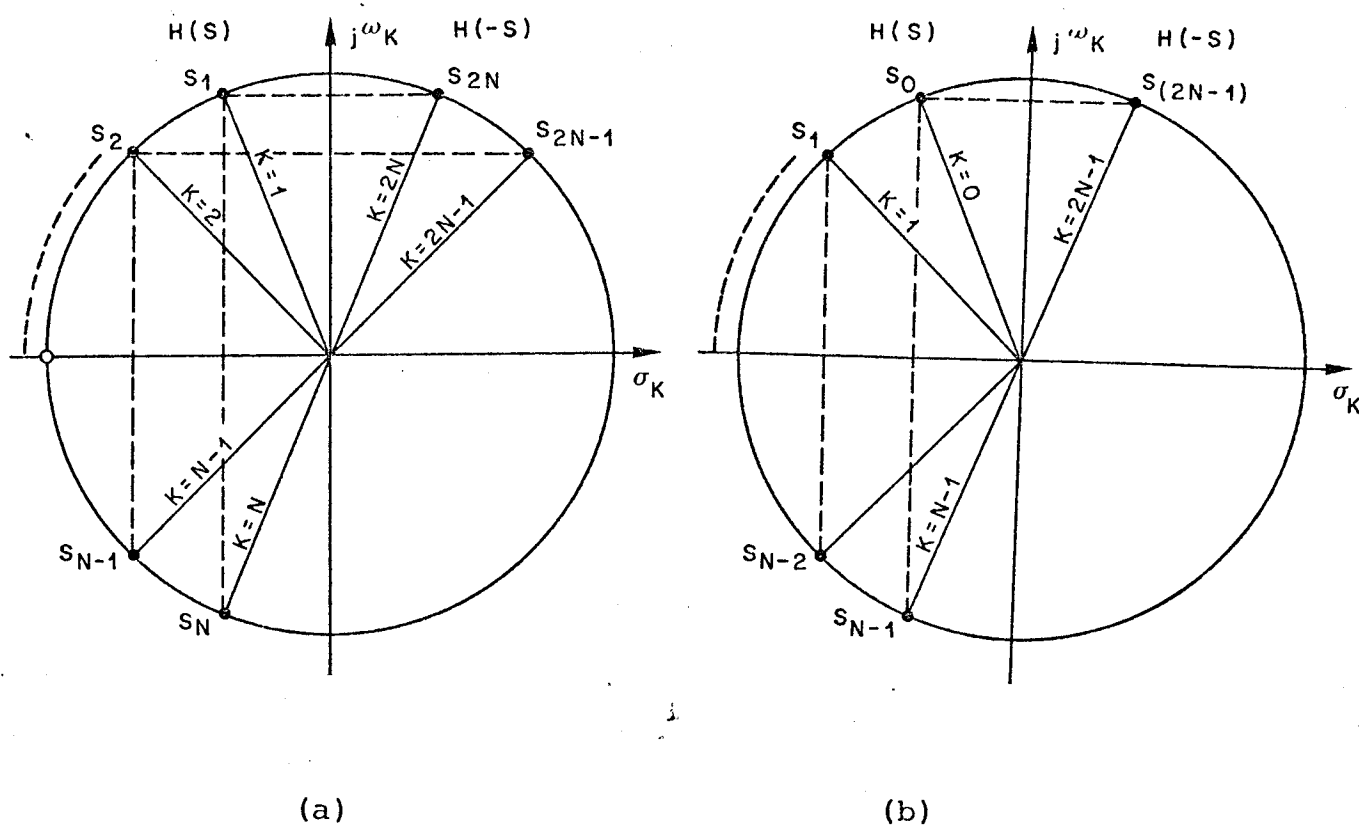


Fig. II.11 - Pólos de FPB de ordem n

a) $n = \text{par}$

b) $n = \text{ímpar}$

Comparando-se o espectro de amplitude de $|H(\omega)|$ (Fig.II. 10) com a resposta de amplitude do filtro passa-baixas de Butterworth $|G(\omega)|$ para várias ordens do filtro e frequência de corte ω_c , tem-se o seguinte resultado apresentado na Fig. II.12.

Conclusão: vê-se que não é possível aproximar-se suficientemente da função desejada, variando-se somente o número da ordem e frequência de corte do filtro de Butterworth.

Da teoria do filtro sabe-se que o deslocamento dos pólos situados próximo ao eixo imaginário causa uma variação mais acentuada na resposta de amplitude da região de corte, e o deslocamento dos pólos situados próximo ao eixo real causa variação em toda banda passante.

Fez-se a modificação na função de transferência de FPB

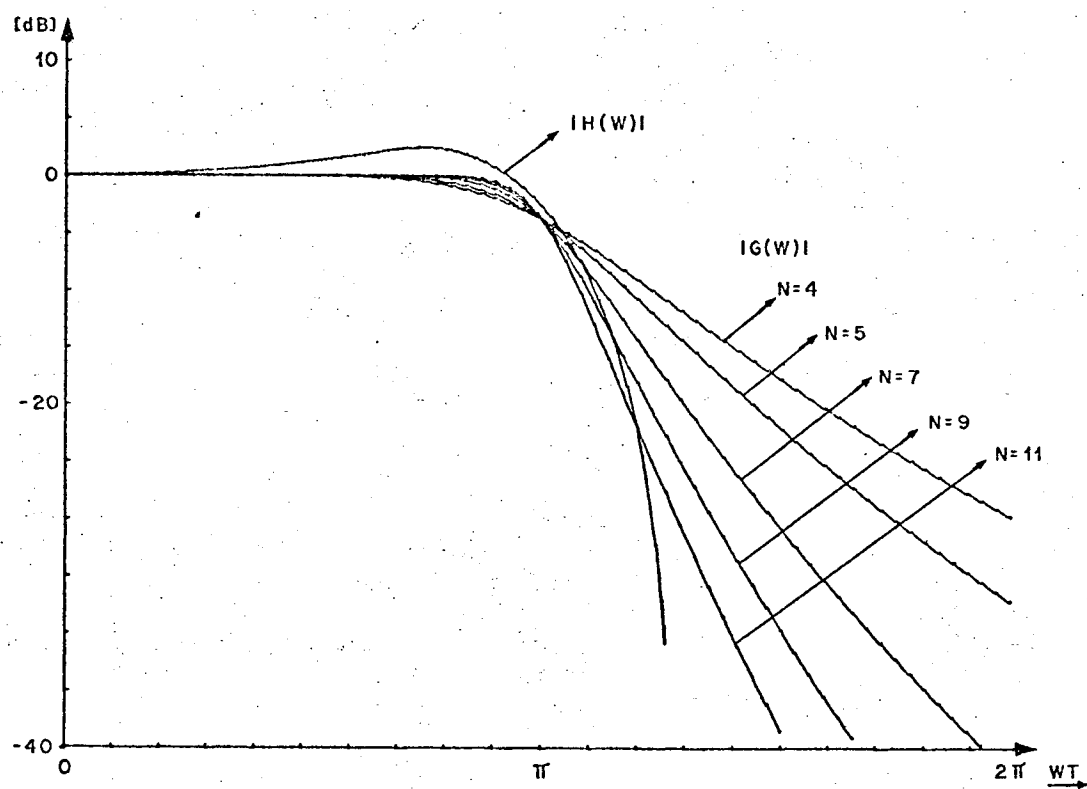


Fig. II.12 - Espectro de amplitude de $|H(\omega)|$ e $|G(\omega)|$

de Butterworth variando-se a posição de dois pares de pólos. Esta função de transferência modificada é:

$$G_M(S) = G(S) \frac{\left[\left(\frac{S}{\omega_c} \right)^2 + 2\zeta_1 \left(\frac{S}{\omega_c} \right) + 1 \right] \left[\left(\frac{S}{\omega_c} \right)^2 + 2\zeta_2 \left(\frac{S}{\omega_c} \right) + 1 \right]}{\left[\left(\frac{S}{\omega_c} \right)^2 + 2\zeta'_1 \left(\frac{S}{\omega_c} \right) + 1 \right] \left[\left(\frac{S}{\omega_c} \right)^2 + 2\zeta'_2 \left(\frac{S}{\omega_c} \right) + 1 \right]}$$

ou

$$G_M(\omega) = G(\omega) \left\{ \frac{[(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_1 \omega \omega_c)^2] [(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_2 \omega \omega_c)^2]}{[(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta'_1 \omega \omega_c)^2] [(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta'_2 \omega \omega_c)^2]} \right\}^{1/2}$$

onde:

(II.19)

ζ_1 , ζ_2 e ω_c são parâmetros do filtro de Butterworth;

ζ'_1 e ζ'_2 são parâmetros resultantes da modificação.

Os pólos do filtro de Butterworth modificado continuam sobre uma circunferência de raio ω_c , tendo em vista uma simplificação das tentativas de aproximação da resposta de Nyquist. Ter-se-ão então três graus de liberdade, relativos a ζ'_1 , ζ'_2 e ω_c . O número n de pólos deverá ser feito o menor possível, compatível com uma boa aproximação.

Nas Figs. II.13a, b e c têm-se os resultados comparativos entre a curva desejada e as curvas obtidas com as modificações, variando-se os parâmetros do filtro passa-baixa de Butterworth utilizando a expressão (II.19).

As curvas das Figs. II.13a, b e c representam os espectros de amplitude das curvas teóricas $H(\omega)$ (eq.II.14) e modificada $G_M(\omega)$ (eq.II.19).

A curva modificada da Fig. II.13a foi obtida para os seguintes valores de parâmetros da eq. II.19.

$$n = 4 ; \omega_c = 0,89\pi ; \zeta_1' = 0,25 ; \zeta_2' = \zeta_2 ;$$

ζ_1 foi calculado considerando-se $K = 1$. O valor do parâmetro K determina a posição dos pólos da FPB de Butterworth como visto na Fig. II.11.

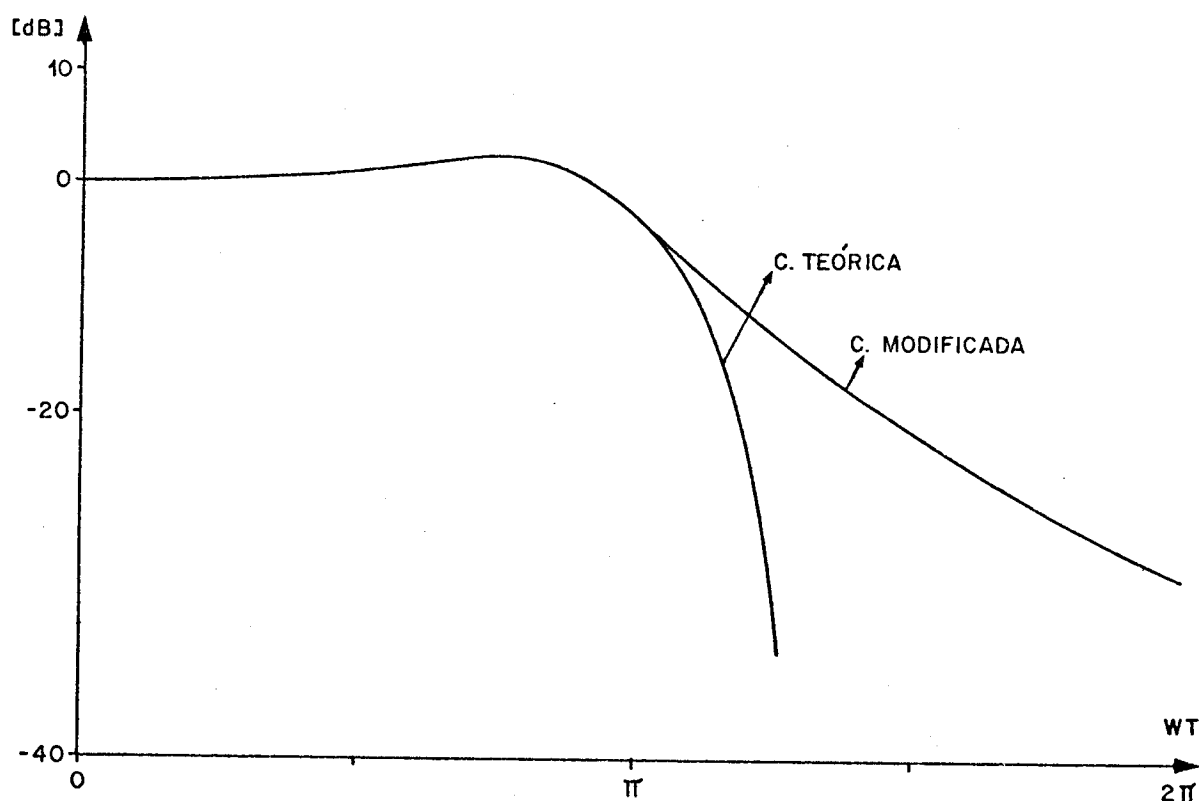
A Fig. II.13b foi obtida para os valores:

$$n = 5 ; \omega_c = 0,92\pi ; \zeta_1' = 0,4 ; \zeta_2' = 0,71 ;$$

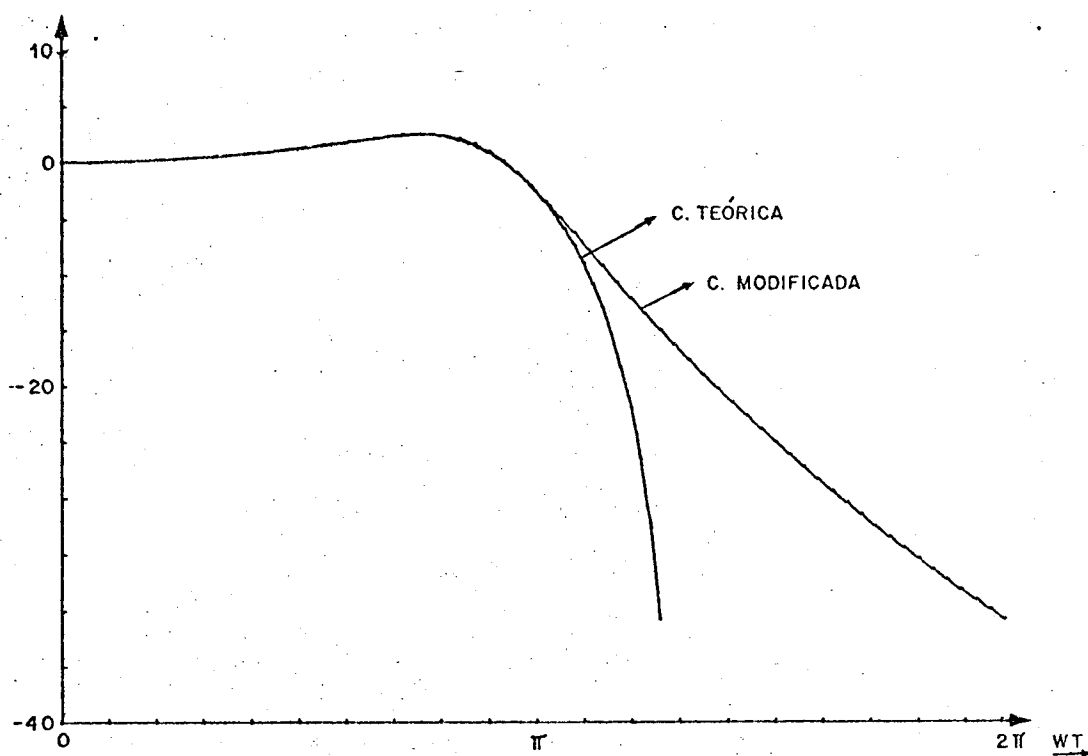
ζ_1 para $K = 1$; ζ_2 para $K = 2$. E a curva da Fig. II.13c para os valores:

$$n = 7 ; \omega_c = 0,95\pi ; \zeta_1' = 0,21 ; \zeta_2' = 0,73 ;$$

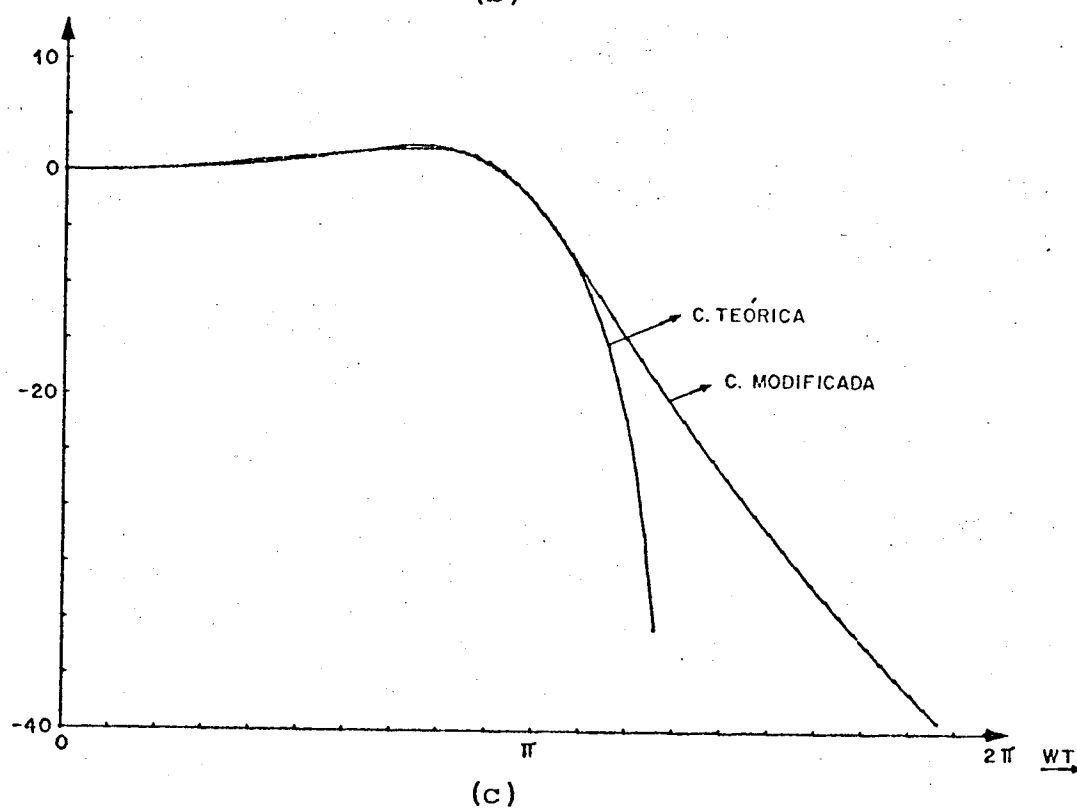
ζ_1 para $K = 1$; ζ_2 para $K = 3$.



(a)



(b)



(c)

Fig. II.13 - Espectro de amplitude da curva teórica e da curva modificada

Conclusão: Obteve-se uma boa aproximação em uma parte da banda passante, distanciando-se para altas frequências. A aproximação melhora para n maiores, como já era de se esperar, porém às custas de uma maior complexidade do filtro.

II.9. FILTRO REJEITA-FAIXA

Com a finalidade de melhorar a aproximação da curva desejada, introduz-se um filtro rejeita-faixa com zeros de transmissão para $S = \pm j\omega_0$.

A função de transferência do filtro rejeita-faixa é dada por [3]:

$$G_{RF}(S) = \frac{S^2 + \omega_0^2}{S^2 + 2\zeta_3 \omega_0 S + \omega_0^2} \quad (\text{II.20})$$

Portanto, a função de transferência modificada resultante da introdução de filtro rejeita-faixa é:

$$G_R(S) = G_M(S) G_{RF}(S) \quad (\text{II.21})$$

$$G_R(\omega) = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right]^{1/2}} \left[\frac{(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_1 \omega_c \omega)^2}{(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_1' \omega_c \omega)^2} \right]^{1/2} \cdot \left[\frac{(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_2 \omega_c \omega)^2}{(\omega_c^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_2' \omega_c \omega)^2} \right]^{1/2} \cdot \frac{|\omega_0^2 - \omega^2|}{[(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta_3 \omega_0 \omega)^2]^{1/2}} \quad (\text{II.22})$$

A curva da Fig. II.14 é obtida através da expressão (II.22)

para os valores dos parâmetros:

$$n = 7 ; \omega_c = \pi ; \omega_0 = 1,28\pi ; \zeta_1' = 0,27 ; \zeta_2' = 0,4 ;$$

$$\zeta_3' = 0,15 ; \zeta_1 \text{ para } K = 1 ; \zeta_2 \text{ para } K = 2.$$

Para cada valor de K tem-se a posição dos pólos de FPB de Butterworth. Neste caso, as modificações, isto é, deslocamento dos pólos de sua posição original se deram nos pólos situados nas posições:

$K = 1 ; K = 2$; conforme apresentada na Fig. II.11.

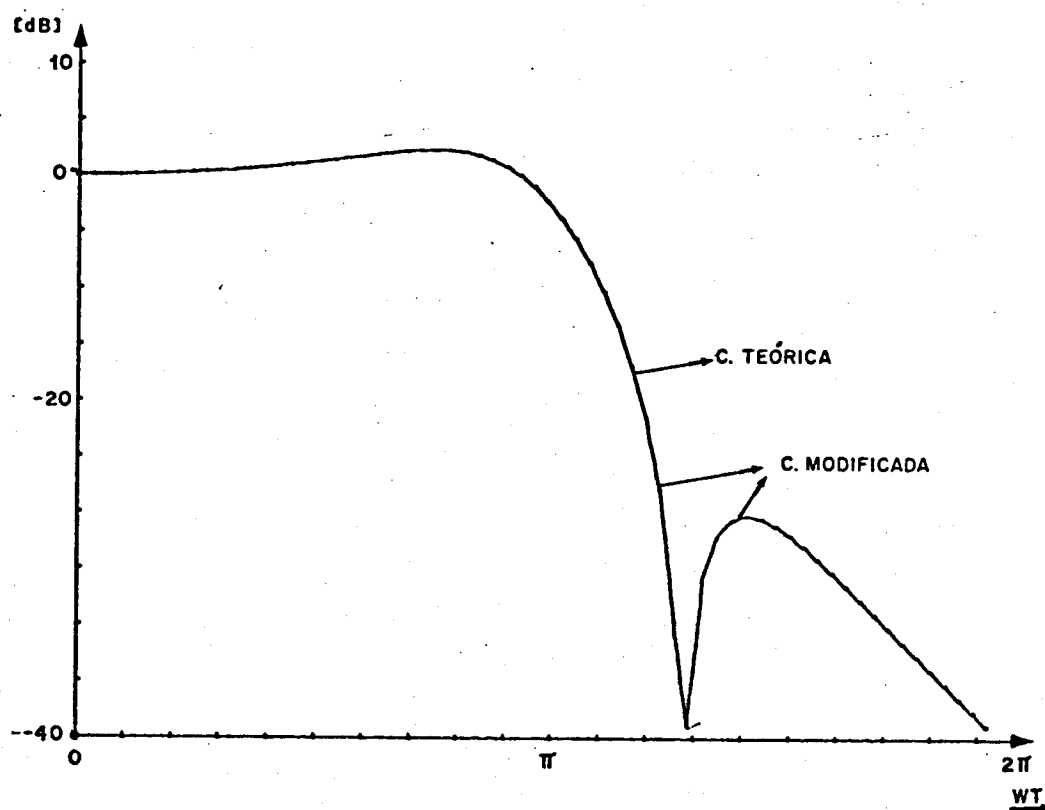


Fig. II.14 - Espectro de amplitude de $|H(\omega)|$ e $|G_R(\omega)|$

Conclusão: Obteve-se uma boa aproximação em toda banda passante, com uma atenuação de aproximadamente 30 dBs na banda de rejeição, o que é suficiente para uma boa resposta em amplitude.

II.10. SÍNTESE DA FUNÇÃO $G_R(S)$

A função de transferência modificada $G_R(S)$ pode ser escrita da seguinte forma:

$$G_R(S) = G_M(S_1) G_{RF}(S_2) \quad (\text{II.23})$$

onde:

$$G_M(S_1) = \frac{1}{(S_1^2 + 2\zeta_1' + 1)(S_1^2 + 2\zeta_2'S_1 + 1)(S_1^2 + 2\zeta_3S_1 + 1)(S_1 + \zeta_4)} \quad (\text{II.24})$$

Para os valores:

$$\zeta_1' = 0,4 ; \zeta_2' = 0,27 ; \zeta_3 = 0,901 ; \zeta_4 = 1,0 ;$$

$$\omega_c = \pi ; S_1 = S/\omega_c$$

resulta em:

$$G_M(S_1) = \frac{1}{S_1^7 + 4,1419S_1^6 + 8,9885S_1^5 + 12,9089S_1^4 + 12,9089S_1^3 + \dots} \dots$$

$$\dots \frac{1}{8,9885S_1^2 + 4,1419S_1 + 1} \quad (\text{II.25})$$

e para

$$G_{RF}(S_2) = \frac{S_2^2 + 1}{S_2^2 + 2\zeta_3'S_2 + 1} \quad (\text{II.26})$$

tomando os valores:

$$\zeta_3' = 0,15 ; S_2 = \frac{S}{\omega_0} ;$$

obtém-se:

$$G_{RF}(S) = \frac{S^2 + \omega_0^2}{S^2 + 0,3\omega_0^2 S + \omega_0^2} \quad (\text{II.27})$$

Sintetizando-se as expressões (II.25) e (II.27), cujos cálculos são apresentados nos Apêndices IIA e IIB, obtém-se o seguinte circuito elétrico apresentado na Fig. II.15.

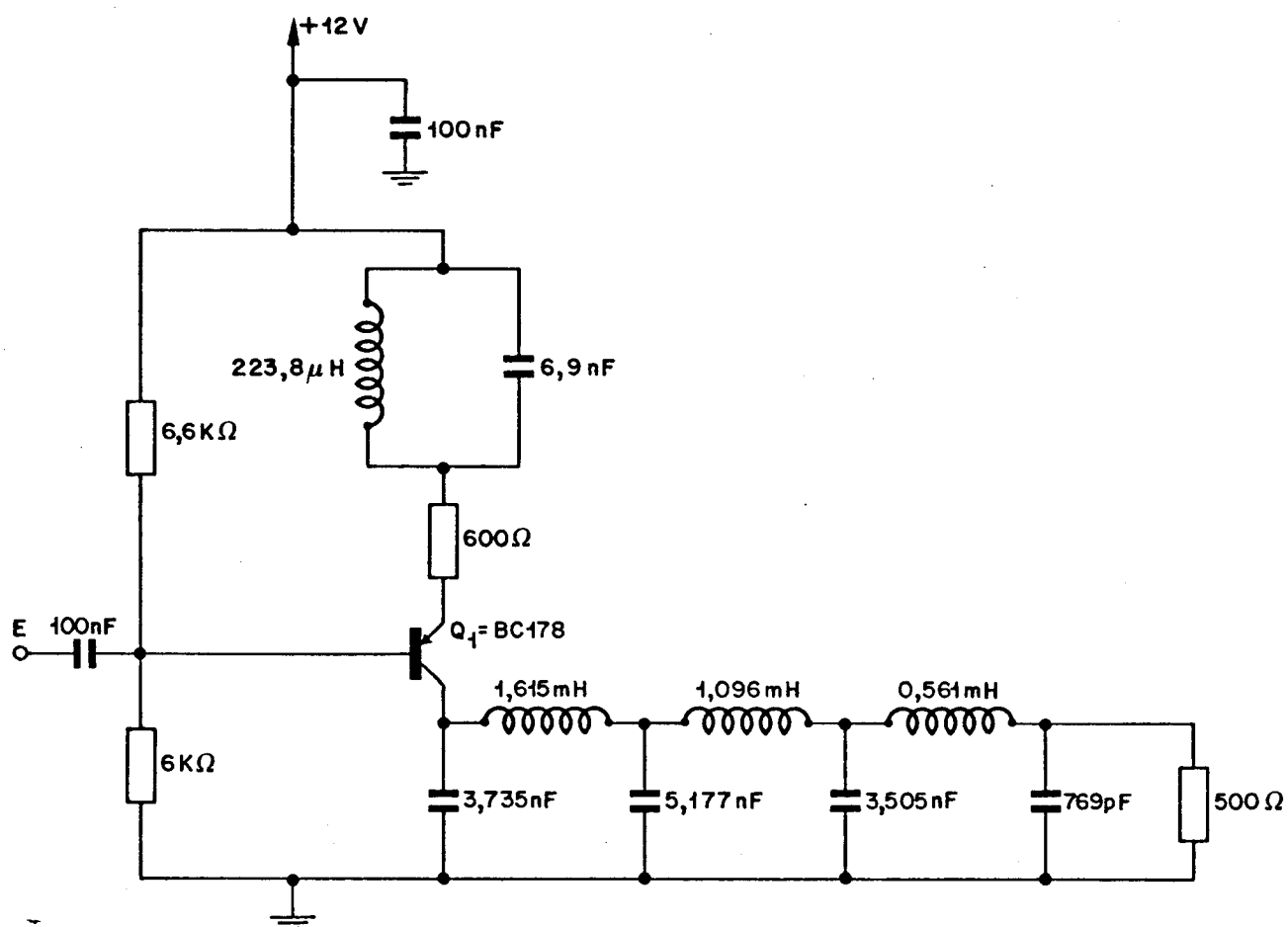


Fig. II.15 - Circuito elétrico do filtro $G_R(S)$

II.11. CIRCUITO PARA CORREÇÃO DE FASE

Na prática é geralmente incompatível a obtenção de uma boa aproximação em amplitude com uma característica de fase linear, se o circuito for de fase mínima. Esta aproximação é geralmente obtida em dois passos. Primeiro, é feita a aproximação em amplitude e depois a fase de Nyquist (equalização) de fase.

O filtro corretor de fase é um filtro passa-tudo, que associado ao $G_R(S)$ resulta em fase aproximadamente linear. A ordem do filtro é tanto maior quanto menos linear for a fase a ser corrigida.

Para o filtro implementado bastará um corretor de 3ª ordem [4].

O circuito corretor de fase é composto de dois estágios. O 1º estágio é um filtro passa-tudo com um pólo e um zero reais e o 2º estágio, dois pólos e dois zeros complexos.

1º Estágio de Filtro Passa-tudo

Sabe-se de [4], para o fator de excesso de faixa de 30%, que o pólo e zero do filtro passa-tudo são determinados pelos parâmetros:

$$C_0 = 0,395$$

onde:

$$C_0 = \frac{\alpha_0 T}{\pi} ;$$

- α_0 e α_0 são respectivamente pólo e zero do filtro;

T é o período de repetição dos pulsos.

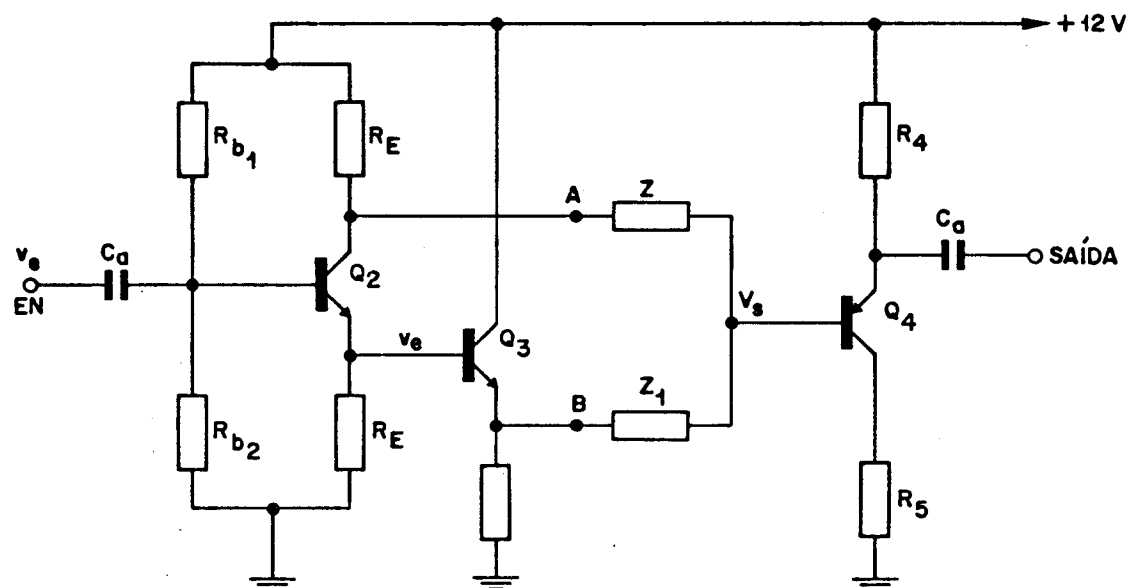


Fig. II.16 - Filtro passa-tudo

Circuito Equivalente do Filtro Passa-tudo

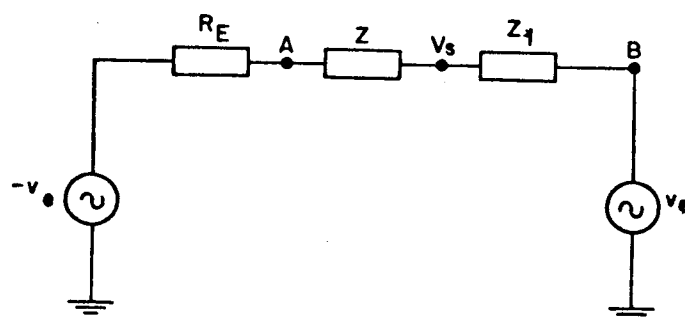


Fig. II.17 - Circuito equivalente do filtro passa-tudo

O filtro passa-tudo da Fig. II.16 pode ser representado pelo seguinte circuito equivalente da Fig. II.17.

Pela teoria dos circuitos, tem-se:

$$\frac{v_s}{v_e} = - \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{II.28})$$

onde

$$Z_2 = Z + R_E$$

Substituindo-se:

$$Z_1 = \frac{1}{sC}$$

$$Z_2 = R_1 + R_E$$

tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{v_s(s)}{v_e(s)} &= - \frac{\frac{1}{sC} - (R_1 + R_E)}{\frac{1}{sC} + (R_1 + R_E)} \\ &= \frac{s - \frac{1}{(R_1 + R_E)C}}{s + \frac{1}{(R_1 + R_E)C}} \quad (\text{II.29}) \end{aligned}$$

portanto, conclui-se que:

$$\alpha_0 = \frac{1}{(R_1 + R_E)C}$$

2º Estágio do Filtro Passa-tudo

Para o 2º estágio do filtro passa-tudo, tem-se [4] os parâmetros:

$$A_0 = 0,385$$

$$B_0 = 0,493$$

que correspondem respectivamente:

$$\alpha = \frac{\pi}{T} A_0$$

$$\beta = \frac{\pi}{T} B_0$$

e representam os pares de pólos complexos

$$-\alpha \pm j\beta$$

e pares de zeros complexos

$$\alpha \pm j\beta$$

Neste caso, basta substituir por:

$$Z_1 = SL + \frac{1}{SC}$$

$$Z_2 = R_1 + R_E$$

na eq. (II.28), o que resulta em:

$$\frac{v_s(s)}{v_e(s)} = - \frac{s^2 - \frac{R}{L} s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L} s + \frac{1}{LC}} \quad (\text{II.30})$$

onde tem-se:

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\beta = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\zeta = \frac{R}{2\sqrt{L/C}}$$

II.12. RESULTADOS

Na Fig. II.19 apresenta-se o esquema elétrico do filtro conformador de amplitude e equalizador de fase.

As curvas da Fig. II.18 representam uma comparação da resposta em amplitude teórica do filtro e a resposta em amplitude prática do circuito implementado.

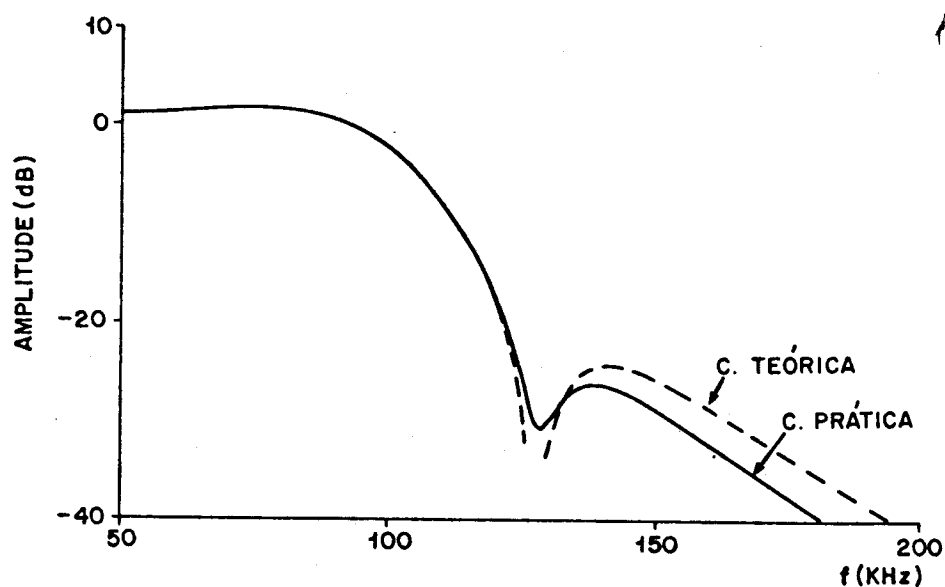
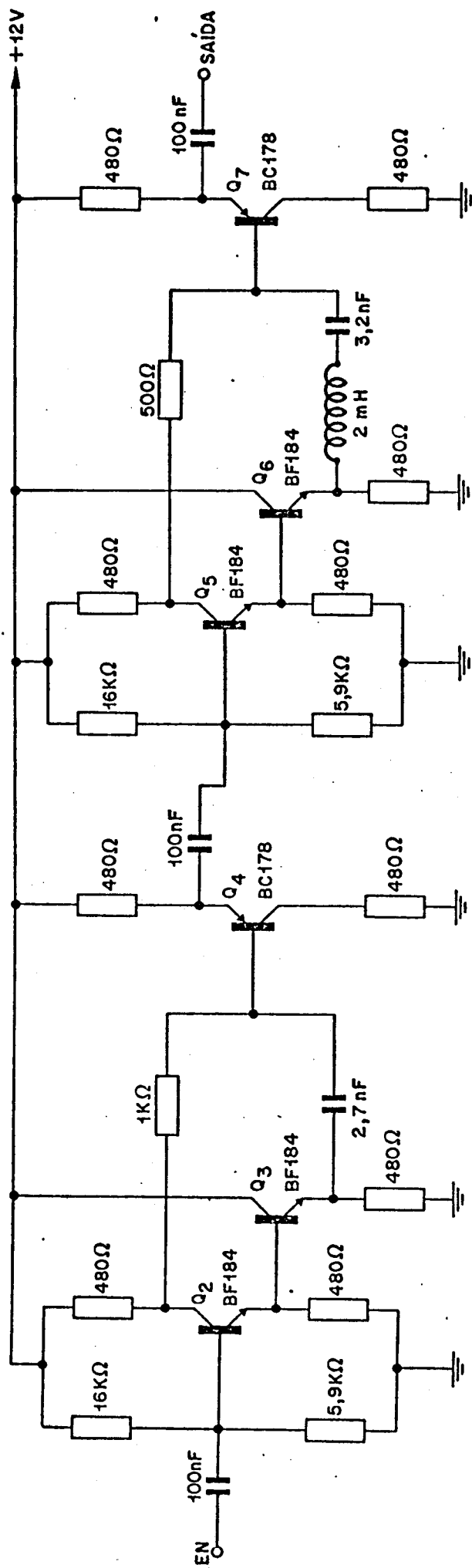
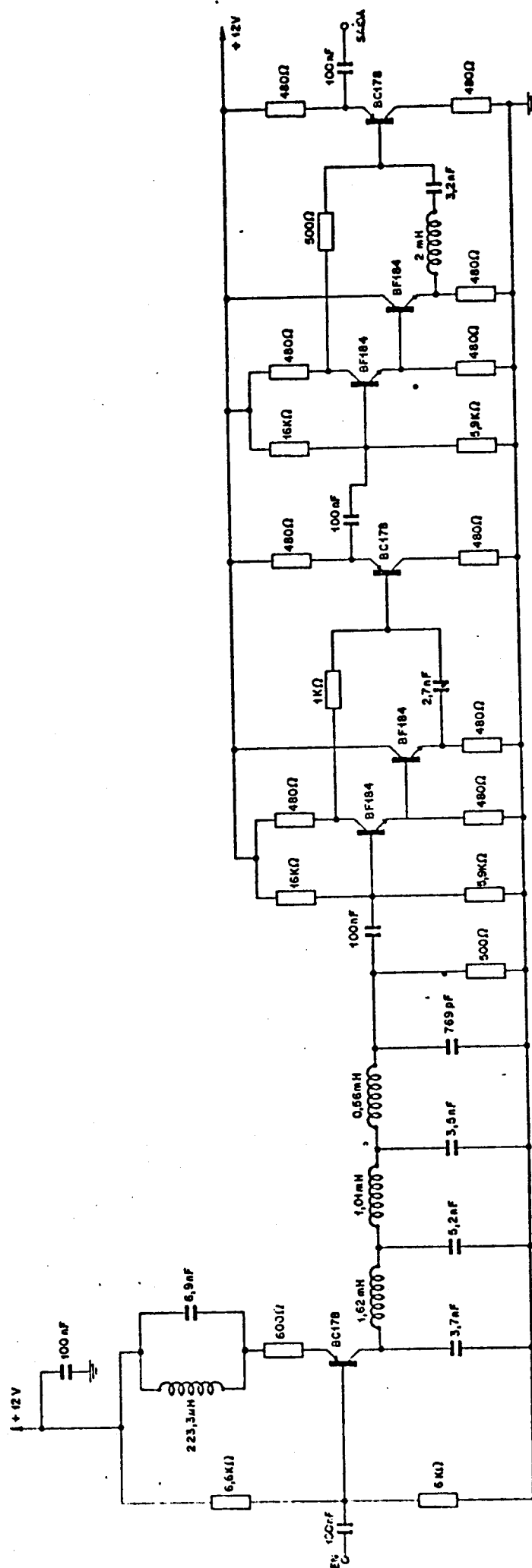


Fig. II.18 - Resposta em amplitude do circuito teórico e prático



(a)



(b)

Fig. II.19 - a) Equalizador de fase

b) Filtro conformador de amplitude e equalizador de fase

Nas figuras abaixo, tem-se as formas de onda (oscilogramas) do circuito implementado nos seguintes pontos indicados no diagrama de blocos da Fig. II.20.

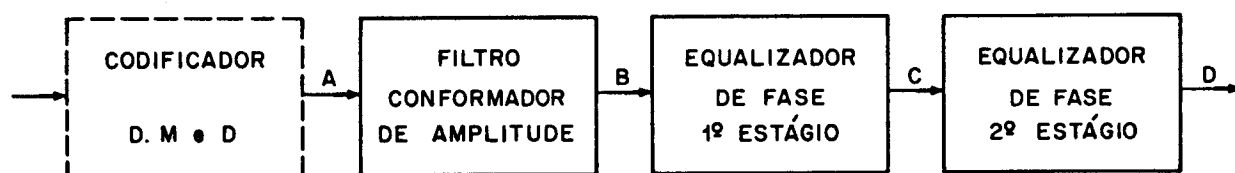
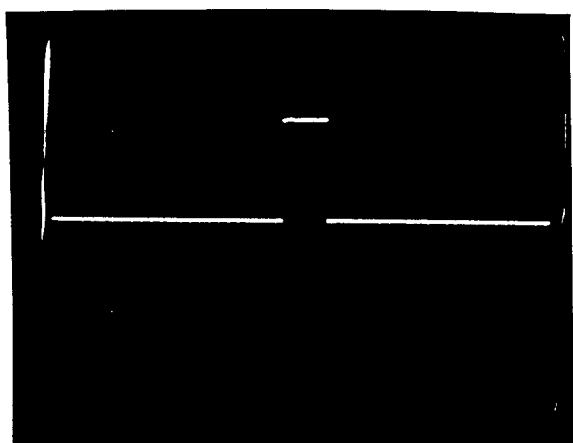


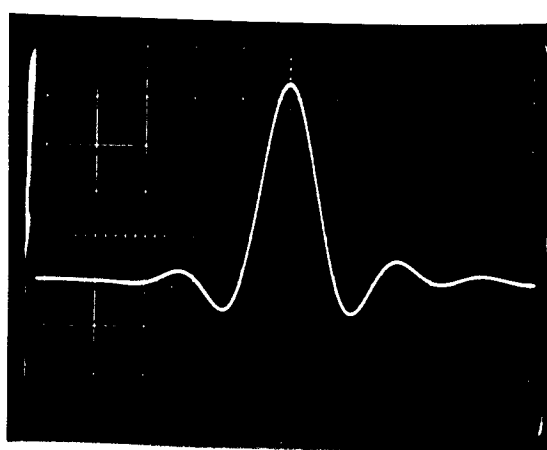
Fig. II.20 - Diagrama de blocos do circuito implementado

OSCILOGRAMAS

Pulsos isolados



(a)



(b)

Fig. II.21 - a) Pulso isolado retangular no ponto A
b) pulso retangular transformado em pulso tipo co-seno levantado, no ponto D

Pulso Duobinário Modificado

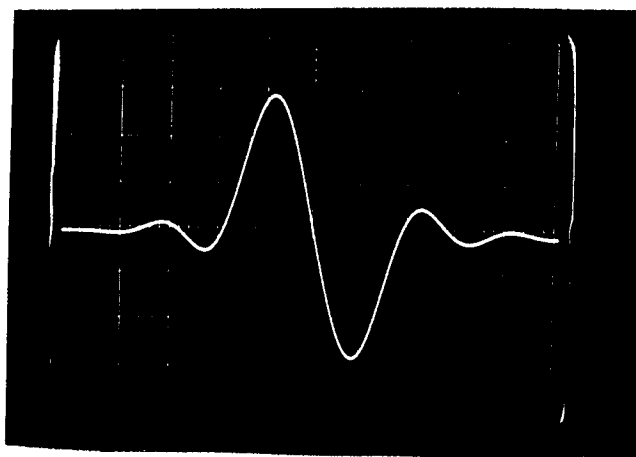


Fig. II.22 - Pulso DM no ponto D

Pulso Duobinário

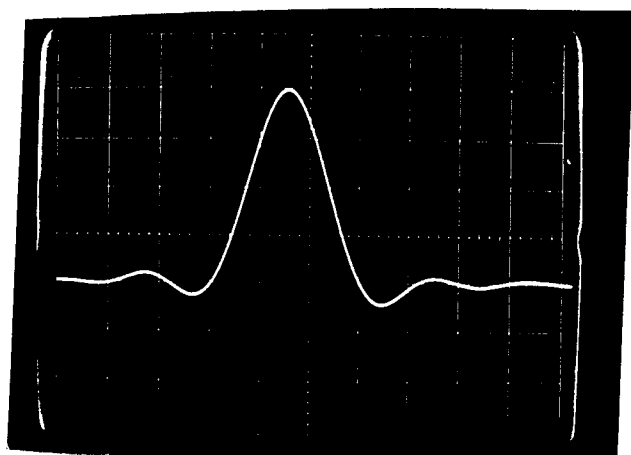
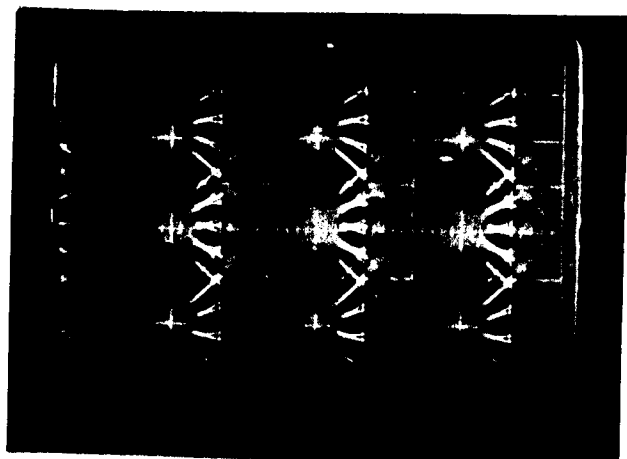
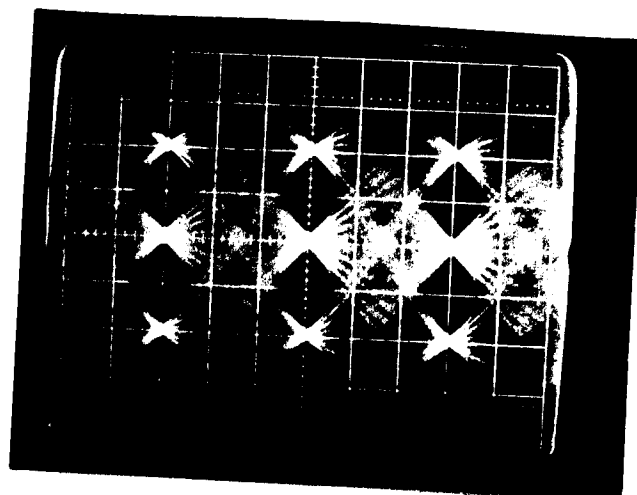


Fig. II.23 - Pulso D no ponto D

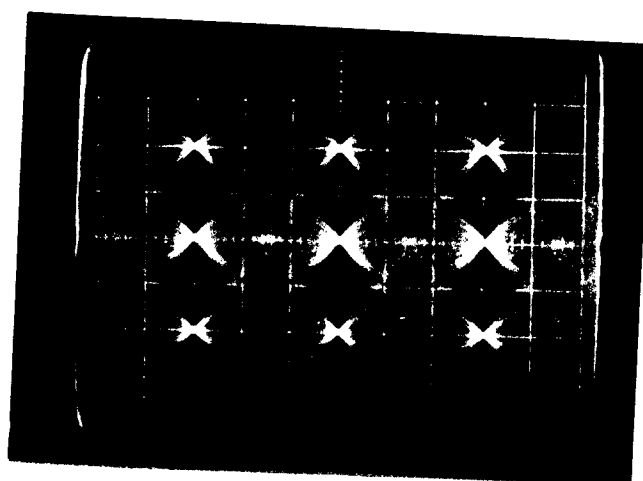
Diagrama de Olho do Pulso DM



(a)



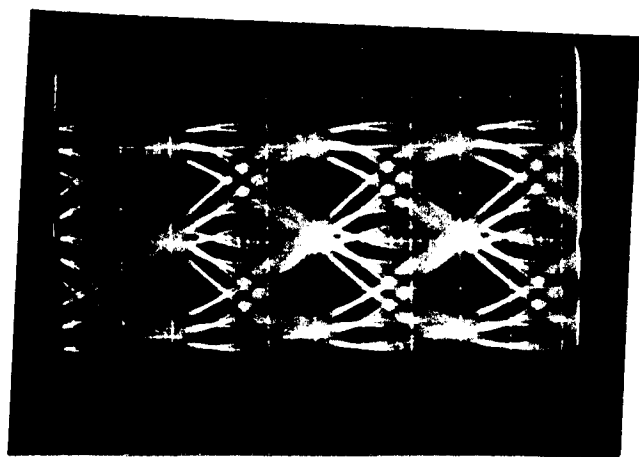
(b)



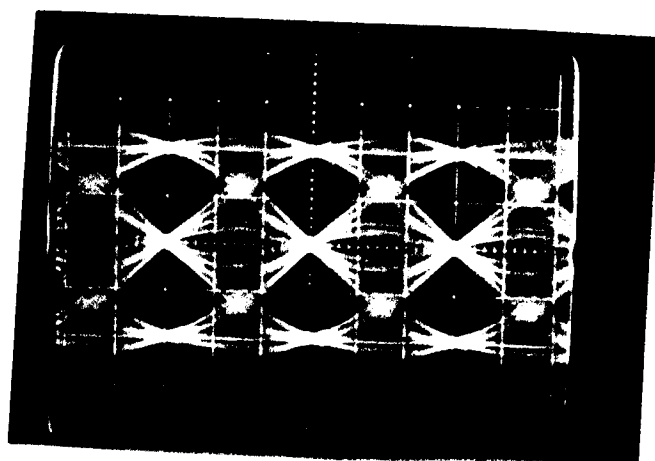
(c)

Fig. II.24 - a) diagrama de olho do pulso DM no ponto B
 b) diagrama de olho do pulso DM no ponto C
 c) diagrama de olho do pulso DM no ponto D

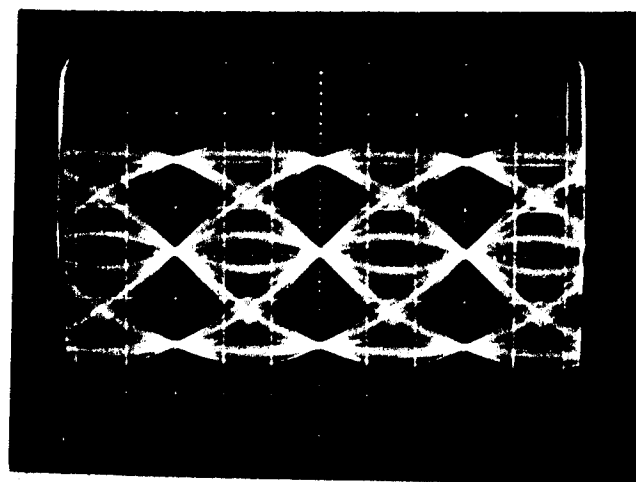
Diagrama de Olho do Pulso D



(a)



(b)



(c)

Fig. II.25 - a) diagrama de olho do pulso D no ponto B
b) diagrama de olho do pulso D no ponto C
c) diagrama de olho do pulso D no ponto D

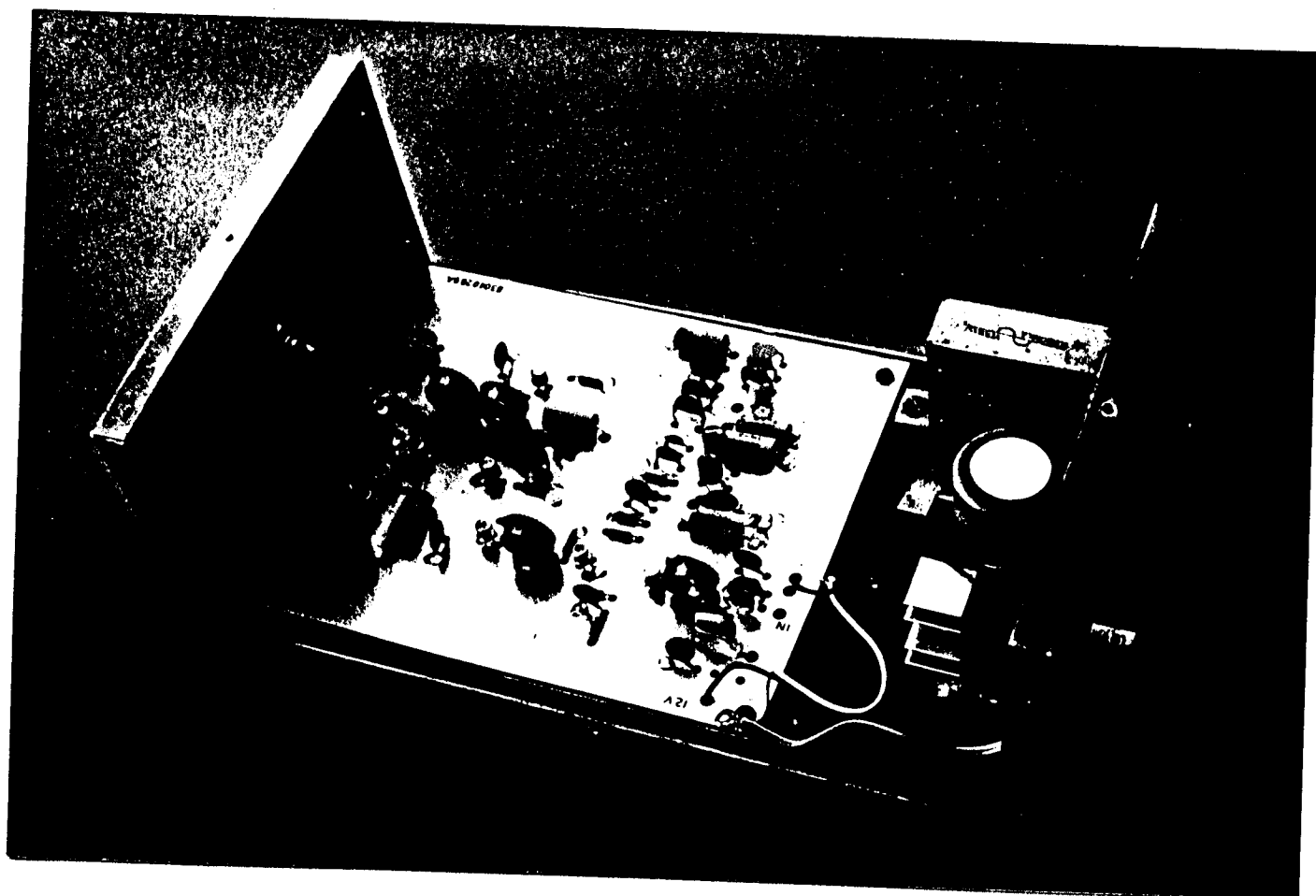
Circuito Implementado

Fig. II.26 - Filtro conformador de amplitude e equalizador de fase

CAPÍTULO III

DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO DE UMA TÉCNICA DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO

III.1. INTRODUÇÃO

O sinal de relógio pode ser obtido a partir da própria sequência de pulsos recebidos, aplicando-se uma parte da onda de trem de pulsos a um circuito sintonizado na frequência de repetição dos pulsos.

III.2. EXTRAÇÃO DE RELÓGIO

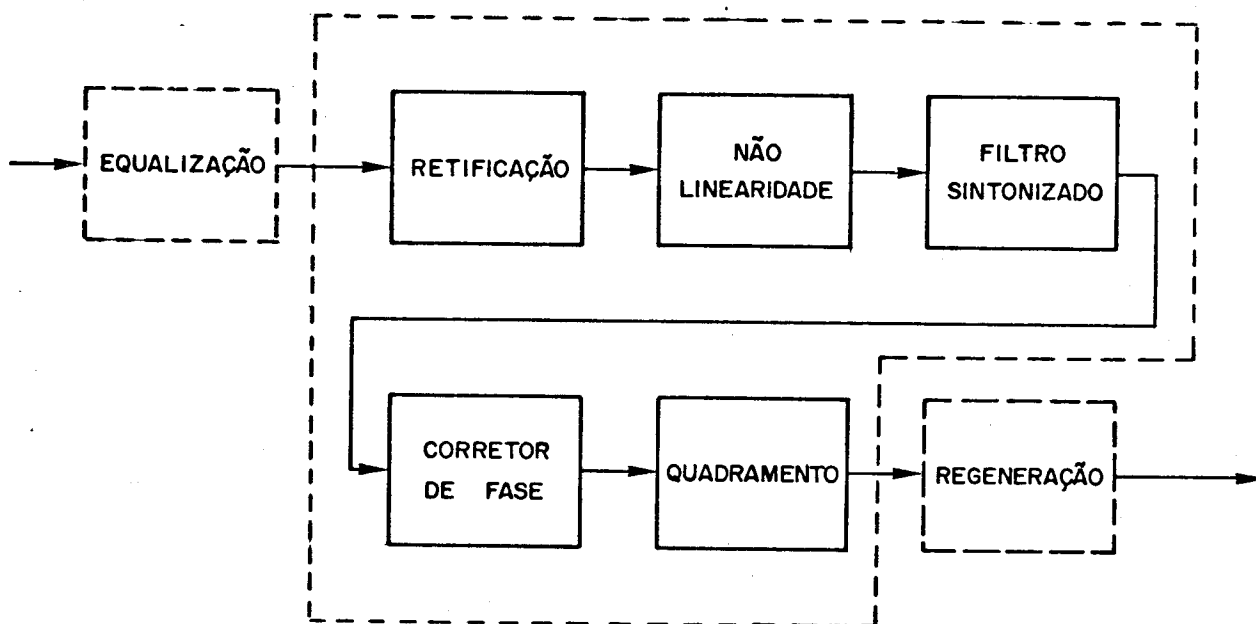


Fig. III.1 - Diagrama de blocos de um circuito de extração de relógio

O sinal equalizado é primeiro retificado, a seguir submetido a não-linearidade (ceifamento e saturação) e o sinal resultante é enviado a um filtro de faixa estreita centrada na frequência de repetição dos pulsos.

O filtro é constituído de um circuito sintonizado com Q (fator de qualidade) suficientemente elevada, a fim de manter-se em oscilação na frequência desejada durante os intervalos da não ocorrência dos pulsos. Na saída do filtro tem-se uma senoide modulada em amplitude e com certa modulação de fase (tremor), praticamente inevitável. A modulação de amplitude é eliminada por um circuito de quadramento resultando em uma onda quadrada, que é o sinal de relógio propriamente dito.

III.3. TREM DE PULSOS: DM e D

O trem de pulsos na entrada do circuito de extração de relógio é da forma:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) \quad (\text{III.1})$$

Para o sistema duobinário modificado tem-se:

$$x(t) = p(t) - p(t-2T)$$

e para o sistema duobinário

$$x(t) = p(t) + p(t-T)$$

onde

$p(t)$ corresponde a pulso do tipo co-seno levantado;

a_n é uma variável aleatória que assume valores (± 1) , Além disso, a_n e a_{n+k} são variáveis aleatórias independentes para $K \neq 0$.

T é o período de repetição dos pulsos.

III.4. CONSIDERAÇÕES SOBRE O SINAL $S(t)$

O pulso DM $x(t)$, como visto no Capítulo II, é um pulso assimétrico em relação a $t = 0$. Desta forma, para um dado pulso de referência, toma-se a contribuição de pulsos interferentes ocorrendo em $(K+2)$ janelas temporais anteriores e K janelas temporais posteriores para manter a simetria da interferência entre símbolos (IES). Limita-se o número de interferentes, pois $x(t)$, sendo um pulso com decaimento senoidal, a partir de um determinado período a IES torna-se desprezível. Portanto, o sinal duobinário modificado será considerado, para desenvolvimento analítico da obtenção do sinal de relógio, como sendo:

$$S(t) = \sum_{n=-(K+2)}^K a_n x(t-nT) \quad (\text{III.2})$$

onde

K é um número inteiro;

a_n representa a amplitude dos pulsos;

$a_0 x(t)$ é o pulso de referência.

Considerando-se $K = 2$, obtém-se $2^7 = 128$ possibilidades de ocorrência da sequência de pulsos $S(t)$. Este limite foi escolhido comparando-se com cálculos de potência do tremor realizados para $K = 3$ e 4 , resultando em erros da ordem 10^{-6} , donde conclui-se que o limite $K = 2$ está suficientemente próximo da convergência.

Na Tabela III.1 são apresentadas as 128 sequências possíveis. Estas sequências são obtidas associando-se a amplitude $a_n = -1$ ao dígito binário zero e $a_n = 1$ ao dígito binário 1. Como são considerados termos interferentes sobre uma referência, tem-se uma sequência de 7 bits, o que formará $2^7 = 128$ combinações de sequência possíveis de 7 bits. O número da sequência corresponde a representação decimal do número binário, isto é, a sequência zero corresponde o binário 0000000 ou -1-1-1-1-1-1-1, a sequência 1 corresponde 0000001 ou -1-1-1-1-1-1-11, etc.

O primeiro bit menos significativo corresponde à amplitude a_2 ; o 2º a a_1 ; o 3º a a_0 ; o 4º a a_{-1} ; o 5º a a_{-2} , o 6º a a_{-3}

Tabela III.1

NSE0	A(-4)	A(-3)	A(-2)	A(-1)	A(0)	A(1)	A(2)	NSE0	A(-4)	A(-3)	A(-2)	A(-1)	A(0)	A(1)	A(2)
0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	54	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	55	1	-1	-1	-1	-1	-1	1
2	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	56	1	-1	-1	-1	-1	1	-1
3	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	57	1	-1	-1	-1	-1	1	1
4	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	58	1	-1	-1	-1	1	-1	1
5	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	59	1	-1	-1	-1	1	-1	1
6	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	60	1	-1	-1	-1	1	-1	1
7	-1	-1	-1	-1	1	1	1	61	1	-1	-1	-1	1	1	-1
8	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	62	1	-1	-1	-1	1	1	1
9	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	63	1	-1	-1	1	-1	-1	-1
10	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	64	1	-1	-1	1	-1	-1	1
11	-1	-1	-1	1	-1	1	1	65	1	-1	-1	1	-1	1	-1
12	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	66	1	-1	-1	1	-1	1	1
13	-1	-1	-1	1	1	-1	1	67	1	-1	-1	1	1	-1	-1
14	-1	-1	-1	1	1	1	-1	68	1	-1	-1	1	1	-1	1
15	-1	-1	-1	1	1	1	1	69	1	-1	-1	1	1	1	-1
16	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	70	1	-1	1	1	1	1	1
17	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	71	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
18	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	72	1	-1	1	-1	-1	-1	1
19	-1	-1	1	-1	-1	1	1	73	1	-1	1	-1	-1	1	-1
20	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	74	1	-1	1	-1	-1	1	1
21	-1	-1	1	-1	1	-1	1	75	1	-1	1	-1	-1	1	1
22	-1	-1	1	-1	1	1	-1	76	1	-1	1	-1	-1	1	1
23	-1	-1	1	-1	1	1	1	77	1	-1	1	-1	-1	1	-1
24	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	78	1	-1	1	-1	-1	1	1
25	-1	-1	1	1	-1	-1	1	79	1	-1	1	-1	-1	1	-1
26	-1	-1	1	1	-1	1	-1	80	1	-1	1	-1	-1	1	1
27	-1	-1	1	1	-1	1	1	81	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
28	-1	-1	1	1	1	-1	-1	82	1	-1	1	-1	-1	-1	1
29	-1	-1	1	1	1	-1	1	83	1	-1	1	-1	-1	1	-1
30	-1	-1	1	1	1	1	-1	84	1	-1	1	-1	-1	1	1
31	-1	-1	1	1	1	1	1	85	1	-1	1	-1	-1	1	-1
32	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	86	1	-1	1	-1	-1	1	1
33	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	87	1	-1	1	-1	-1	1	1
34	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	88	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
35	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	89	1	-1	1	-1	-1	-1	1
36	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	90	1	-1	1	-1	-1	-1	-1
37	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	91	1	-1	1	-1	-1	-1	1
38	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	92	1	-1	1	-1	-1	-1	1
39	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	93	1	-1	1	-1	-1	-1	1
40	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	94	1	-1	1	-1	-1	-1	1
41	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	95	1	-1	1	-1	-1	-1	1
42	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	96	1	-1	1	-1	-1	-1	1
43	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	97	1	-1	1	-1	-1	-1	1
44	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	98	1	-1	1	-1	-1	-1	1
45	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	99	1	-1	1	-1	-1	-1	1
46	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	100	1	-1	1	-1	-1	-1	1
47	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	101	1	-1	1	-1	-1	-1	1
48	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	102	1	-1	1	-1	-1	-1	1
49	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	103	1	-1	1	-1	-1	-1	1
50	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	104	1	-1	1	-1	-1	-1	1
51	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	105	1	-1	1	-1	-1	-1	1
52	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	106	1	-1	1	-1	-1	-1	1
53	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	107	1	-1	1	-1	-1	-1	1
54	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	108	1	-1	1	-1	-1	-1	1
55	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	109	1	-1	1	-1	-1	-1	1
56	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	110	1	-1	1	-1	-1	-1	1
57	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	111	1	-1	1	-1	-1	-1	1
58	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	112	1	-1	1	-1	-1	-1	1
59	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	113	1	-1	1	-1	-1	-1	1
60	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	114	1	-1	1	-1	-1	-1	1
61	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	115	1	-1	1	-1	-1	-1	1
62	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	116	1	-1	1	-1	-1	-1	1
63	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	117	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								118	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								119	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								120	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								121	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								122	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								123	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								124	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								125	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								126	1	-1	1	-1	-1	-1	1
								127	1	-1	1	-1	-1	-1	1

e o 7º bit a a_{-4} .

Verifica-se que cada uma destas sequências tem a sua correspondente sequência inversa. Como a técnica de extração de relógio apresenta uma pré-retificação do sinal, bastará portanto, analisar o comportamento de 64 sequências.

Na Fig. III.2 tem-se as formas de onda do sinal $S(t)$ do sistema DM, para algumas das sequências da Tab. III.1.

Para o sistema D, tomando-se um dado pulso de referência, considera-se a contribuição de pulsos interferentes ocorrendo em $(K+1)$ janelas temporais anteriores e K janelas temporais posteriores. Considera-se para este caso:

$$S(t) = \sum_{n=-(K+1)}^K a_n x(t-nT) \quad (\text{III.3})$$

onde

a_n é a amplitude dos pulsos;

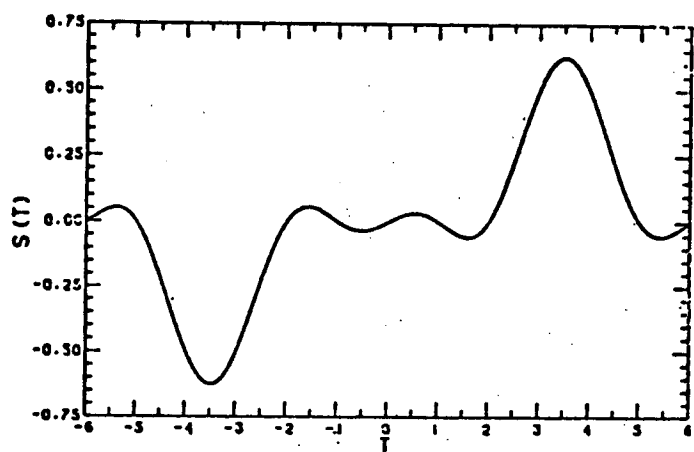
$K = n^\circ$ inteiro ;

T é o período de repetição dos pulsos

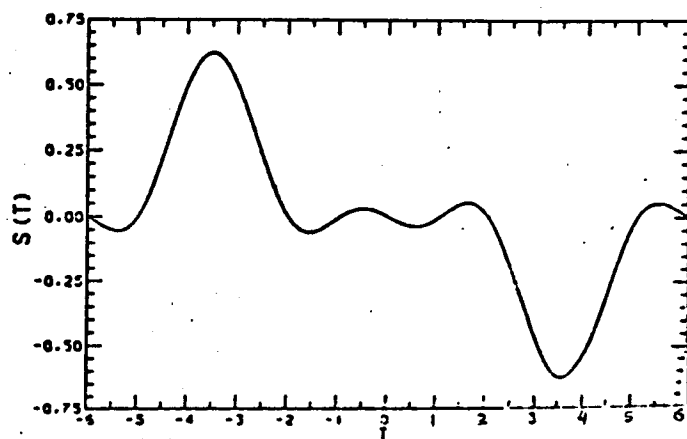
Neste caso, toma-se também $K=2$, o que resulta em 64 sequências possíveis de ocorrência. As considerações feitas ao sistema DM valem também para este sistema.

III.5. NÃO-LINEARIDADE

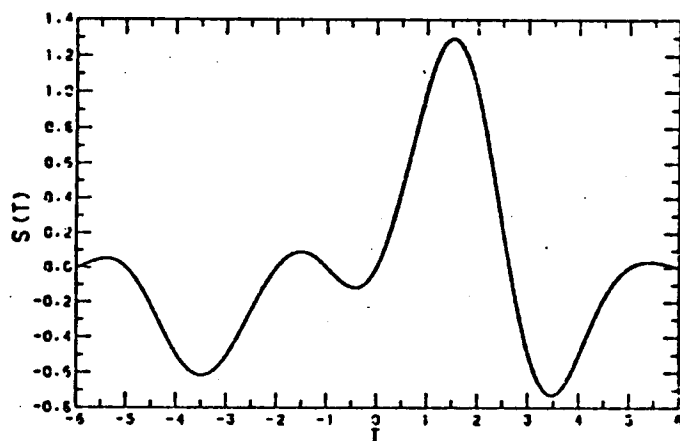
A não-linearidade utilizada consiste no ceifamento seguida de saturação do sinal $S(t)$. Os limiares de ceifamento e de saturação são apresentados como porcentagem das amplitudes dos pulsos. Um dos objetivos desse trabalho é estudar a variação do desempenho do sistema de extração de relógio em função da posição dos limiares.



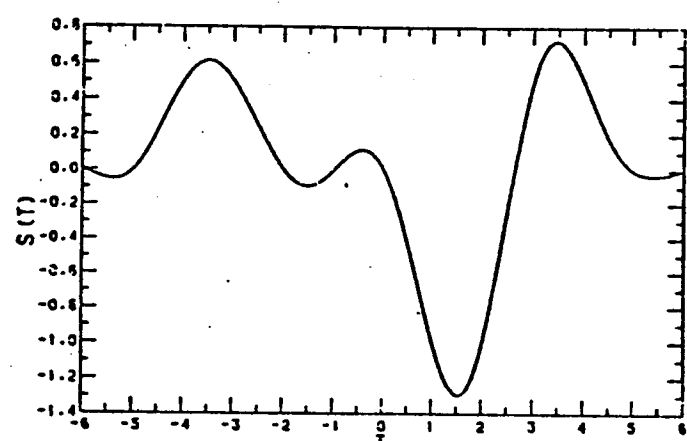
NSEQ = 0



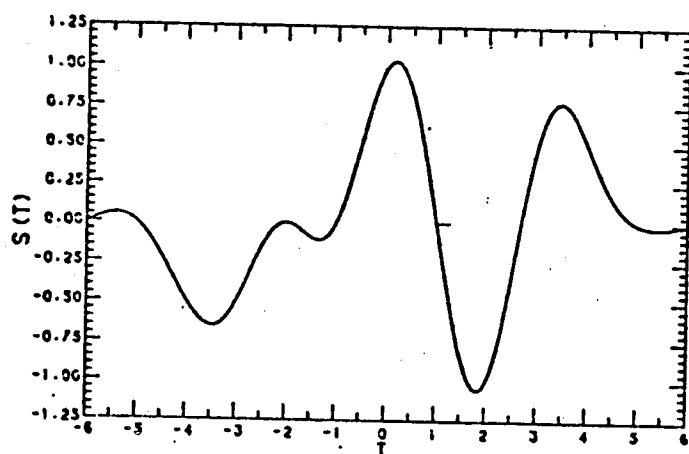
NSEQ = 127



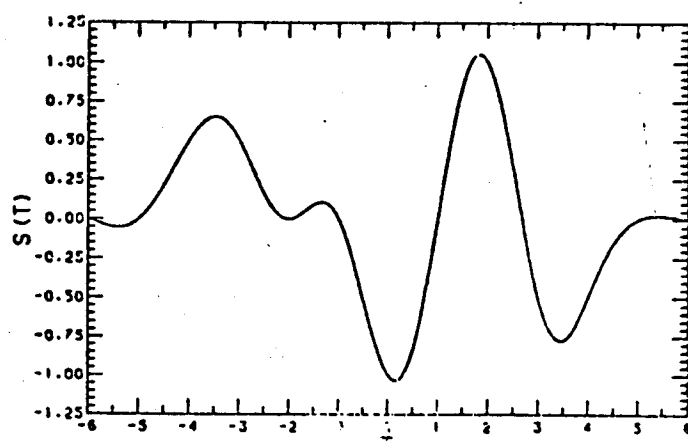
NSEQ = 2



NSEQ = 125



NSEQ = 4



NSEQ = 123

Fig. III.2 - Sinais $S(t)$; NSEQ = 0, 2 e 4 são simétricos a NSEQ = 127, 125 e 123, respectivamente

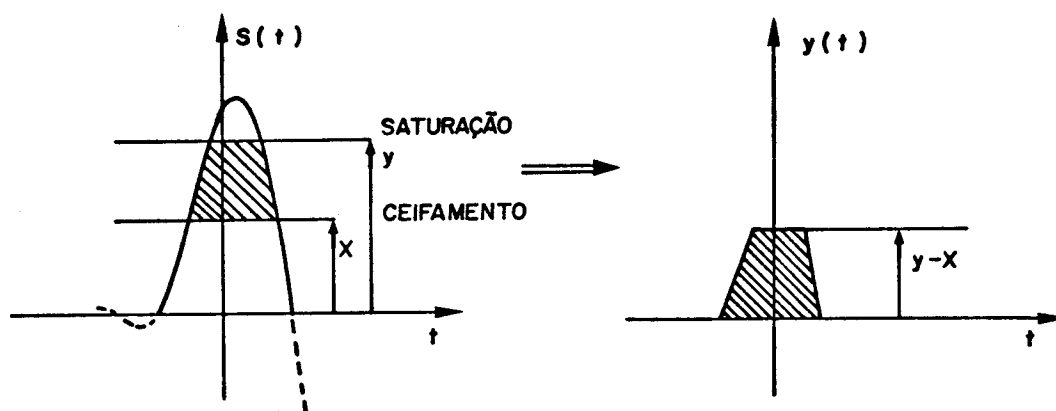


Fig. III.3 - Não-linearidade

Na figura acima tem-se o sinal $S(t)$ com limiares de ceifamento e saturação e o sinal $y(t)$ resultante da operação de não-linearidade.

III.6. FILTRO A CRISTAL

Após ceifamento e saturação, é necessário submeter-se o sinal resultante a um filtro de banda-estreita, isto é, de alto Q (fator de qualidade), sintonizado na taxa de repetição dos pulsos. Por apresentar um alto Q , baixo consumo, simplicidade e ótimo desempenho, utiliza-se uma filtragem baseada na ressonância série do cristal.

O circuito equivalente de um filtro a cristal é apresentado na Fig. III.4, ou pode ser representado também como um circuito RLC como o mostrado na Fig. III.5.

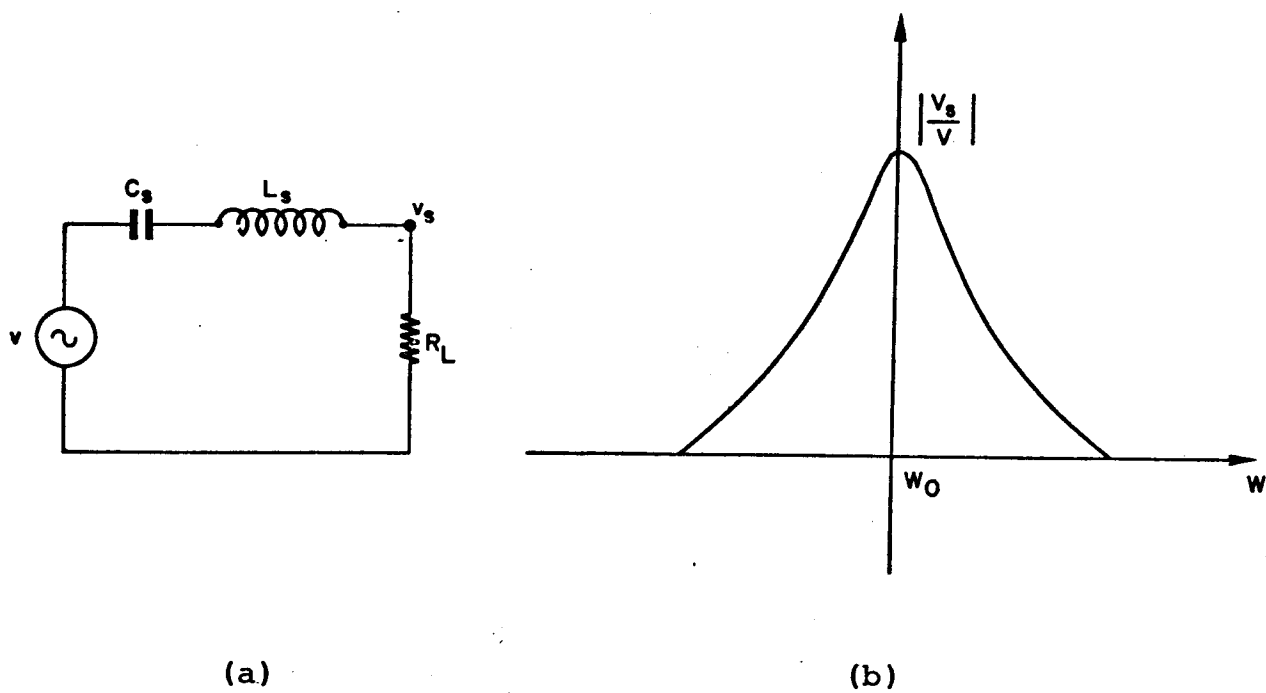


Fig. III.4 - a) Circuito equivalente de um filtro a cristal
b) Correspondente resposta de amplitude

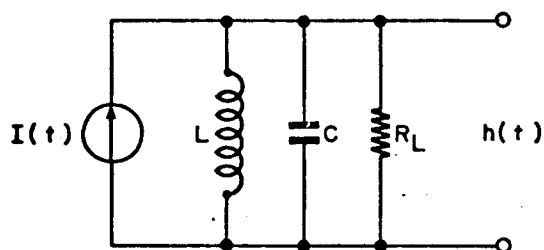


Fig. III.5 - Circuito equivalente RLC

III.7. RESPOSTA DO FILTRO RLC A UM IMPULSO

O circuito equivalente RLC da Fig. III.5 apresenta o seguinte comportamento elétrico:

$$i(t) = C \frac{dh(t)}{dt} + \frac{h(t)}{R} + \frac{1}{L} \int h(t) dt \quad (\text{III.4})$$

Para as condições iniciais todas nulas e aplicando-se a transformada de Laplace na eq. (III.4), obtém-se:

$$I(S) = H(S)SC + \frac{H(S)}{R} + \frac{H(S)}{SL} \quad (\text{III.5})$$

Como se deseja a resposta do circuito a um impulso, considera-se $i(t)$ como sendo um impulso unitário $\delta(t)$; desta maneira, tem-se:

$$I(S) = \mathcal{L}(\delta(t)) = 1 \quad (\text{III.6})$$

Substituindo-se a eq. (III.6) e (III.5) tem-se:

$$H(S) = \frac{1}{C} \frac{S}{S^2 + \frac{1}{RC} S + \frac{1}{LC}} \quad (\text{III.7})$$

que é a função de transferência do filtro.

Da função característica

$$S^2 + \frac{1}{RC} S + \frac{1}{LC} = 0 \quad (\text{III.8})$$

obtém-se os pólos

$$S_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (\text{III.9})$$

onde tem-se também:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III.10})$$

que é a frequência de ressonância do filtro e

$$Q = 2\pi f_r RC \quad (\text{III.11})$$

fator de qualidade do filtro.

Para que a resposta do filtro seja oscilatória, a componente complexa das raízes deve ser bastante grande, portanto faz-se:

$$\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 \ll \frac{1}{LC} \quad (\text{III.12})$$

Substituindo-se a eq. (III.11) em (III.9), obtém-se:

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\frac{1}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right)} \\ &= -\frac{\pi f_r}{Q} \pm j 2\pi f_0 \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

onde

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (\text{III.14})$$

que é a frequência natural de oscilação.

Para

$$\frac{1}{4Q^2} \ll 1 \quad (\text{III.15})$$

tem-se:

$$f_0 \approx f_r \quad (\text{III.16})$$

A função de transferência $H(S)$ pode ser escrita da forma:

$$H(S) = \frac{1}{C} \frac{S}{(S - S_1)(S - S_2)} \quad (\text{III.17})$$

onde

$$S_1 = -\frac{\pi f_r}{Q} + j2\pi f_0 \quad (\text{III.18})$$

e

$$S_2 = -\frac{\pi f_r}{Q} - j2\pi f_0 \quad (\text{III.19})$$

cuja transformada inversa é dada por:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{C} \frac{S_2 e^{S_2 t} - S_1 e^{S_1 t}}{S_2 - S_1} \\ &= R_e \left[\frac{1}{C} \left(1 + \frac{j}{2Q} \right) e^{-\eta t} e^{j2\pi f_0 t} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

onde

$$\eta = \frac{\pi f_0}{Q} \quad (\text{III.21})$$

ou

$$h(t) = R_e [cte e^{-\eta t} e^{j2\pi f_0 t}] \quad \text{para } Q \gg 1 \quad (\text{III.22})$$

III.8. IMPULSO EQUIVALENTE

As formas de onda que excitam o filtro de extração de relógio não são um impulso e sim pulsos de largura finita. Devido a interferência entre símbolos, os pulsos também não apresentam formatos iguais, nem são simétricos em relação ao instante nominal de

ocorrência. Portanto, não se pode recorrer diretamente dos resultados obtidos anteriormente, sob pena de incorrer-se em erros, pois os pulsos que excitam o filtro não são equivalentes a impulsos iguais, repetindo-se a uma taxa de $1/T$.

Para analisar a resposta do filtro a cada uma dessas formas de pulso, introduz-se o conceito de impulso equivalente [5]. Este consiste em transformar cada forma de pulso em um impulso equivalente, com amplitude e fase tal que, ao excitar o filtro, resulte na mesma resposta do pulso.

Na Fig. III.6 tem-se a representação de um pulso por um impulso equivalente.

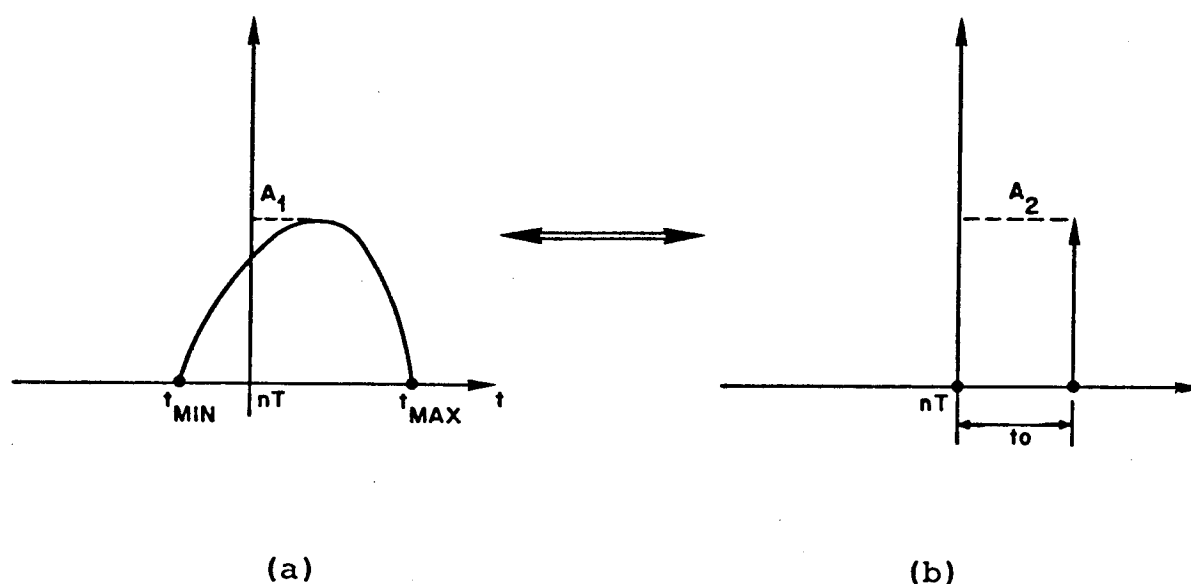


Fig. III.6 - a) Representação de um pulso
b) Um impulso equivalente

III.9. OBTENÇÃO DE IMPULSO EQUIVALENTE COMPLEXO

A Fig. III.7 representa o diagrama de blocos do filtro

de extração de relógio, cuja resposta impulsiva é $h(t)$. Na sua entrada tem-se o sinal $y(t)$, obtida na saída da não-linearidade e $C(t)$ o sinal senoidal de relógio.

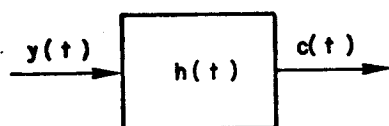


Fig. III.7 - Filtro de extração de relógio

O sinal $y(t)$ da Fig. III.8 corresponde apenas à parte de $S(t)$ processada pela não-linearidade que está entre $(-T/2$ e $T/2)$. É possível que para algumas sequências e limiares particulares $S(t)$ processado tenha valores não nulos fora do intervalo $(-T/2$ e $T/2)$. Estes valores serão computados automaticamente pois farão parte dos pulsos $y(t)$ associados a outras sequências. Assim, $t_{\min} > -T/2$ e $t_{\max} < T/2$. É possível também que $y(t) = 0$ para várias sequências.

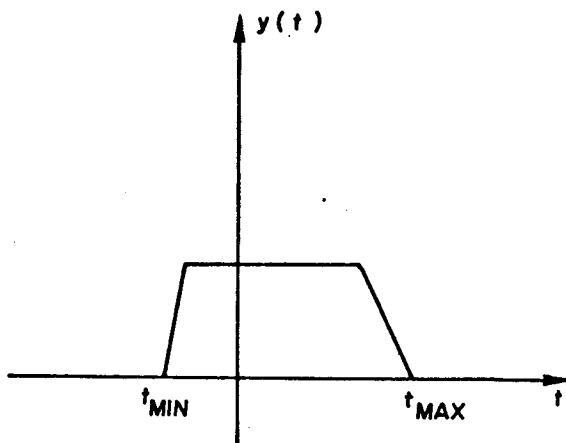


Fig. III.8 - Sinal $S(t)$ após não-linearidade

O sinal $C(t)$ é representado analiticamente como convolução de $y(t)$ com $h(t)$, ou seja:

$$\begin{aligned} C(t) &= y(t) * h(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau) h(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Substituindo-se (III.22) na forma complexa e tomando a cte.=1 em (III.23) tem-se:

$$C(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau) e^{-\eta(t-\tau)} e^{j2\pi f_0(t-\tau)} u(t-\tau) d\tau \quad (\text{III.24})$$

Depois do término da extração, isto é, $t > t_{\max}$ tem-se:

$$\begin{aligned} C(t) &= e^{(-\eta+j2\pi f_0)t} \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} y(\tau) e^{(\eta-j2\pi f_0)\tau} d\tau \\ &= e^{(-\eta+j2\pi f_0)t} A e^{j\theta} \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

onde

$$A e^{j\theta} = \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} y(\tau) e^{(\eta-j2\pi f_0)\tau} d\tau \quad (\text{III.26})$$

o qual denomina-se de um impulso equivalente complexo de amplitude A e fase θ .

III.10. RESPOSTA DO FILTRO A UMA SEQUÊNCIA DE IMPULSOS

Da eq.(III.26), podem ser calculados os impulsos equiva

lentes relacionados a cada forma de pulso. Desta maneira, pode -
-se considerar o sinal $y(t)$ na entrada do filtro de extração de
relógio, como uma sequência de impulsos expressa da seguinte ma-
neira:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} \delta(t-nT) \quad (\text{III.27})$$

Substituindo-se a eq. (III.27) em (III.23), obtém-se a seguinte
resposta:

$$\begin{aligned} C(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} \delta(t-nT) * h(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} h(t-nT) \\ C_1(t) &= R_e \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} e^{j2\pi f_0(t-nT)} e^{-\eta(t-nT)} u(t-nT) \right] \\ &= R_e \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} e^{j2\pi f_0 t} g(t-nT) \right] \quad (\text{III.28}) \end{aligned}$$

onde:

$$g(t-nT) = e^{-\eta(t-nT)} u(t-nT) \quad (\text{III.29})$$

Tomando-se:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} g(t-nT) = A(t) e^{j\theta(t)} \quad (\text{III.30})$$

obtém-se a seguinte resposta do filtro ao trem de impulso equi-
valente complexo:

$$\begin{aligned} C_1(t) &= R_e \left[A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \theta(t))} \right] \\ &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta(t)) \quad (\text{III.31}) \end{aligned}$$

$A(t)$ é responsável pela modulação de amplitude, enquanto $\theta(t)$ é responsável pela modulação de fase da senoide sobre o tanque.

III.11. OBTENÇÃO DE FASE MÉDIA $\bar{\theta}$

Da eq. (III.30) tem-se que:

$$A(t) e^{j\theta(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cos(\theta_n) g(t-nT) + j \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \sin(\theta_n) g(t-nT)$$

Logo:

$$\theta(t) = \arctg \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \sin(\theta_n) g(t-nT)}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cos(\theta_n) g(t-nT)} \quad (\text{III.32})$$

A fase média será dada por:

$$\bar{\theta} = \left\langle \arctg \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \sin(\theta_n) g(t-nT)}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cos(\theta_n) g(t-nT)} \right\rangle \quad (\text{III.33})$$

onde

$\langle \rangle$ representa a média estatística.

A relação não-linear entre as variáveis aleatórias A_n e θ_n torna difícil a determinação exata de $\bar{\theta}$. Porém, como as variações de fase (tremor alternado) em torno de $\bar{\theta}$ serão pequenas devido ao alto Q do filtro a cristal, pode-se calcular $\bar{\theta}$ com boa aproximação por outro caminho, que será equivalente a linearizar a expressão acima.

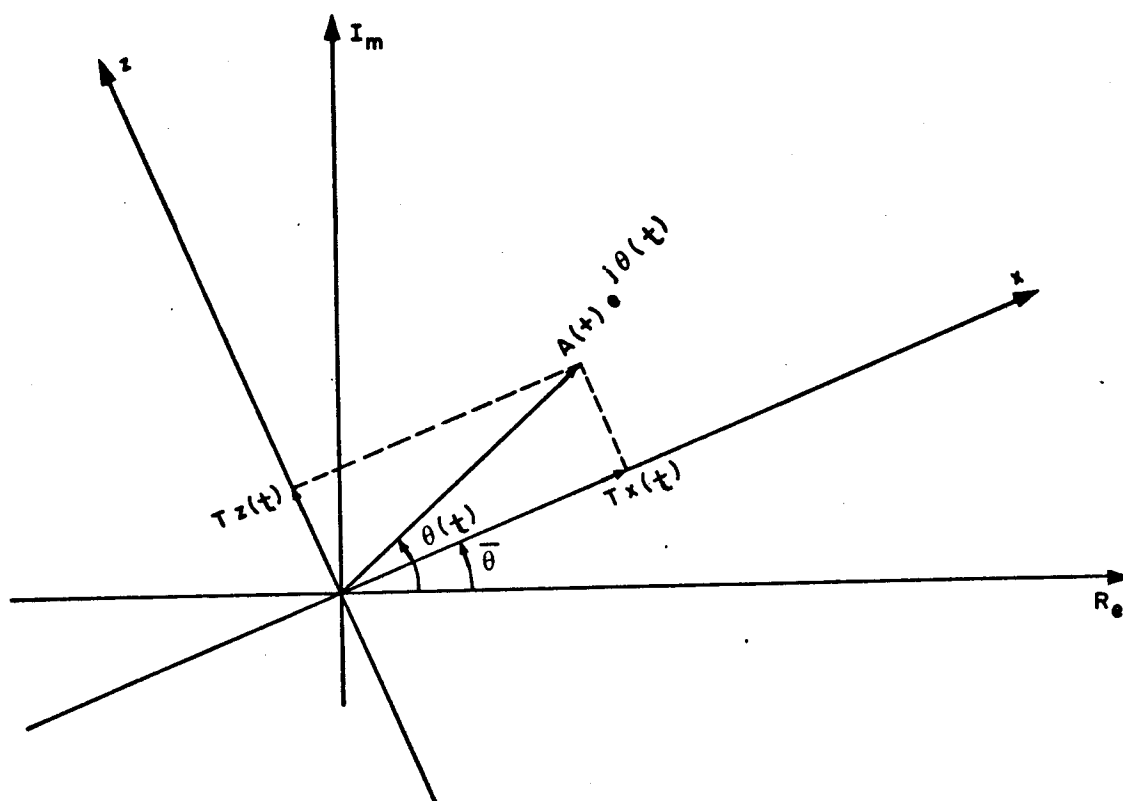


Fig. III.9 - Representação gráfica de $A(t) e^{j\theta(t)}$

A componente de $A(t) e^{j\theta(t)}$ na direção correspondente à fase média na Fig.III.9 vale:

$$T_x(t) = R_e [A(t) e^{j\theta(t)} e^{-j\bar{\theta}}] \quad (\text{III.34})$$

e a componente em quadratura vale:

$$T_z(t) = \text{Im}[A(t) e^{j\theta(t)} e^{-j\bar{\theta}}] \quad (\text{III.35})$$

A fase média $\bar{\theta}$ é ângulo tal que a média de $\langle T_z(t) \rangle = 0$, isto é:

$$\langle T_z(t) \rangle = 0 \quad (\text{III.36})$$

Portanto, tem-se que:

$$\langle \text{Im}(A(t) e^{j\theta(t)} e^{-j\bar{\theta}}), \rangle = 0 \quad (\text{III.37})$$

Substituindo (III.30) em (III.37) tem-se:

$$\langle \text{Im} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} g(t-nT) e^{-j\bar{\theta}} \right] \rangle = 0 \quad (\text{III.38})$$

como

$$g(t-nT) \neq 0 \quad (\text{III.39})$$

tem-se que:

$$\text{Im} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \langle A_n e^{j\theta_n} \rangle e^{-j\bar{\theta}} \right) = 0 \quad (\text{III.40})$$

onde conclui-se que:

$$\bar{\theta} = \text{argumento} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} \right) \quad (\text{III.41})$$

III.12. TREMOR ALTERNADO

A resposta do filtro ao trem de impulsos complexos com rotação de $\bar{\theta}$ (fase média) é expressa como:

$$\begin{aligned} C_2(t) &= R_e \left[A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \theta(t))} e^{-j\bar{\theta}} \right] \\ &= R_e \left[A(t) e^{j(2\pi f_0 t + \theta(t) - \bar{\theta})} \right] \\ &= R_e \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\theta_n} g(t-nT) e^{j(2\pi f_0 t - \bar{\theta})} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \cos[2\pi f_0 t - (\bar{\theta} - \theta_n)] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \cos(\bar{\theta} - \theta_n) \cos(2\pi f_0 t) + \\
&+ \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \sin(\bar{\theta} - \theta_n) \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{III.42})
\end{aligned}$$

Seja:

$$T_x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \cos(\bar{\theta} - \theta_n) \quad (\text{III.43})$$

e

$$T_z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \sin(\bar{\theta} - \theta_n) \quad (\text{III.44})$$

Portanto, pode-se escrever:

$$C_2(t) = T_x(t) \cos(\omega_0 t) + T_z(t) \sin(\omega_0 t) \quad (\text{III.45})$$

onde

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (\text{III.46})$$

O tremor associado a $C(t)$ é:

$$\phi(t) = -\arctg \left(\frac{T_z(t)}{T_x(t)} \right) \quad (\text{III.47})$$

O sinal $T_x(t)$ é composto de uma parte contínua e uma parte alternada. Desta maneira, pode-se escrever:

$$T_x(t) = \overline{T_x(t)} + T_{x_{CA}}(t) \quad (\text{III.48})$$

onde

— representa a média temporal;

< > representa a média estatística.

Define-se:

$$\langle \overline{T_x(t)} \rangle = X_{CC} \quad (\text{III.49})$$

que é a parte contínua.

Considerando-se Q (fator de qualidade) do circuito tan que muito grande tem-se:

$$\sqrt{\langle T_{x_{CA}}^2(t) \rangle} \ll X_{CC} \quad (\text{III.50})$$

e

$$\sqrt{\langle T_z^2(t) \rangle} \ll X_{CC} \quad (\text{III.51})$$

Desta maneira, o tremor resulta em:

$$\phi(t) \approx - \frac{T_z(t)}{X_{CC}} \quad (\text{III.52})$$

Obtenção de X_{CC}

Substituindo-se a eq. (III.43) em (III.49), tem-se:

$$\begin{aligned} X_{CC} &= \overline{\langle \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \cos(\bar{\theta} - \theta_n) \rangle} \\ &= \overline{\langle \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n g(t-nT) \rangle} \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

onde

$$D_n = A_n \cos(\bar{\theta} - \theta_n) \quad (\text{III.54})$$

Desta forma, obtém-se:

$$X_{CC} = \overline{\langle D_n \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t-nT) \rangle} \quad (\text{III.55})$$

Verifica-se que

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t-nT)$$

é uma função periódica cujo período é T , e, portanto, pode-se escrever X_{CC} da seguinte forma:

$$X_{CC} = \frac{\langle D_n \rangle}{T} \int_0^T \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t-nT) dt \quad (\text{III.56})$$

Fazendo a mudança de variável para

$$t - nT = \tau \rightarrow t = \tau + nT$$

tem-se

$$\begin{aligned} X_{CC} &= \frac{\langle D_n \rangle}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-nT}^{-(n-1)T} g(\tau) d\tau \\ &= \frac{\langle D_n \rangle}{T} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (\text{III.57})$$

Substituindo-se a eq.(III.29) em (III.57), tem-se:

$$\begin{aligned} X_{CC} &= \frac{\langle D_n \rangle}{T} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\eta\tau} u(\tau) d\tau \\ &= \frac{\langle D_n \rangle}{T} \left[\frac{e^{-\eta\tau}}{-\eta} \right]_0^{\infty} \\ &= \frac{\langle D_n \rangle}{T} \frac{1}{\eta} \\ &= \frac{\langle D_n \rangle Q}{\pi} \end{aligned} \quad (\text{III.58})$$

Como D_n é uma variável aleatória equiprovável

$$\begin{aligned} \langle D_n \rangle &= \sum_{n=1}^N D_n \text{Prob}[D_n] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N D_n \end{aligned} \quad (\text{III.59})$$

onde

$\text{Prob}[D_n]$ é a probabilidade de ocorrer D_n .

Portanto, a parte contínua $T_x(t)$ resulta em

$$\begin{aligned} x_{CC} &= \frac{Q}{N\pi} \sum_{n=1}^N A_n \cos(\bar{\theta} - \theta_n) \\ &= \frac{Q}{N\pi} \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N A_n e^{-j\theta_n} e^{j\bar{\theta}} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.60})$$

III.13. DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DE TREMOR

No tremor alternado definido na eq. (III.52), substituindo a eq. (III.44) resulta em:

$$\begin{aligned} \phi(t) &= - \frac{1}{x_{CC}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n g(t-nT) \sin(\bar{\theta} - \theta_n) \\ &= - \frac{1}{x_{CC}} \text{Im} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-j\theta_n} e^{j\bar{\theta}} g(t-nT) \right) \\ &= - \frac{1}{x_{CC}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n g(t-nT) \end{aligned} \quad (\text{III.61})$$

onde

$$\begin{aligned} B_n &= A_n \sin(\bar{\theta} - \theta_n) \\ &= \text{Im} (A_n e^{-j\theta_n} e^{j\bar{\theta}}) \end{aligned} \quad (\text{III.62})$$

Da referência [6] pode-se escrever a densidade espectral de potência do tremor como:

$$G_{\phi}(f) = \frac{1}{T} \frac{|G(f)|^2}{x_{CC}} \left(R(0) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R(k) \cos(2\pi k f) \right) \quad (\text{III.63})$$

onde

$G(f)$ = transformada de Fourier de $g(t)$;

$R(k)$ = correlação entre símbolos;

$$R(k) = \langle B_n B_{n+k} \rangle \quad (\text{III.64})$$

Obtenção de $|G(f)|^2$

Da eq. (III.29) tem-se que:

$$g(t) = e^{-\eta t} u(t)$$

portanto

$$G(f) = \mathcal{F} [e^{-\eta t} u(t)]$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\eta t} e^{-j2\pi f t} u(t) dt$$

$$= \int_0^{\infty} e^{-\eta t} e^{-j2\pi f t} dt$$

$$= \frac{e^{-(\eta + j2\pi f)t}}{-(\eta + j2\pi f)} \Big|_0^{\infty}$$

$$= \frac{1}{\eta + j2\pi f} \quad (\text{III.65})$$

portanto,

$$|G(f)|^2 = \frac{1}{\eta^2 + (2\pi f)^2} \quad (\text{III.66})$$

Obtenção da Função Autocorrelação R(k)

A função autocorrelação R(k) é definida como:

$$R(k) = \langle B_n B_{n+k} \rangle$$

Considerando-se 64 sequências diferentes, tem-se:

$$R(k) = \sum_{i=0}^{63} \sum_{j=0}^{63} B_n^{(i)} B_{n+k}^{(j)} \text{Prob}(B_n^{(i)}, B_{n+k}^{(j)}) \quad (\text{III.67})$$

onde

n e n+k são a ordem de ocorrência dos símbolos;

i, j são variedades de símbolos;

ou ainda pode-se escrever:

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_i \sum_j B_n^{(i)} B_{n+k}^{(j)} \frac{1}{64} \text{Prob}(B_{n+k}^{(j)} | B_n^{(i)}) \\ &= \frac{1}{64} \sum_i \sum_j B_n^{(i)} B_{n+k}^{(j)} T_R(i, j, k) \end{aligned} \quad (\text{III.68})$$

onde

$$T_R(i, j, k) = \text{Prob}(B_{n+k}^{(j)} | B_n^{(i)}) \quad (\text{III.69})$$

e é denominado de matriz de transição.

Obtenção de Matriz de Transição

Para codificação duobinária modificada (K=2 ou 128 possíveis sequências).

São consideradas apenas as 64 primeiras sequências representando os números binários de zero até 63. Desta forma, obtém-se uma matriz de transição:

$$T_R(i, j, k)$$

onde

$$i, j = 0, \dots, 63$$

$k = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ e 6 , e corresponde ao número de períodos de deslocamento da sequência.

Deslocando-se uma sequência de um período (T), isto é, $K=1$, poderá resultar em duas possíveis sequências de igual probabilidade de ocorrência. Como a ordem da sequência corresponde a representação decimal do número binário, deslocando-se, por exemplo, a sequência zero de 1 período, obter-se-á as sequências 0 e 1 com probabilidade $1/2$. Para n (número da sequência) compreendido entre $0 \leq n \leq 31$, obtém-se as sequências $2n$ e $2n+1$, e para $32 \leq n \leq 63$, obtém-se as sequências $(127 - 2n)$ e $[127 - (2n+1)]$.

Portanto, a matriz de transição para $K=1$ pode ser expressa da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_R(n, 2n, 1) = 1/2 \\ T_R(n, (2n+1), 1) = 1/2 \end{array} \right. \quad 0 \leq n \leq 31 \quad (\text{III.70})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_R(n, 127-2n, 1) = 1/2 \\ T_R(n, 127-2n-1, 1) = 1/2 \end{array} \right. \quad 32 \leq n \leq 63 \quad (\text{III.71})$$

Para $k > 1$ a matriz de transição é da forma:

$$[T_R]^k$$

Na Fig. III.10 são apresentadas matrizes de transição

para o exemplo considerado (64 sequências), na forma:

$$\frac{[T_R]^k}{(1/2)^k}$$

onde k corresponde a ordem da matriz.

III.14. POTÊNCIA DO TREMOR

A potência do tremor é definida como:

$$P_{\text{tremor}} = \int_{-\infty}^{\infty} G_{\phi}(f) df \quad (\text{III.72})$$

Substituindo-se (III.63) e (III.66) em (III.72), obtém-

-se:

$$\begin{aligned} P_{\text{tremor}} &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T X_{\text{CC}}^2} \frac{1}{\eta^2 + 4\pi^2 f^2} \left[R(0) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R(k) \cos(2\pi k T f) \right] df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T X_{\text{CC}}^2} \frac{1}{\eta^2 + 4\pi^2 f^2} R(0) df + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T X_{\text{CC}}^2} \frac{1}{\eta^2 + 4\pi^2 f^2} \cdot \\ &\quad \cdot 2 \sum_{k=1}^{\infty} R(k) \cos(2\pi k T f) df \quad (\text{III.73}) \end{aligned}$$

Da tabela de integrais tem-se que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{df}{a^2 + f^2} = \frac{1}{a} \arctg(f/a) \Big|_{-\infty}^{\infty} = \frac{1}{a} \pi \quad (\text{III.74})$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(2\pi k T f)}{a^2 + f^2} df = \frac{\pi}{a} e^{-2\pi k a T} \quad (\text{III.75})$$

Portanto, aplicando-se estas regras na eq.(III.73), obtém-se:

$$P_{\text{tremor}} = \frac{1}{T X_{CC}^2 4\pi^2} \left[R(0) \frac{\pi}{a} + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R(k) \frac{\pi}{a} e^{-2\pi k T a} \right] \quad (\text{III.76})$$

Substituindo-se

$$a = \frac{\eta}{2\pi} = \frac{\pi}{Q 2\pi} = \frac{1}{2Q} \quad (\text{III.77})$$

obtém-se:

$$P_{\text{tremor}} = \frac{1}{T X_{CC}^2} \frac{Q}{2\pi} \left[R(0) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R(k) e^{-(k\pi T)/Q} \right] \quad (\text{III.78})$$

[illegible]

UU

[illegible]

[illegible]

• • •

[illegible]

MATRIZ DE TRANSICAO DE ORDEM 4

[illegible]

MATRIZ DE TRANSICAO DE ORDEM 5

[illegible]

[illegible]

•

CAPÍTULO IV

PROJETO DE CIRCUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO

IV.1. INTRODUÇÃO

Apresenta-se o projeto de circuito de extração de relógio, cujo esquema elétrico é apresentado na Fig. III.1. É constituído de amplificador, retificador de limiar de ceifamento variável, amplificador diferencial com controle de ganho, filtro a cristal e circuito de quadramento.

IV.2. CIRCUITO AMPLIFICADOR

O transistor T_1 , na configuração de um amplificador, tem a função de entregar um nível adequado de sinal para o circuito retificador de limiar de ceifamento variável.

IV.3. RETIFICADOR DE LIMIAR DE CEIFAMENTO VARIÁVEL

Os diodos D_1 e D_2 são retificadores de meia onda, cujas quedas de tensão de 0,7V nas junções são compensadas pelos diodos D_3 e D_4 . O transistor T_2 atua como controlador de limiar de ceifamento, onde isto é obtido através do potenciômetro P_1 , controlando-se a fonte de corrente de T_2 .

Quando o transistor T_2 está na região de corte, a tensão desenvolvida no emissor é nula, portanto os sinais nos pontos E_1 e E_2 são iguais aos sinais de entrada retificados, isto é, tem-se no ponto E_1 a meia onda negativa S^- e no E_2 a meia onda positiva S^+ .

Variando-se o potenciômetro P_1 e levando-se o transistor T_2 à região ativa, desenvolve-se uma tensão V_1 no ponto E_3 , que corresponde ao limiar de ceifamento. Após retificação e ceifamento, os sinais são enviados ao amplificador diferencial com controle de ganho.

LISTA DE COMPONENTES DE
CIRCUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor	Unidade
R ₁	Resistor de Carvão	820	Ω
R ₂	"	8,2	K Ω
R ₃	"	1,5	K Ω
R ₄	"	470	Ω
R ₅	"	1	K Ω
R ₆	"	1	K Ω
R ₇	"	1,2	K Ω
R ₈	"	510	Ω
R ₉	"	6,8	K Ω
R ₁₀	"	560	Ω
R ₁₁	"	2,2	K Ω
R ₁₂	"	2,2	K Ω
R ₁₃	"	2,2	K Ω
R ₁₄	"	2,2	K Ω
R ₁₅	"	110	Ω
R ₁₆	"	10	K Ω
R ₁₇	"	12	K Ω
R ₁₈	"	510	Ω
R ₁₉	"	10	K Ω
R ₂₀	"	1,2	K Ω
R ₂₁	"	1,2	K Ω
R ₂₂	"	8,2	K Ω
R ₂₃	"	5,6	K Ω
R ₂₄	"	22	K Ω

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor	Unidade
R ₂₅	Resistor de Carvão	5,6	KΩ
R ₂₆	"	480	Ω
R ₂₇	"	2,7	KΩ
R ₂₈	"	2,7	KΩ
R ₂₉	"	110	Ω
R ₃₀	"	560	Ω
R ₃₁	"	12	KΩ
R ₃₂	"	10	KΩ
R ₃₃	"	6,2	KΩ
R ₃₄	"	1,2	KΩ
R ₃₅	"	1,2	KΩ
R ₃₆	"	8,2	KΩ
R ₃₇	"	5,6	KΩ
R ₃₈	"	2,7	KΩ
R ₃₉	"	4,7	KΩ
R ₄₀	"	10	KΩ
P ₁	Potenciômetro de precisão	4,7	KΩ
P ₂	"	2,2	KΩ
P ₂	"	1	KΩ
P ₄	"	1	KΩ
P ₅	"	2,2	KΩ
C ₁	Capacitor Cer. Disco	220	nF
C ₄	"	220	nF
C ₅	"	100	nF
C ₈	"	220	nF
C ₉	"	100	nF
C ₁₀	"	100	nF

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor/ Modelo	Unidade
C ₁₁	Capacitor Cer. Disco	220	nF
C ₁₃	"	100	nF
C ₁₄	"	220	nF
C ₁₇	"	220	nF
C ₁₈	"	220	nF
C ₂₁	"	220	nF
C ₂₂	"	100	nF
C ₂₃	"	100	nF
C ₂₅	"	220	nF
C ₂₉	"	220	nF
C ₃₀	"	100	nF
C ₃₂	"	220	nF
C ₃₃	"	220	nF
C ₃₅	"	220	nF
C ₃₇	"	100	nF
C ₃₉	"	220	nF
C ₄₀	"	100	nF
C ₄₁	"	100	nF
C ₄₂	"	100	nF
C ₄₃	"	220	nF
C ₄₅	"	220	nF
C ₂	Capacitor Eletrolítico	10	μF
C ₃	"	10	μF
C ₆	"	10	μF
C ₇	"	10	μF
C ₁₂	"	10	μF
C ₁₅	"	10	μF

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor/ Modelo	Unidade
C ₁₆	Capacitor Eletrolítico	10	μF
C ₁₉	"	10	μF
C ₂₀	"	10	μF
C ₂₈	"	10	μF
C ₃₁	"	10	μF
C ₃₄	"	10	μF
C ₃₆	"	10	μF
C ₃₈	"	10	μF
C ₄₄	"	10	μF
C ₄₆	"	10	μF
C	Capacitor Variável	0.33	pF
C ₂₆	Capacitor de policarbonato 1%	0,3	nF
C ₂₇	"	2,2	nF
L ₁		100	H
XTAL	Cristal/Resson. série	200	KHz
D ₁	Diodo de sinal	BAX13	
D ₂	"	BAX13	
D ₃	"	BAX13	
D ₄	"	BAX13	
D ₅	"	BAX13	
T ₁	Transistor	BF185	
T ₂	"	"	
T ₆	"	"	
T ₇	"	"	
T ₃	"	"	
T ₄	"	"	
T ₅	"	"	

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor/ Modelo	Unidade
T ₈	Transistor	CA3046	
T ₉	"	"	
T ₁₀	"	"	
T ₁₁	"	"	
T ₁₃	"	"	
T ₁₂	"	2N5771	
V _{CC}	Tensão de alimentação	12	V _{DC}

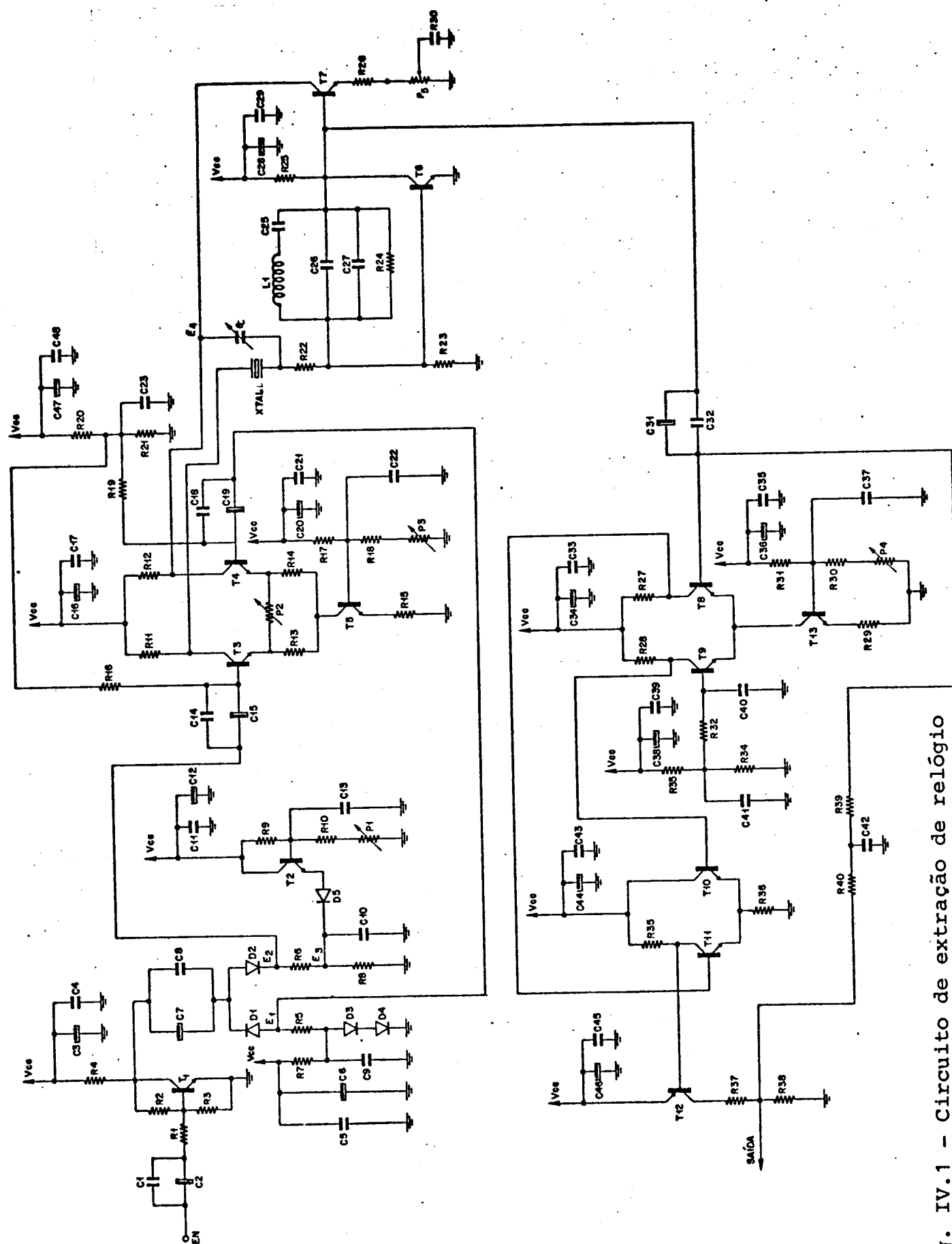


Fig. IV.1 - Circuito de extração de relógio

IV.4. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL COM CONTROLE DE GANHO

O amplificador diferencial com controle de ganho é constituído de transistores T_3 , T_4 e T_5 . Na base dos transistores T_3 e T_4 tem-se os sinais retificados e ceifados positivos e negativos, ambos com limiar de ceifamento V_1 . No coletor de T_3 tem-se o sinal equivalente ao de retificação de onda completa. Pode-se também efetuar a saturação do sinal de saída ao nível desejado, controlando-se a fonte de corrente através do potenciômetro P_3 , ou variando-se o ganho do amplificador diferencial através do potenciômetro P_2 . A seguir, o sinal é enviado ao filtro a cristal.

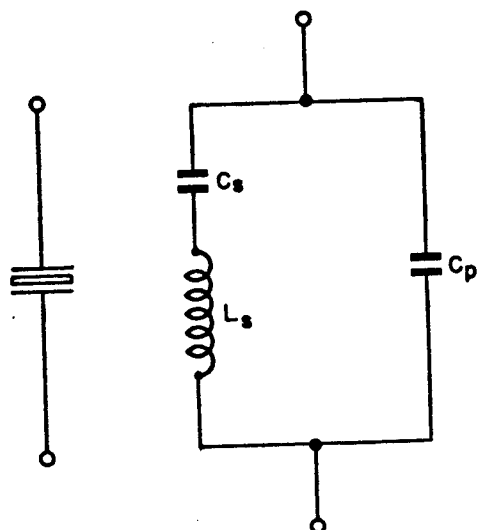
IV.5. FILTRO A CRISTAL

Após o ceifamento e saturação é necessário empregar - se um filtro de faixa estreita (alto Q) sintonizado na taxa de dígitos. Por apresentar as vantagens de baixo consumo, simplicidade e ótimo desempenho, foi escolhida uma filtragem baseada na ressonância série de um cristal de quartzo, visto na Fig. IV.2.

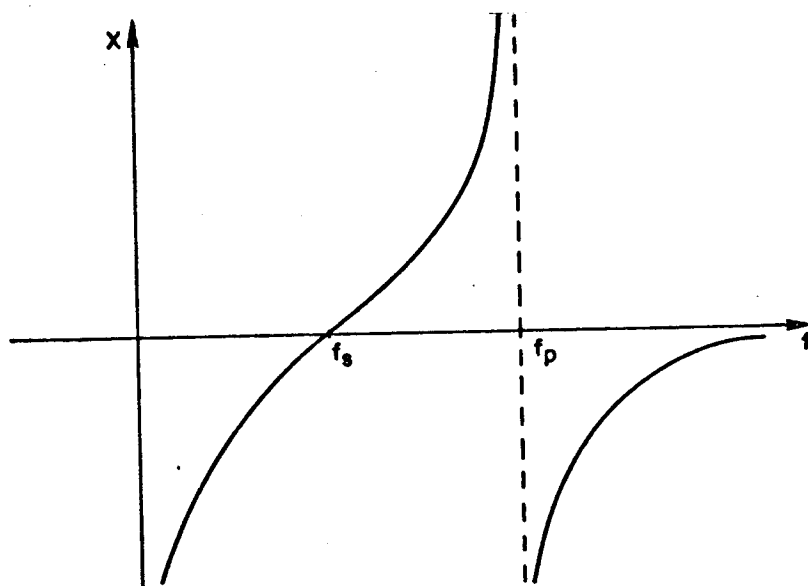
Determinação dos Parâmetros do Cristal

Como C_p está em série com C_s tem-se

$$\begin{aligned}
 C_{eq} &= \frac{C_p C_s}{C_p + C_s} \\
 &= \frac{C_s}{1 + \frac{C_s}{C_p}} \\
 &\approx C_s \left(1 - \frac{C_s}{C_p} \right) \quad \text{pois } C_s \ll C_p \quad (IV.1)
 \end{aligned}$$



(a)



(b)

Fig. IV.2 - a) Circuito equivalente do cristal
b) Variação de reatância com frequência

A ressonância série é dada por:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (\text{IV.2})$$

e a ressonância paralela por:

$$\begin{aligned} f_p &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{eq}}} \\ &\approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s \left(1 - \frac{C_s}{C_p}\right)}} \\ &= f_s \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_s}{C_p}\right) \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

$$\frac{f_p}{f_s} = 1 + \frac{1}{2} \frac{C_s}{C_p} \quad (\text{IV.4})$$

$$\frac{C_s}{C_p} = 2 \left(\frac{f_p}{f_s} - 1 \right) \quad (\text{IV.5})$$

Pode-se obter os valores dos parâmetros C_s , C_p , L_s do cristal tomando-se o seguinte procedimento:

- mede-se os valores de f_s e f_{p1}
- com um capacitor de valor conhecido em paralelo com C_p , medem-se os novos valores de f_s e f_{p2} .

Desta forma, aplicando-se na eq. (IV.5) obtém-se:

$$- 1^{\text{a}} \text{ medida} \rightarrow \frac{C_s}{C_p} = 2 \left(\frac{f_{p1}}{f_s} - 1 \right) \quad (\text{IV.6})$$

$$- 2^{\text{a}} \text{ medida} \rightarrow \frac{C_s}{C + C_p} = 2 \left(\frac{f_{p2}}{f_s} - 1 \right) \quad (\text{IV.7})$$

onde

C = capacitor de valor conhecido.

Dividindo-se (IV.6) por (IV.7), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{C_p + C}{C_p} &= \frac{\frac{f_{p1}}{f_s} - 1}{\frac{f_{p2}}{f_s} - 1} \\ &= \frac{f_{p1} - f_s}{f_{p2} - f_s} \end{aligned} \quad (\text{IV.8})$$

Seja

$$C_p + C = aC_p$$

onde

$$a = \frac{f_{p1} - f_s}{f_{p2} - f_s}$$

Portanto

$$C_p = \frac{C}{a-1}$$

Do cristal utilizado no projeto, obtém-se:

- 1ª medida $\rightarrow f_s = 200 \text{ KHz}$

$$f_{p1} = 200,249 \text{ KHz}$$

- 2ª medida $\rightarrow$ com $C = 19,2 \text{ pF}$ em paralelo com cristal
obtem-se:

$$f_s = 200 \text{ KHz}$$

$$f_{p2} = 200,091 \text{ KHz}$$

Portanto, tem-se que:

$$a = \frac{200,249 - 200}{200,091 - 200} = 2,736$$

Então,

$$C_p = \frac{19,2}{a-1} = 11,058 \text{ pF}$$

$$C_s = C_p \cdot 2 \left(\frac{f_{p1}}{f_s} - 1 \right)$$

$$= 0,048 \text{ pF}$$

$$L_s = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 C_s}$$

$$= 13,19 \text{ H}$$

Realização do Filtro a Cristal

Um filtro a cristal do tipo passa-faixa pode ser desenvolvido a partir do seguinte esquema básico, que aproveita a ressonância série do cristal:

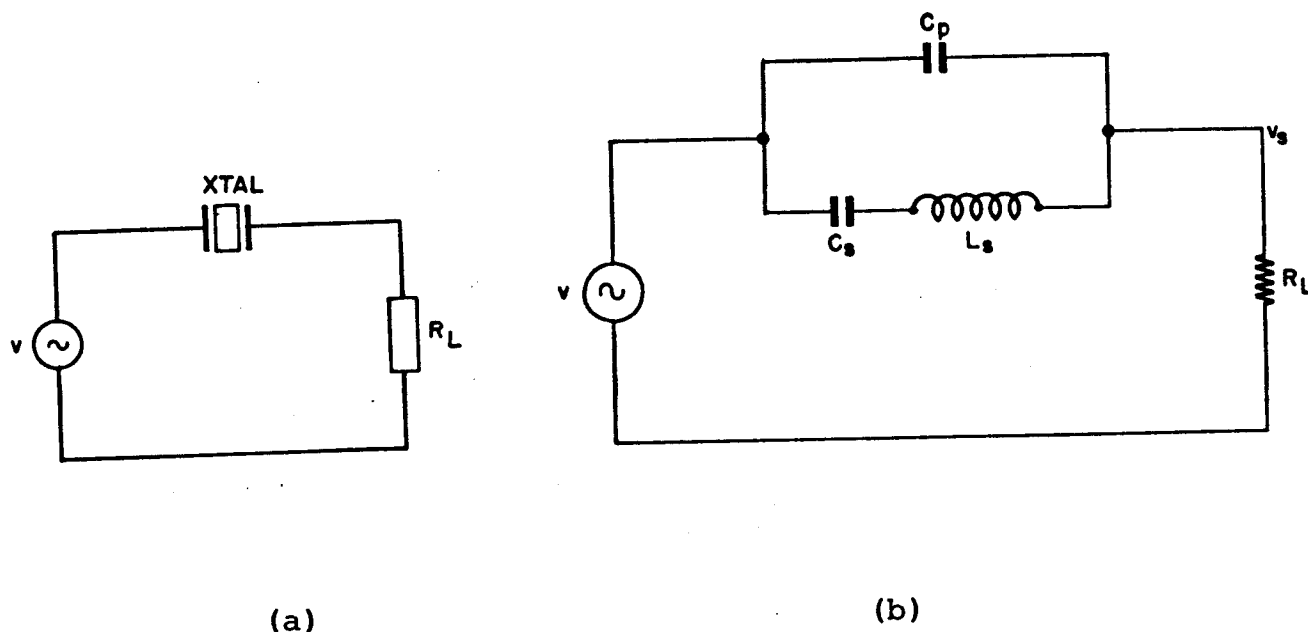


Fig. IV.3 - a) Filtro a cristal básico
b) Circuito equivalente

O efeito da capacitância C_p deve ser anulado para não haver fuga de sinal para frequências diferentes de f_s .

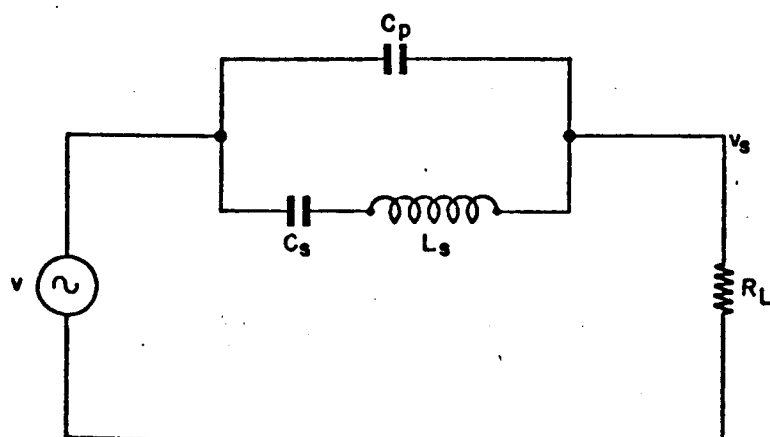
Na Fig. IV.4 apresenta-se o circuito sem compensação de C_p e sua resposta em amplitude.

Fazendo-se uma compensação parcial, chega-se ao circuito mostrado na Fig. IV.5.

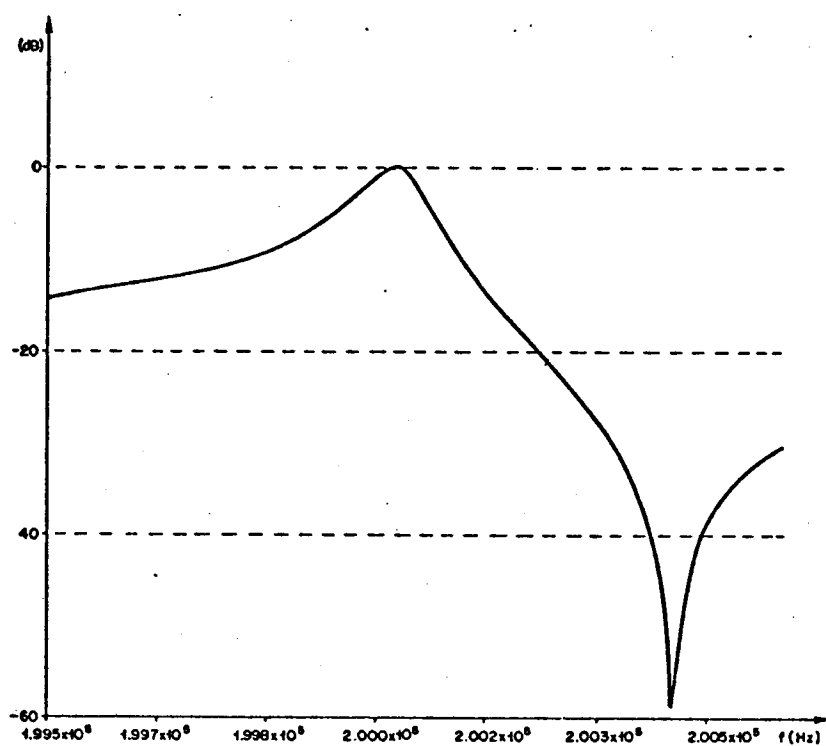
Verifica-se que houve apenas uma ligeira melhora na rejeição fora de faixa.

Para cancelar completamente o efeito da capacitância C_p chega-se ao circuito da Fig. IV.6, onde a fonte de tensão $2V_s$ é uma fonte controlada pela tensão sobre a carga R_L .

Se $C_p = C$, as correntes pelas capacitâncias serão iguais e não fluirão por R_L . Desta forma, a compensação do efeito C_p será perfeita para qualquer frequência. O circuito equivalente do filtro a cristal será igual a de um circuito RLC, como o do mostrado na Fig. IV.7.

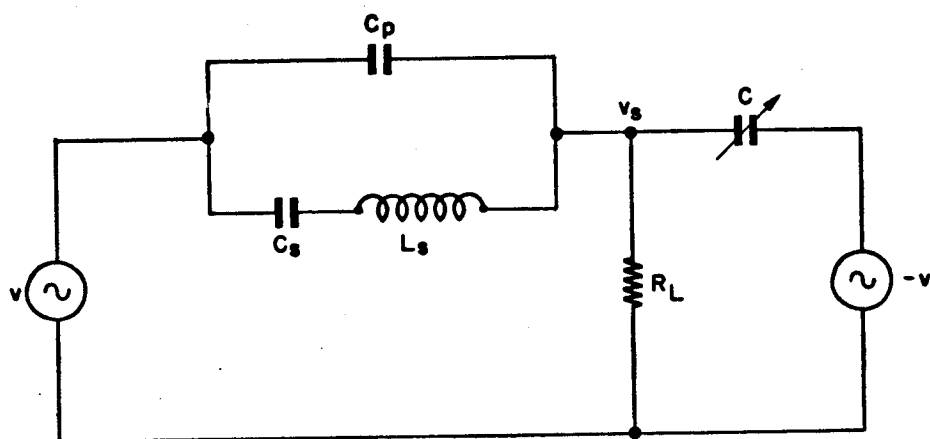


(a)

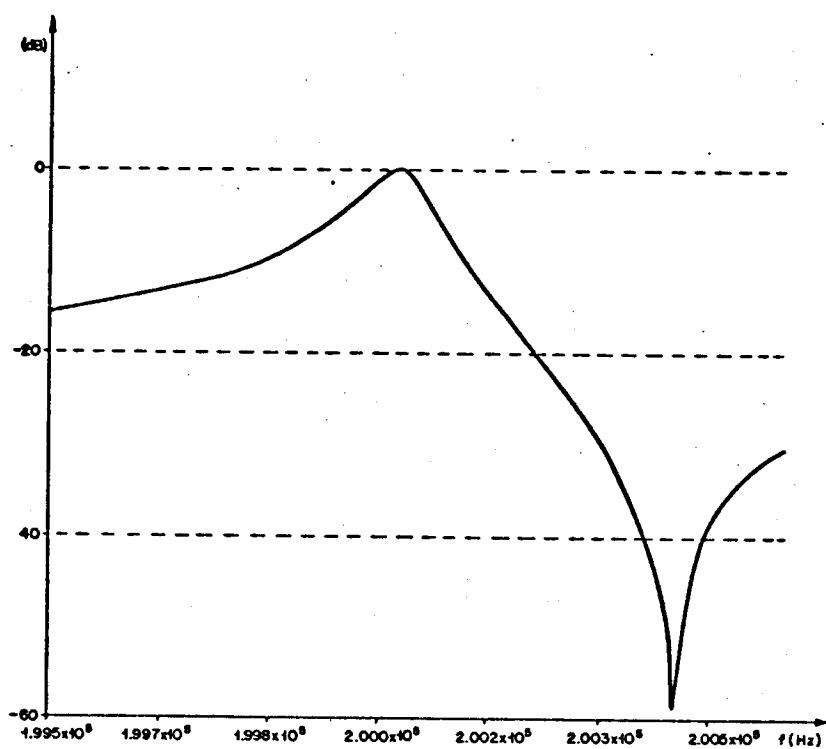


(b)

Fig. IV.4 - a) Circuito equivalente sem compensação de C_p
 b) Resposta de amplitude



(a)



(b)

Fig. IV.5 - a) Circuito com compensação parcial de C_p
 b) Resposta em amplitude

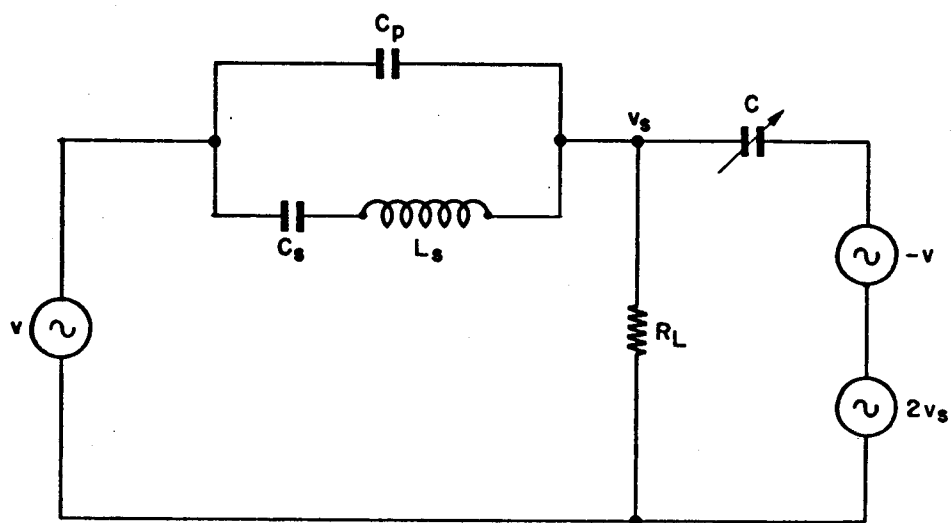
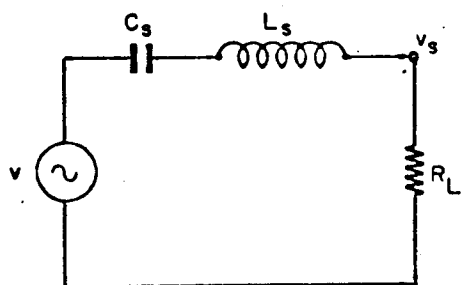
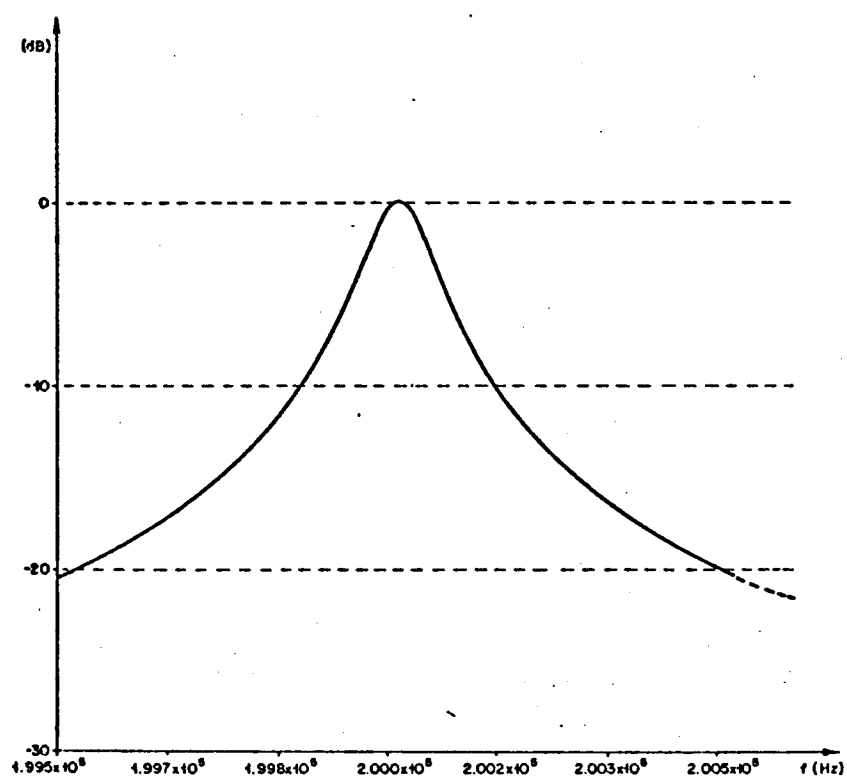


Fig. IV.6 - Circuito com compensação total de C_p



(a)



(b)

Fig. IV.7 - a) Circuito equivalente do filtro a cristal
b) Resposta em amplitude do filtro

Após a filtragem a cristal, o sinal senoidal desenvolve-se na carga R_{22} é enviado a um amplificador sintonizado com terra virtual. As finalidades do amplificador sintonizado são, através do circuito tanque (filtro passa-faixa constituído de L_1, C_{26}, C_{27}), sintonizados em 200 KHz, filtrar espúrias geradas pelo cristal e também minimizar a formação de capacitâncias parasíticas que podem influir na resposta do filtro a cristal. Desta forma, tem-se no coletor de T_6 um sinal senoidal de relógio, que é a seguir submetido a um circuito de quadramento.

O transistor T_7 atua como fonte de tensão controlada pelo potenciômetro P_5 , a fim de obter uma tensão 2Vs, vista na Fig. IV.6, cuja finalidade é a compensação de capacitância C_p do circuito equivalente do cristal.

IV.6. CIRCUITO DE QUADRAMENTO

O circuito de quadramento é constituído pelos transistores $T_8, T_9, T_{10}, T_{11}, T_{13}$, em configuração de amplificador diferencial de alto ganho de 2 estágios, e pelo transistor T_{12} que trabalha entre corte e saturação. A tensão contínua é proporcional ao fator de ocupação dos pulsos de sinal de relógio. Esta tensão, obtida pela filtragem R_{40} e C_{42} realimenta a base T_8 de forma a estabilizar o fator de ocupação em 50%.

IV.7. CIRCUITO PARA MEDIÇÃO DA POTÊNCIA DE TREMOR

Para se medir a potência do tremor, foi implementado um circuito que consiste de seguidor de emissor, um comparador de fase, realizado por um circuito lógico OU exclusivo, seguido de uma filtragem passa-baixas, RC. Na Fig. IV.8 tem-se o esquema elétrico do medidor.

LISTA DE COMPONENTES DE
CIRCUITO MEDIDOR DE POTÊNCIA DE TREMOR

CÓDIGO	DESCRIÇÃO	Valor/ Modelo	Unidade
R ₁	Resistor de carvão	2,2	KΩ
R ₂	"	620	Ω
R ₃	"	22	KΩ
R ₄	"	820	Ω
C ₁	Capacitor Cer.Disco	220	nF
C ₂	Capacitor Eletrolítico	10	μF
C ₃	Capacitor de policarbonato 1%	7,1	nF
C ₄	"	5,9	nF
T ₁	Transistor	BF185	
CI	TTL	SN74LS86	

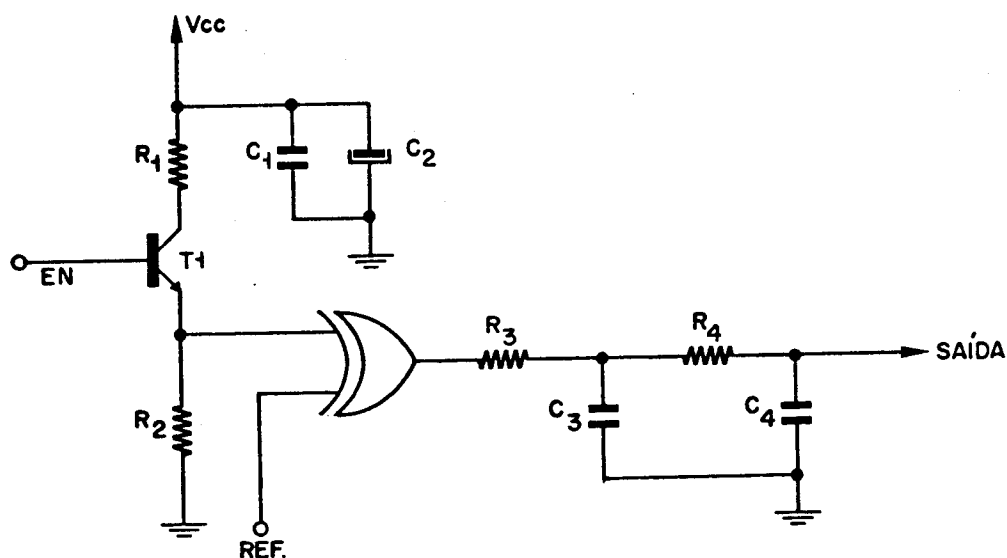


Fig. IV.8. - Circuito para medida de potência do tremor

O sinal de relógio obtido do circuito de extração de relógio é enviado à base do transistor T_1 em configuração de seguidor de emissor. Através do emissor entrega o mesmo sinal a uma das entradas do comparador de fase. Na outra entrada do comparador, tem-se como referência um sinal sincronizado com o sinal de relógio desprovido de tremor. A seguir, o sinal resultante é submetido a uma filtragem passa-baixas, cuja frequência de corte é muito menor que a frequência do sinal de relógio.

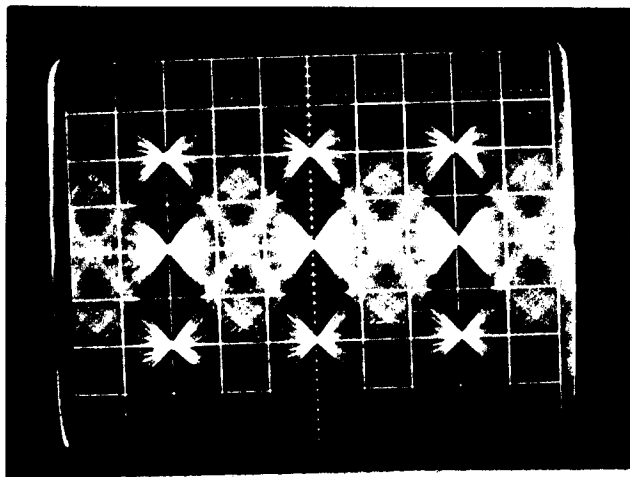
Através de um voltímetro CA de valor eficaz, mede-se a potência do tremor.

IV.8. RESULTADOS

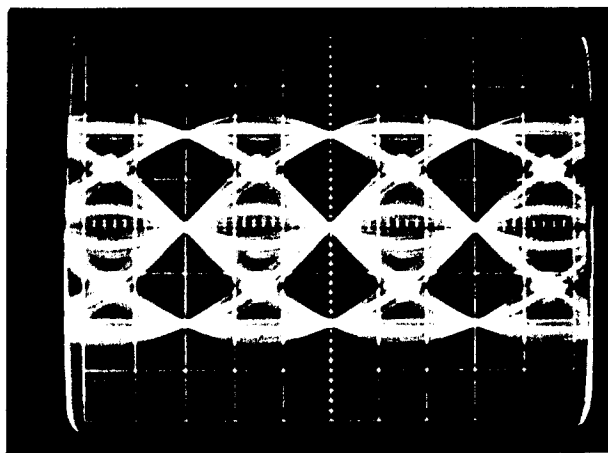
Oscilogramas

Nas figuras a seguir, apresentam-se oscilogramas refe

rentes a vários pontos e limiares do circuito de extração de re
lógio e circuito medidor de tremor para os sistemas DM e D.



(a)



(b)

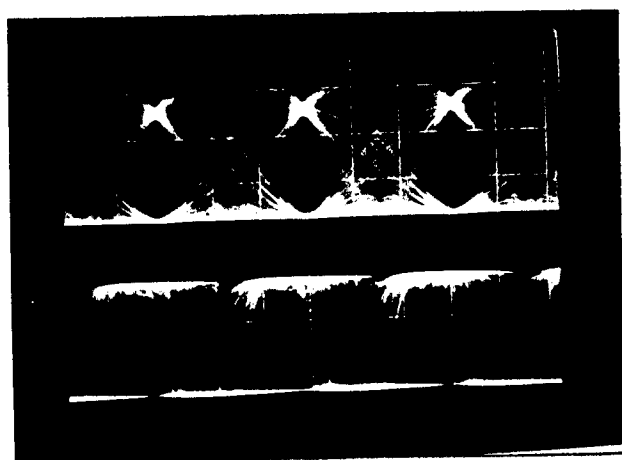
Fig. IV.9 - Diagrama de olho do sinal na entrada do
circuito de extração de relógio

a) DM

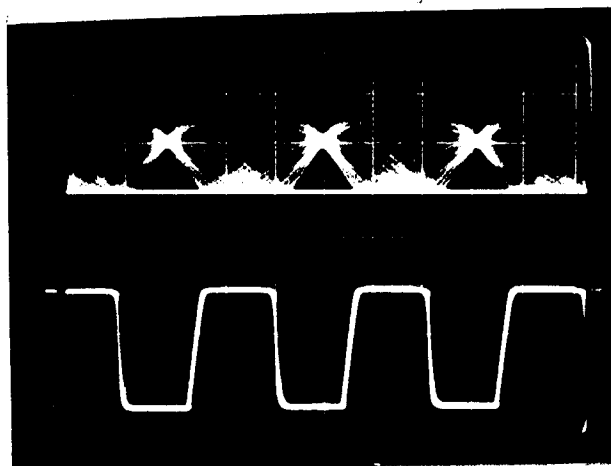
b) D

As figuras a seguir apresentam o sinal de relógio re
sultante da variação de limiares de ceifamento e saturação, dos
sistemas DM e D.

Duobinário Modificado



(a)

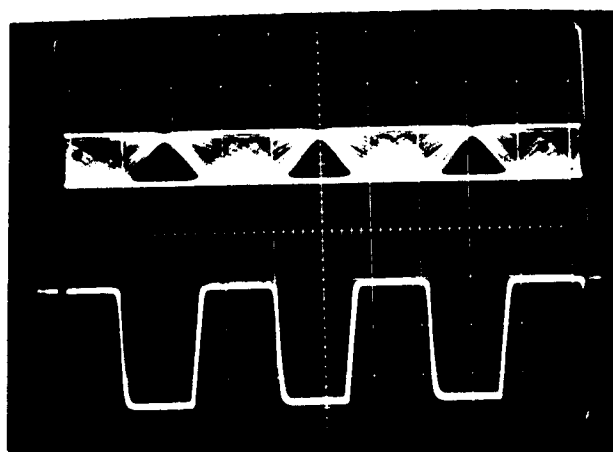


(b)

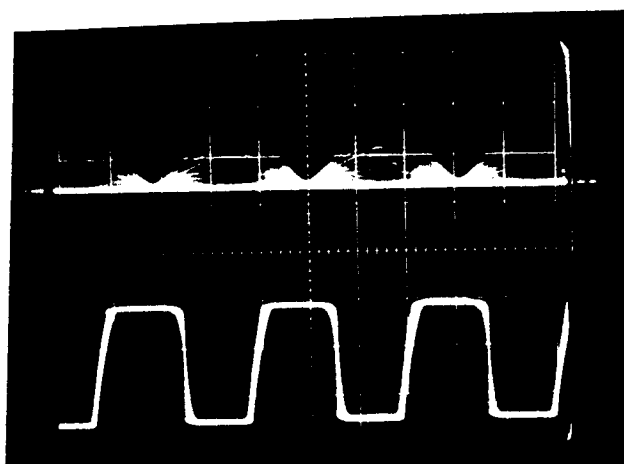
Fig. IV.10

a) apenas retificação completa

b) sem saturação ; ceifamento = 50%



(a)

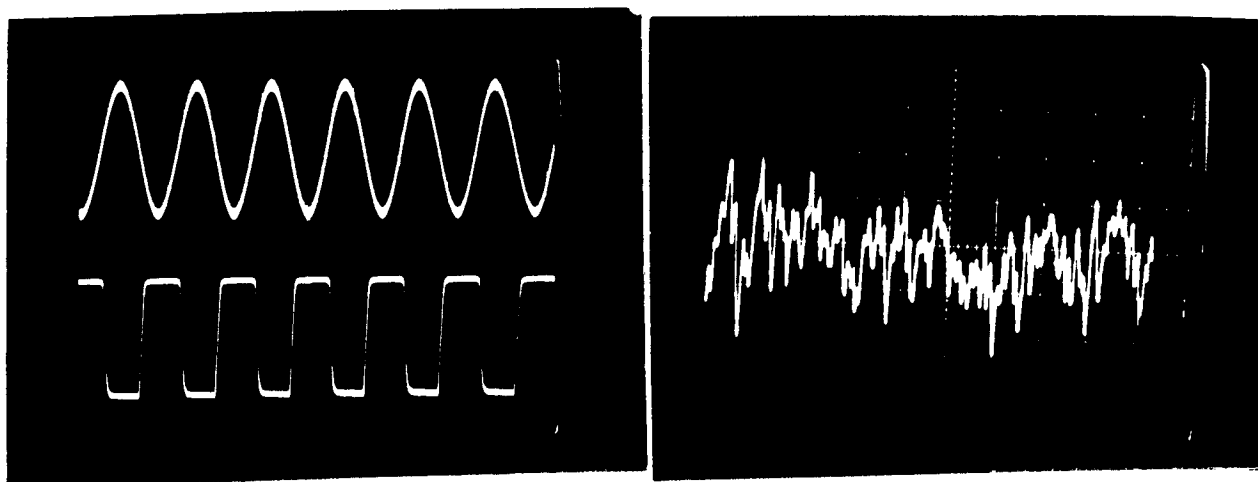


(b)

Fig. IV.11

a) saturação = 100% ; ceifamento = 50%

b) sem saturação ; ceifamento = 100%



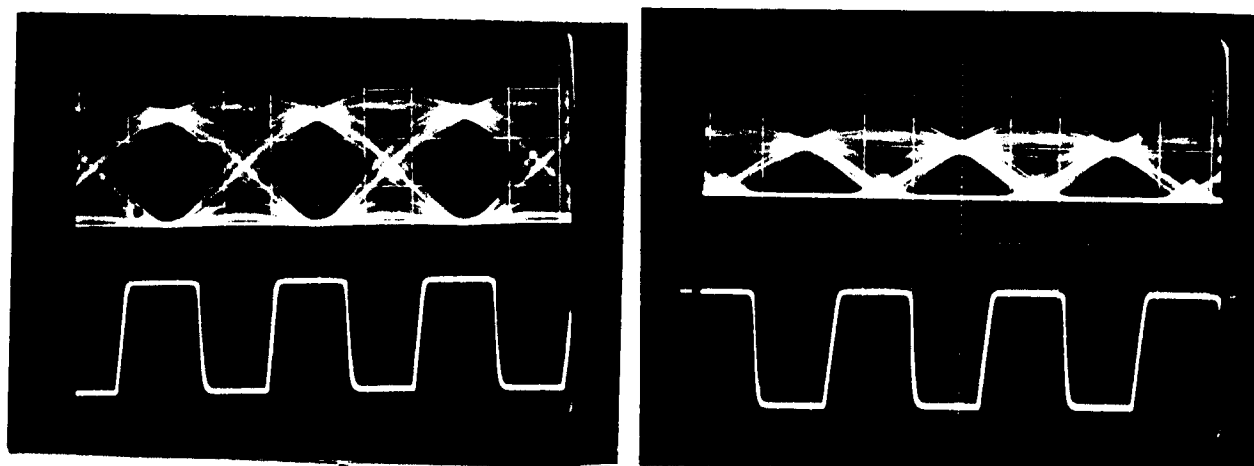
(a)

(b)

Fig. IV.12 - a) sinal senoidal e digital de relógio.
saturação = 100% ; ceifamento = 50%

b) sinal de tremor
saturação = 100% ; ceifamento = 50%

Duobinário



(a)

(b)

Fig. IV.13 - a) apenas retificação

b) sem saturação ; ceifamento = 50%

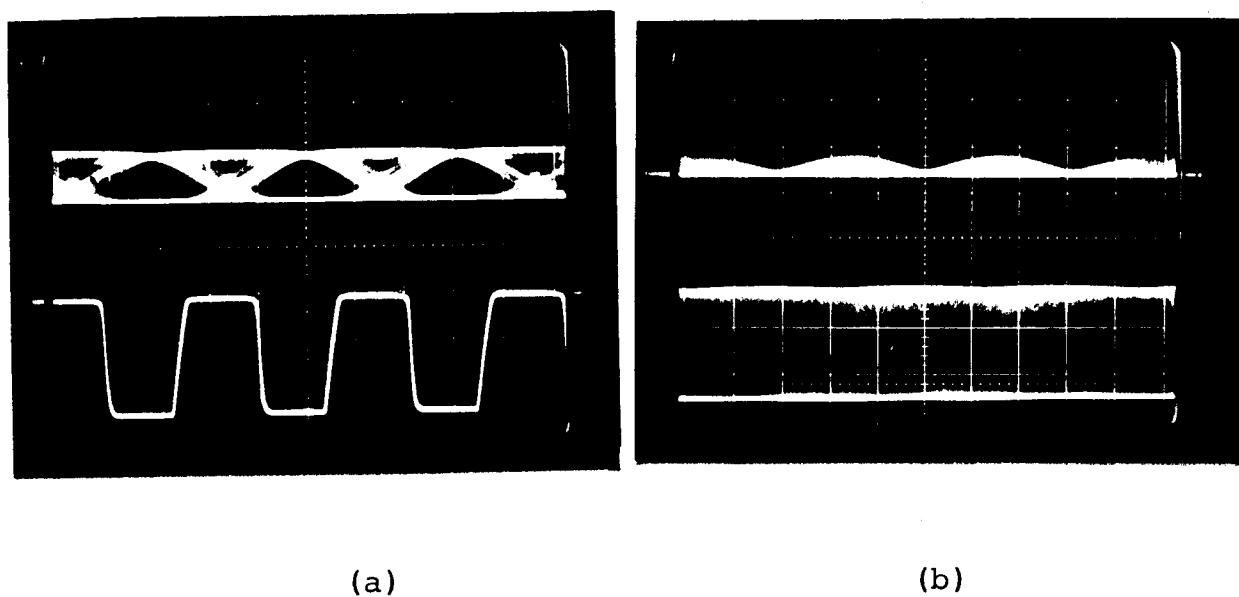


Fig. IV.14

- a) saturação = 100% ; ceifamento = 40%
 b) sem saturação ; ceifamento = 100%

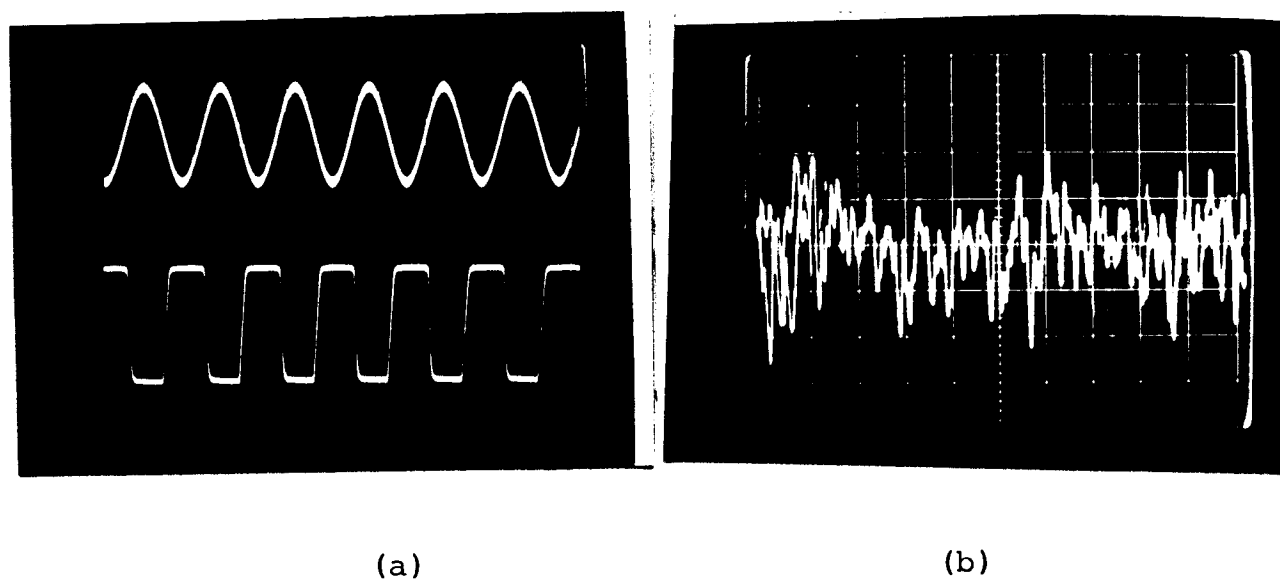


Fig. IV.15

- a) sinal senoidal e digital de relógio
 saturação = 100% ; ceifamento = 40%
 b) sinal de tremor
 saturação = 100% ; ceifamento = 40%

Circuito Implementado

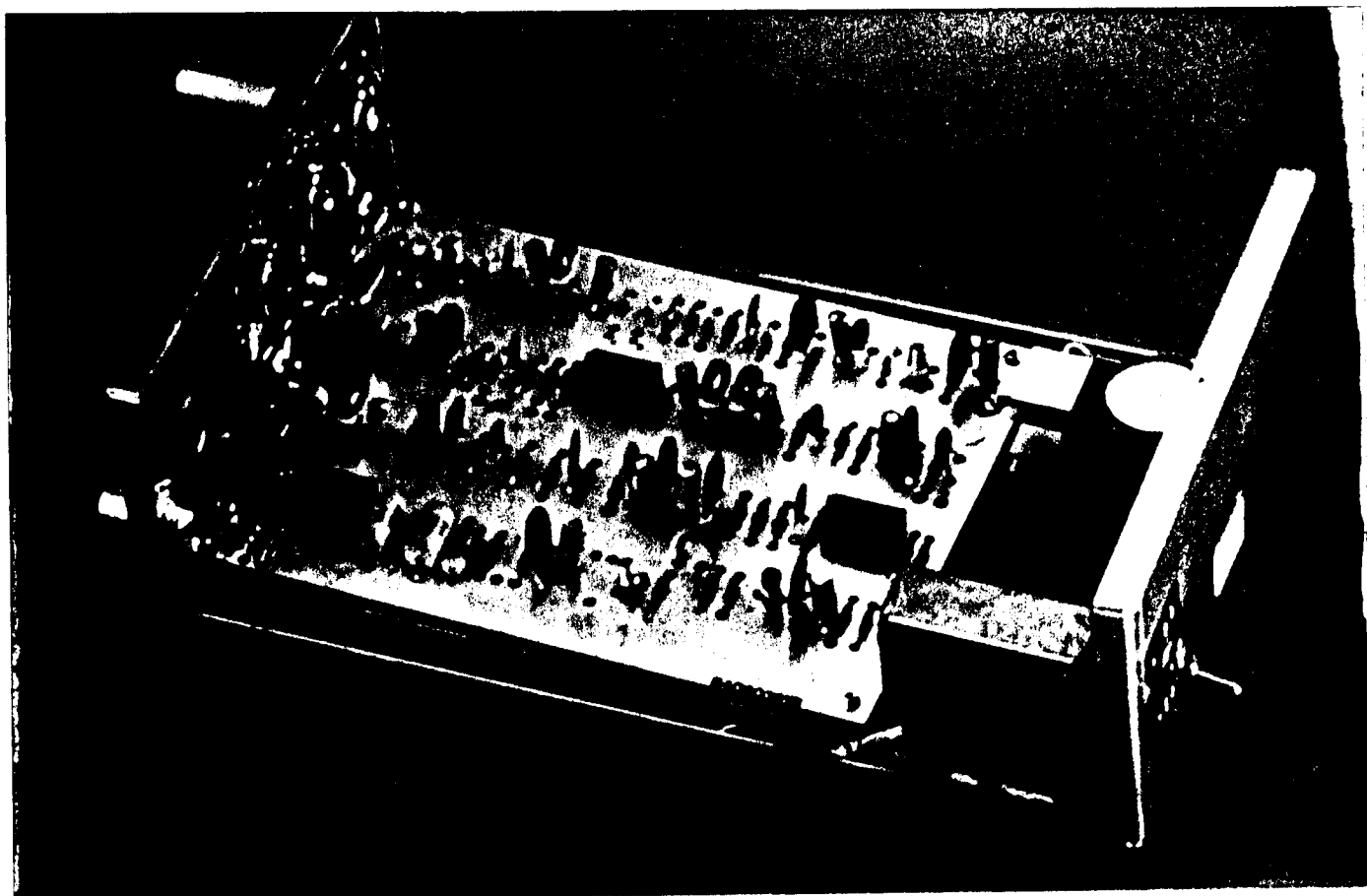


Fig. IV.16 - Circuito de extração de relógio

CAPÍTULO V

RESULTADOS E CONCLUSÕES

V.1. INTRODUÇÃO

Buscando-se determinar a influência da não-linearidade sobre a qualidade do relógio para o novo método de extração de relógio, desenvolveu-se um programa no computador, apresentado nos Apêndices V.A e V.B para calcular a potência de tremor de relógio recuperado dos sistemas DM e D.

Neste capítulo, apresentam-se os resultados obtidos através da simulação e alguns resultados experimentais quantitativos, obtidos com o circuito apresentado no capítulo anterior. Pretende-se determinar o limiar de ceifamento e saturação para o qual obtém o melhor compromisso entre o menor tremor e máxima potência da senoide na saída do filtro a cristal.

Para o sistema DM utiliza-se para o cálculo no computador, um trem de pulso formado por 7 pulsos básicos (Fig. II.4), tomando-se 4 pulsos interferentes à esquerda e 2 pulsos interferentes à direita de um determinado pulso de referência.

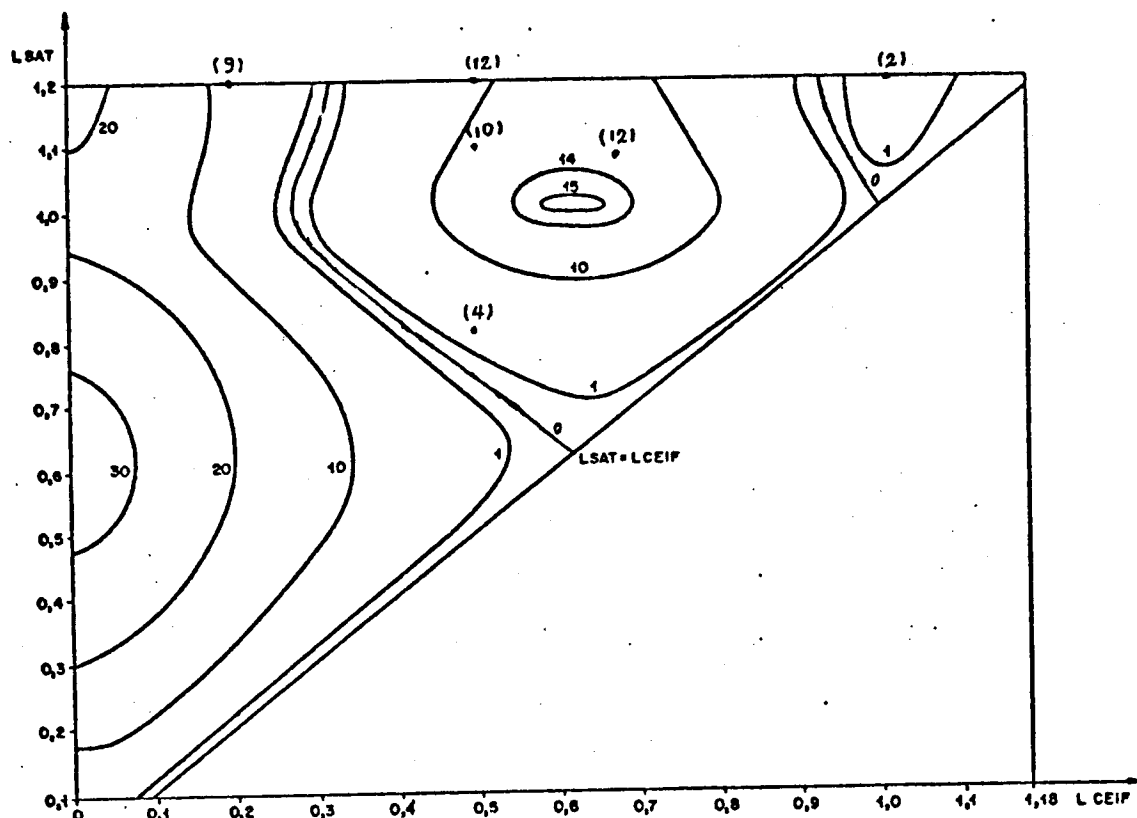
Para o sistema D utiliza-se 6 pulsos básicos (Fig. II.7) sendo 3 pulsos interferentes à esquerda e 2 pulsos interferentes à direita.

Para ambos os sistemas, o número de pulsos básicos utilizados na construção dos gráficos apresentados nas figuras a seguir permitiu uma precisão suficiente, o que foi comprovado pela pequena discrepância (erro da ordem de 10^{-6}) em relação a alguns pontos selecionados, para os quais se usou um número de pulsos bem maior. A limitação de pulsos se deve à necessidade de reduzir o tempo de processamento no computador.

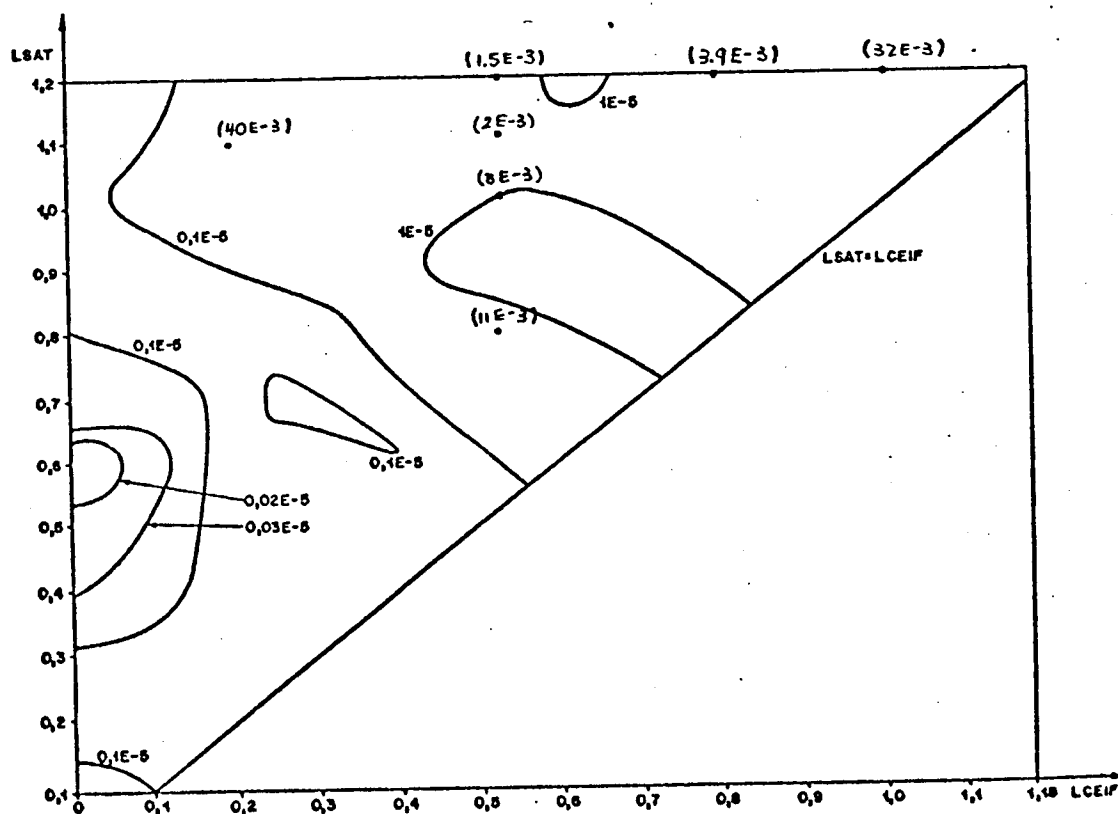
V.2. RESULTADOS

Nas Figs. V.1 e V.2 têm-se as curvas de X_{CC} e potência de tremor obtidas no computador, usando as eqs. (III.60), (III.63) e (III.78)

Duobinário - pulso teórico



(a)



(b)

Fig. V.2 - a) Curva de X_{cc} ; b) Curva da potência do tremor

do Capítulo III, para pulsos de espectro com decaimento senoidal teórico. Foram usados para cálculo de X_{CC} e potência do tremor os seguintes valores:

- fator de qualidade $Q = 2600$, para ambos os sistemas;
- números de sequências possíveis $N = 64$ para DM e $N=32$ para D.

Os pontos assinalados nas curvas são resultados experimentais, obtidos com o filtro apresentado na Fig. II.19 do Capítulo II e circuito de extração de relógio da Fig. IV.1 do Capítulo IV. Os resultados experimentais para X_{CC} são muito concordantes com os valores calculados, porém ocorrem grandes discrepâncias com relação aos valores da potência do tremor. A explicação para este tipo de comportamento vem da diferença entre a formação das grandezas em questão (X_{CC} e potência de tremor), como funções de valores dos impulsos equivalentes.

Da equação anterior a (III.60), o valor médio da amplitude da senoide recuperada será dada por:

$$X_{CC} = \frac{Q}{N\pi} \sum_{n=1}^N A_n \cos(\bar{\theta} - \theta_n)$$

Como geralmente $(\bar{\theta} - \theta_n)$ é um ângulo pequeno

$$\cos(\bar{\theta} - \theta_n) \approx 1$$

e X_{CC} depende basicamente da soma dos A_n .

Por outro lado, como o tremor alternado

$$\phi(t) = -\frac{1}{X_{CC}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_n g(t-nT) \quad (\text{III.61})$$

onde

$$B_n = A_n \sin(\bar{\theta} - \theta_n)$$

verifica-se que $\phi(t)$ dependerá de diferenças dos valores A_n , já

que $(\sin(\bar{\theta} - \theta_n))$ poderá assumir valores positivos e negativos, produzindo um certo efeito de cancelamento entre os valores A_n . Nestas condições, pequenas alterações nos valores de A_n ou θ_n podem produzir grandes variações relativas em $\phi(t)$ e, portanto, na potência do tremor. O pulso equalizado real é ligeiramente diferente do teórico devido a erros de equalização de amplitude e fase. Explica-se assim a grande influência da forma do pulso equalizado, sobre o desempenho do sistema de extração de relógio. X_{CC} , por outro lado, é pouco sensível às pequenas mudanças na forma do pulso equalizado, como visto anteriormente, depende da soma de amplitudes, que é praticamente insensível a pequenas variações de A_n e θ_n .

Para estudar o efeito da forma do pulso sobre a potência do tremor, foram feitas duas abordagens: uma experimental e outra teórica. Experimentalmente, verificou-se que pequenos retoques na equalização de fase, que eram quase imperceptíveis do ponto de vista do diagrama de olho, produziam grandes variações nos níveis de tremor. O mesmo efeito se verificou para pequenas alterações na taxa de símbolos. Com muito cuidado, foi possível, inclusive, medir-se potências de tremor menores que as calculadas para o pulso teórico.

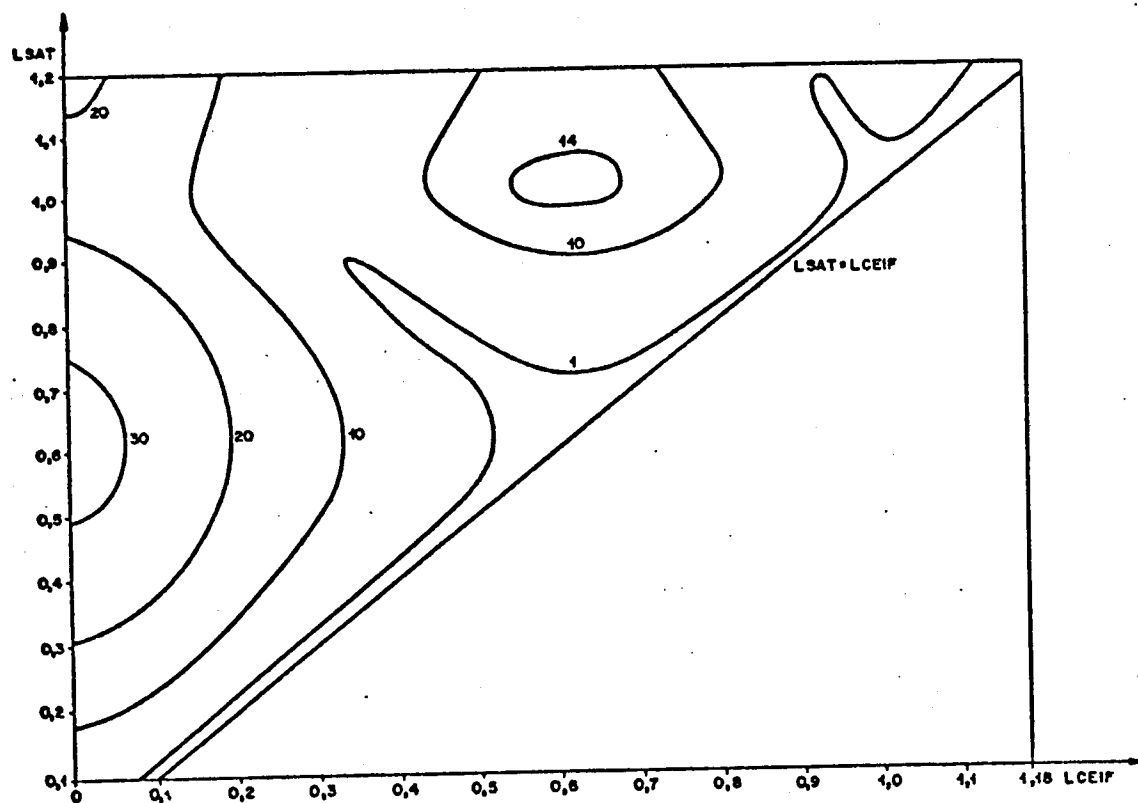
As curvas das Figs. V.3, V.4, V.5 e V.6 são resultados obtidos no computador com a introdução deliberada de uma distorção assimétrica na forma do pulso equalizado, para simular os efeitos das pequenas distorções inevitáveis do pulso real. Fez-se a multiplicação do pulso equalizado teórico pela equação da forma:

$$1 + A(t/T)$$

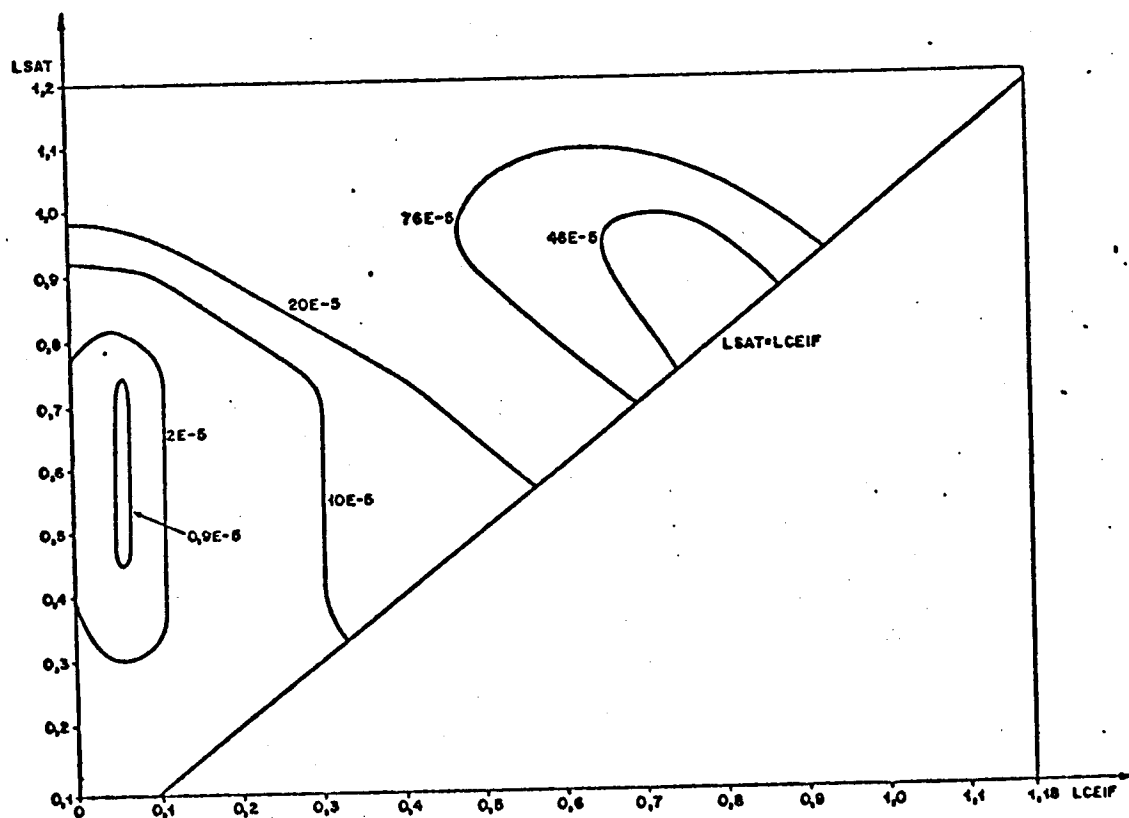
onde A é uma constante menor ou igual a 1.

Verifica-se, para $A = 0,5$ e $A = 1$, grandes alterações nos níveis do tremor calculado, acompanhada, entretanto, de pequenas variações nos níveis de X_{CC} , confirmando a afirmativa anterior da importância da forma do pulso equalizado. O tipo de distorção introduzida não corresponde necessariamente à distorção de um circuito real, pois a distorção de um circuito é imprevisível, variando de projeto para projeto, mas as conclusões qualitativas podem ser estendidas às outras formas de distorção.

Duobinário - pulso com distorção $A = 1,0$

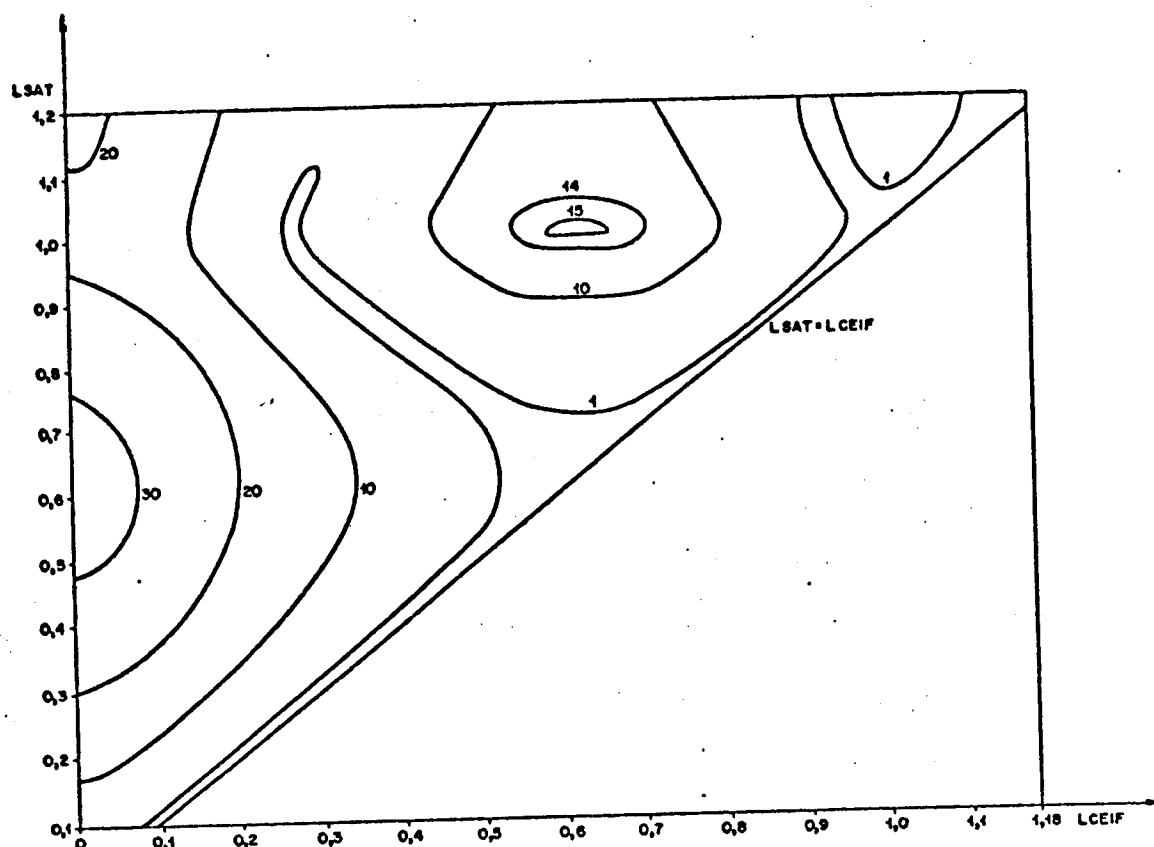


(a)

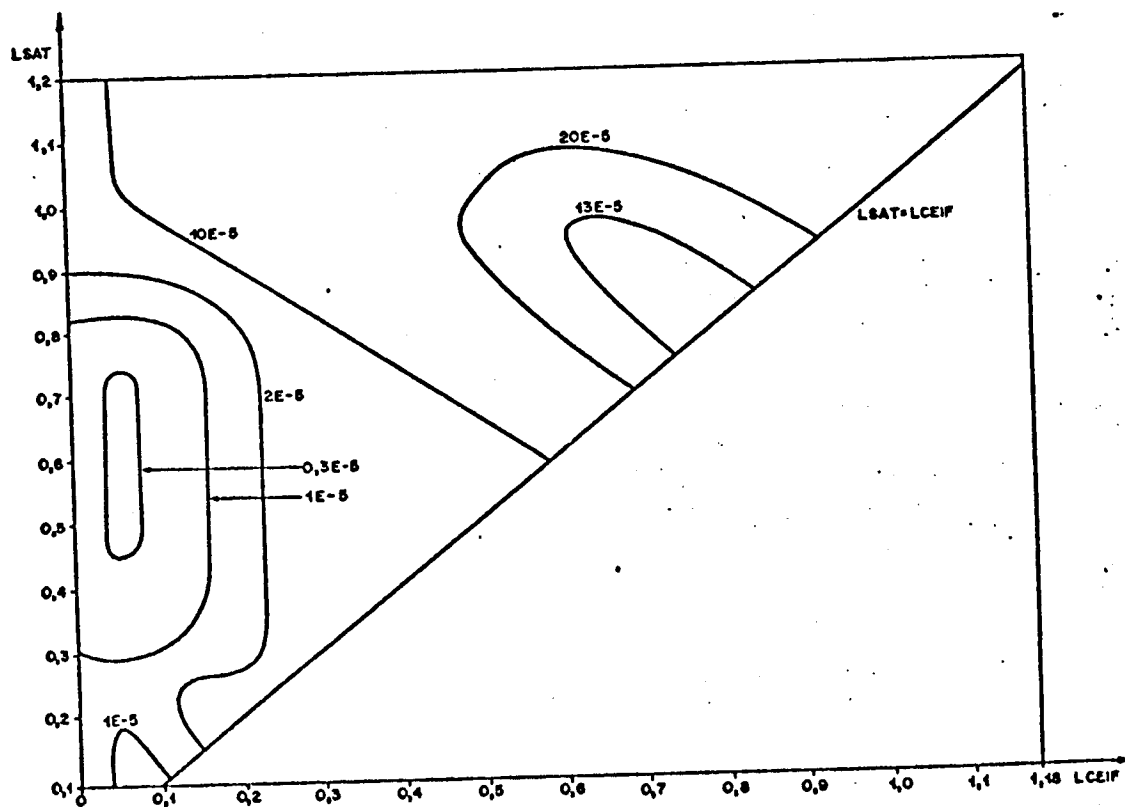


(b)

Fig. V.3 - a) Curva de X_{CC} ; b) Curva da potência do tremor

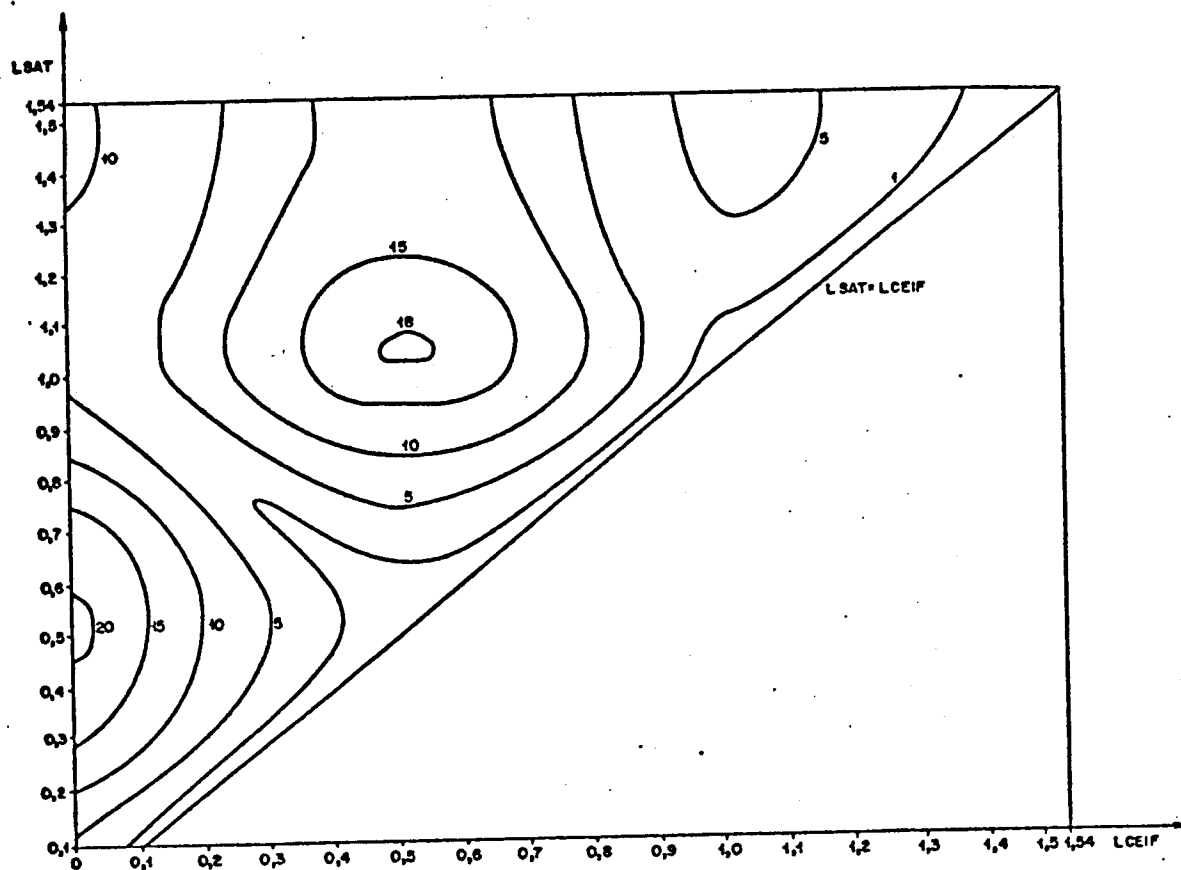


(a)

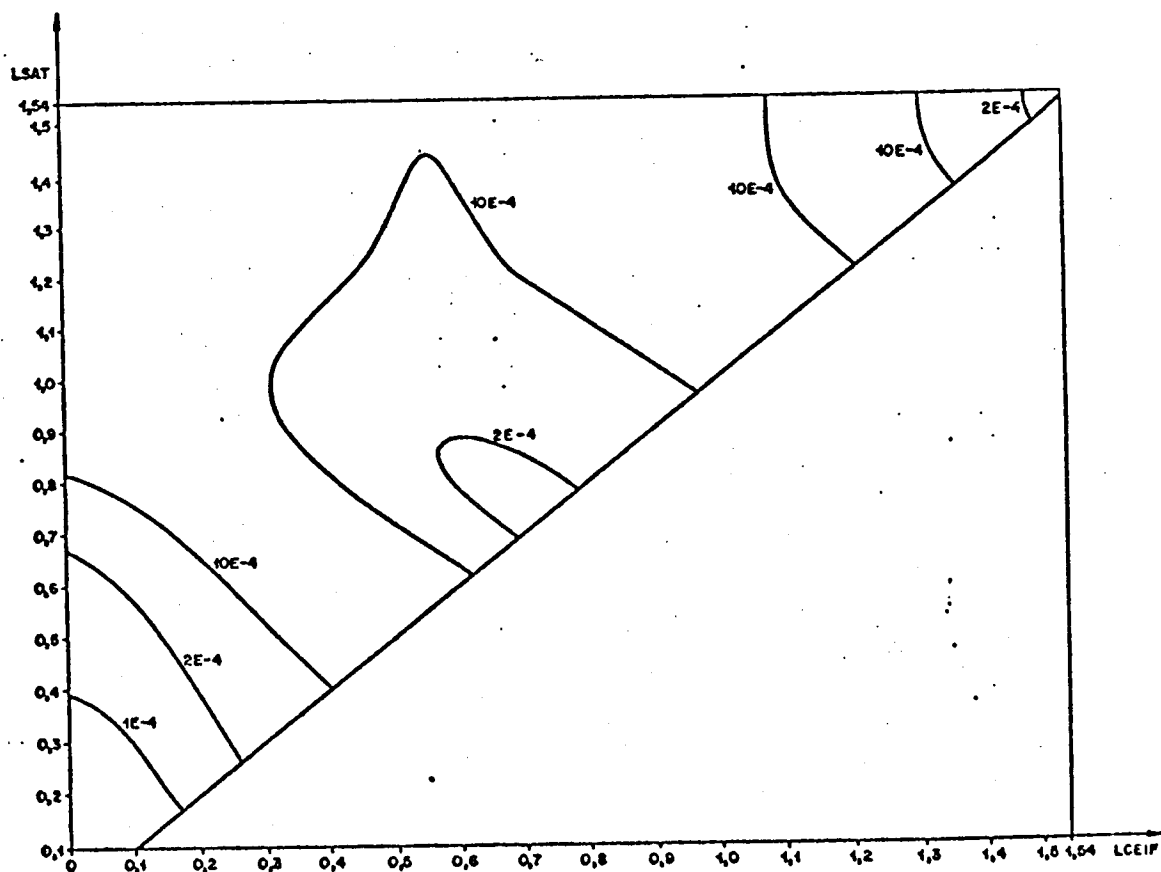


(b)

Fig. V.4 - a) Curva de X_{CC} ; b) Curva da potência do tremor

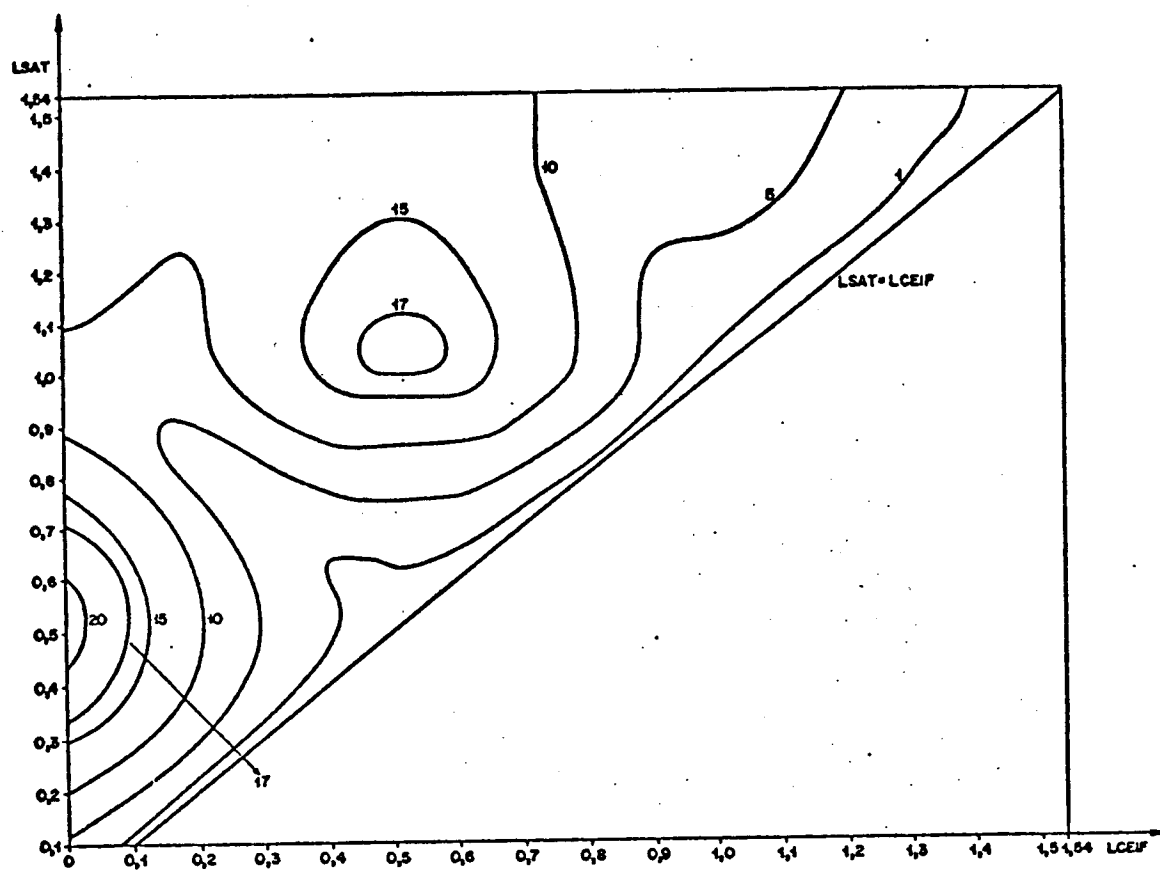
Duobinário Modificado - pulso com distorção $A = 0,5$ 

(a)

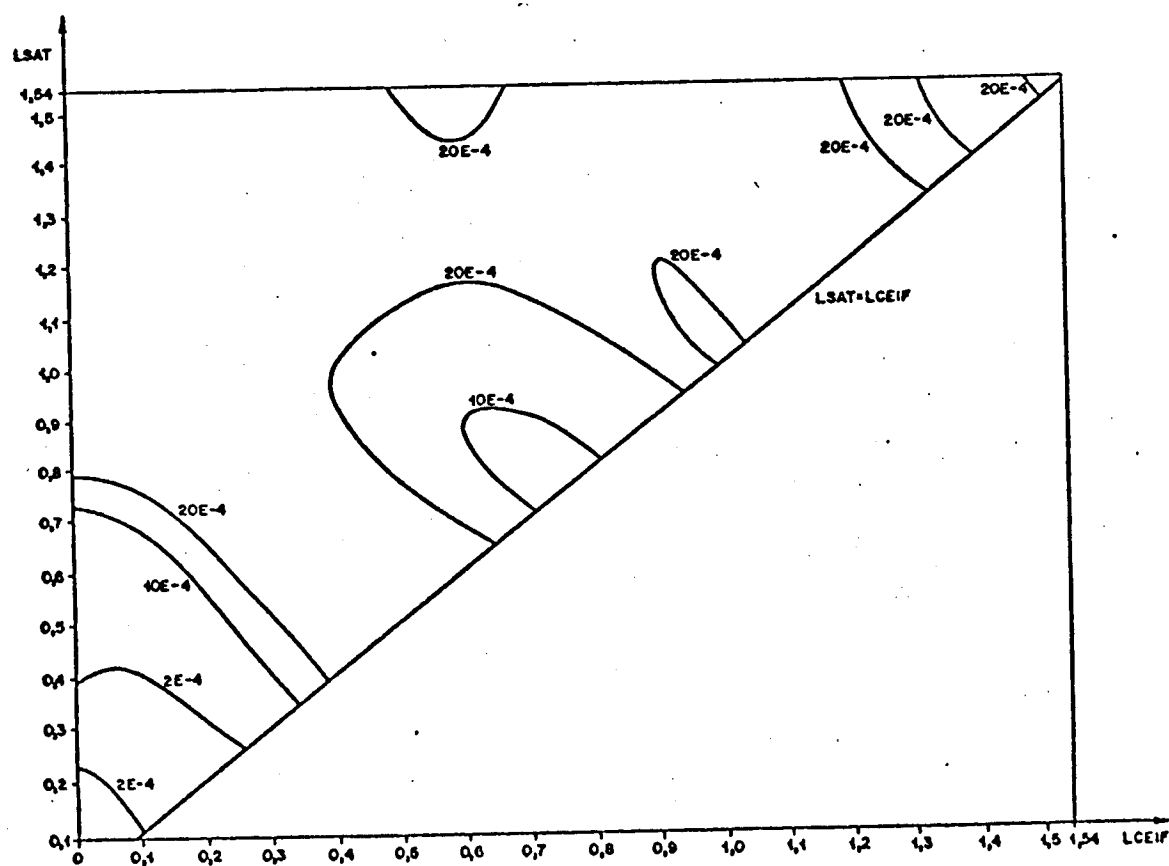


(b)

Fig. V.5 - a) Curva de X_{CC} ; b) Curva da potência do tremor

Duobinário Modificado - pulso com distorção $A = 1,0$ 

(a)



(b)

Fig. V.6 - a) Curva de X_{CC} ; b) Curva da potência do tremor

Conclui-se que os resultados calculados para a potência do tremor tem valor apenas relativo. Servem para estabelecer o comportamento qualitativo do tremor em função dos limiares de ceifamento e saturação, não havendo compromisso de que os valores calculados sejam reproduzíveis num circuito real. A principal utilização dos gráficos é o estabelecimento das tendências da variação da potência, permitindo estabelecer junto com os gráficos da X_{CC} , as regiões mais interessantes para a localização dos limiares de ceifamento e saturação.

V.3. ANÁLISE DOS GRÁFICOS

Nos gráficos das Figs. V.1 e V.2, respectivamente sistema DM e D, tem-se as curvas de níveis de X_{CC} e potência do tremor em função de LSAT (limiar de saturação) e LCEIF (limiar de ceifamento). LSAT = 1,54 (DM) e 1,20 (D) são os níveis máximos que os trens de pulsos equalizados atingem. As regiões de mínima potência de tremor e máxima potência de X_{CC} são as possíveis regiões de interesse. As regiões próxima à diagonal não são interessantes pela dificuldade de implementação de limiares próximos e, principalmente, porque acarretou em X_{CC} muito pequeno. Retas paralelas à diagonal representam pontos tais que $(LSAT - LCEIF) = \text{constante}$, isto é, a distância entre os níveis dos limiares é constante. Observa-se que, perto da diagonal, as curvas de nível de X_{CC} tendem a se manter paralelas a diagonal, fazendo com que X_{CC} dependa, portanto, basicamente da diferença $(LSAT - LCEIF)$. Por outro lado, as curvas de nível do tremor tendem a se tornar perpendiculares à diagonal, ou seja, paralelas às retas correspondentes à $(LSAT + LCEIF) = \text{constantes}$. A condição $(LSAT + LCEIF) = \text{constante}$ pode ser interpretada como valor médio constante de LSAT e LCEIF. Portanto, conclui-se que nas regiões próximas à diagonal, a potência do tremor depende fundamentalmente do valor médio dos níveis dos limiares, enquanto as variações de X_{CC} estão mais ligadas à diferença entre os limiares.

Nos gráficos de X_{CC} para pulsos teóricos simétricos existem linhas de $X_{CC} = 0$, quando desaparece o relógio. Essas linhas

representam transições da fase do relógio de 0 a π ou vice-versa.

V.4. COMPARAÇÃO COM O ESTADO DA ARTE

O método convencionalmente utilizado para a extração de relógio consiste em realizar somente ceifamento, abaixo de 100%, isto é, corresponde nos gráficos aos pontos sobre a linha de LSAT = 1,54 (DM) ou LSAT = 1,20 (D). Obtém-se a mínima potência de tremor de $1E-4$, para o sistema DM fazendo-se LCEIF = 0,45.

O método empregado pela GTE [8] usa também só ceifamento, mas acima de 100%. Verifica-se que a potência de X_{CC} piora em relação ao convencional com ceifamento abaixo de 100%.

Com a nova técnica proposta, que consiste na introdução de saturação, obtém-se regiões onde a potência do tremor é muito menor que a dos dois outros métodos citados, ao mesmo tempo que garante-se bom nível de amplitude da senoide recuperada.

Pode-se afirmar que o método de ceifamento e saturação apresenta o melhor desempenho para LCEIF $\approx$ 0,50 e LSAT $\approx$ 0,90 para o sistema DM. Para o sistema D tem-se, respectivamente, LCEIF $\approx$ 0 e LSAT $\approx$ 0,60.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LOPES, A. Sistemas de Resposta Parcial na Transmissão de Si nais MCP através de Cabos. Tese de Doutorado. FEC/UNICAMP , 1982.
- [2] KUO, F.F. Network Analysis and Synthesis. Wiley Intern. Ed. , N. York, 1966, Cap. XIII.
- [3] CHIQUITO, J.G. Equalizaador Variável em Repetidores MCP. Tese de Doutorado. FEC/UNICAMP, 1983.
- [4] CHIQUITO, J.G. Equalização Variável em Repetidores MCP. Tese de Doutorado. FEC/UNICAMP, 1983.
- [5] SILVEIRA, A.C. Mecanismos de Geração de Tremor em Repetidores Regenerativos em Sistemas de Modulação por Códigos de Pulsos. Tese de Doutorado. FEC/UNICAMP, 1980.
- [6] BONFÁ, S. Acumulação de Tremor em Linhas de Repetidores Rege nerativos. Tese de Mestrado. FEC/UNICAMP, 1982.
- CHIQUITO, J.G. Equalização Variável em Repetidores MCP. Tese de Doutorado. FEC/UNICAMP, 1983.
- [7] BUDAK, A. Passive and Active Network Analysis and Synthesis . Houghton Nufflin Co., Boston, 1974.
- [8] CHEUNG, H.W.; STALICK, V.J.; THOMAS, J.A. Key Aspects in the De velopment of a 48-Channel Duobinary PCM Repeater. IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-27, nº 2, Fev./1979.
- [9] LOPES, A. Sistema de Resposta Parcial na Transmissão de Si nais MCP através de Cabos Multipares. Relatório Técnico RT- 102/1983.

- [10] BORELLI,W.C.; MOTOYAMA,S. e WALDMAN,H. Extração de Tempo em Repetidores Regenerativos. Relatório Técnico RT-09/1974.
- [11] MOTOYAMA,S. e WALDMAN,H. Decisão e Extração da Onda de Tempo em Repetidores Regenerativos de Sinais MCP em 2,048 Mb/s. Relatório Técnico RT-17/1975.
- [12] CHIQUITO,J.G.; LOPES,A.; BONFÁ,S. Especificações Gerais, Codificadores e Equalizador para as Linhas MCP de 60 Canais . Relatório Técnico RT-104/1983.
- [13] CHIQUITO,J.G.; LOES,A., BONFÁ,S. Repetidor Duobinário: Circuito de Extração de Relógio, Decisão, Regeneração e Saída. Relatório Técnico RT-106/1983.
- [14] BYLANSKI,P. e INGRAM,D.G.W. Digital Transmission Systems. Peter Pelegrinus Ltda., Inglaterra, 1976.
- [15] LUCKY,R.W.; SALZ,J. e WELDON,E.J. Principles of Data Communication. McGraw-Hill, 1968.
- [16] BENNET,W.R. Statistics of Regenerative Digital Transmission. BSTJ, Nov./1958, pp. 1501-1542.
- [17] AARON,M.R. PCM Transmission in the Exchange Plant. BSTJ, Jan/1962, pp. 99-110 e 136-141.
- [18] MAYO,J.S. A Bipolar Repeater for Pulse Code Modulation Signal. BSTJ, Jan/1962, pp. 25-97.
- [19] SUNDE,E.D. Self-Timing Regenerative Repeaters. BSTJ, pp.891-934, Jul/1957.
- [20] CORIOLARO,G.L. e TODERO,F. A General Spectral Analysis of Time Jitter produced in a Regenerative Repeater. IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-25, nº 4, Abril/1977, pp. 417-426.

- [21] THOMAS, J.A. A Simple Method of Clock Extraction from a Correlative Pulse Sequence. ICC78, Toronto, Canada, pp. 49.3.1 - 49.3.4.
- [22] MAURER, R.E.; MAYBACH, W.J. Engineering the T1D Line. NTC1980, pp. 39.2.1 - 39.2.8.
- [23] ANUFF, A.; LUDWICK, J.J. T1D Line Repeater Design. NTC1980, pp. 39.3.1 - 39.3.6.

APÊNDICE II.A

SÍNTESE DE $G_R(S)$

A síntese de $G_R(S_1)$ é realizada aplicando-se a expansão e frações continuadas de Cauer I [7].

Toma-se o denominador de $G_R(S_1)$ como sendo o polinômio:

$$P(S) = S^7 + 4,1419S^6 + 8,9885S^5 + 12,9089S^4 + 12,9089S^3 + 8,9885S^2 + 4,1419S + 1 \quad (\text{II.A.1})$$

Dividindo-se o polinômio $P(S)$ em pares e ímpares, tem-se:

$$P(S) = \text{PAR}(S) + \text{ÍMPARES}(S) \quad (\text{II.A.2})$$

onde

$$\text{PAR}(S) = 4,1419S^6 + 12,9089S^4 + 8,9885S^2 + 1 \quad (\text{II.A.3})$$

$$\text{ÍMPAR}(S) = S^7 + 8,9885S^5 + 12,9089S^3 + 4,1419S \quad (\text{II.A.4})$$

Pode-se escrever a impedância de entrada da rede como:

$$Z_{L_C}(S) = \frac{\text{PAR}(S)}{\text{ÍMPAR}(S)} \quad (\text{II.A.5})$$

ou

$$Z_{L_C}(S) = \frac{4,1419S^6 + 12,9089S^4 + 8,9895S^2 + 1}{S^7 + 9,9085S^5 + 12,9089S^3 + 4,1419S} \quad (\text{II.A.6})$$

e aplicando-se a regra de expansão e frações continuadas de Cauer I obtém-se as admitâncias que correspondem respectivamente a capacitores e indutores da rede LC, tem-se:

$$Y_1 = \frac{S^7}{4,1419S^6} = 0,2415S \quad (\text{II.A.7})$$

$$y_{11} = \frac{1}{z_{LC}(s)} - \frac{1}{4,1419s}$$

$$y_{11} = \frac{5,8718s^5 + 10,7388s^3 + 3,9005s}{4,1419s^6 + 12,9089s^4 + 8,9885s^2 + 1} \quad (\text{II.A.8})$$

$$z_2 = \frac{4,1419s^6}{5,8718s^5} = 0,7054s \quad (\text{II.A.9})$$

$$z_{22} = \frac{1}{y_{11}} - z_2$$

$$z_{22} = \frac{5,3339s^4 + 6,2371s^2 + 1}{5,8718s^5 + 10,7388s^3 + 3,9005s} \quad (\text{II.A.10})$$

$$y_3 = \frac{5,8718s^5}{5,3339s^4} = 1,1008s \quad (\text{II.A.11})$$

$$y_{33} = \frac{1}{z_{22}} - y_3 = \frac{3,8727s^3 + 2,7997s}{5,3339s^4 + 6,2371s^2 + 1} \quad (\text{II.A.12})$$

$$z_4 = \frac{5,3339s^4}{3,8727s^3} = 1,3773s \quad (\text{II.A.13})$$

$$z_{44} = \frac{1}{y_{33}} - z_4$$

$$z_{44} = \frac{2,3811s^2 + 1}{3,8727s^3 + 2,7997s} \quad (\text{II.A.14})$$

$$y_5 = \frac{3,8727s^3}{2,3811s^2} = 1,6264s \quad (\text{II.A.15})$$

$$y_5 = \frac{1}{z_{44}} - y_5 = \frac{1,1733s}{2,3811s^2 + 1} \quad (\text{II.A.16})$$

$$z_6 = \frac{2,3811S^2}{1,1733S} = 2,0294S \quad (\text{II.A.17})$$

$$z_{66} = \frac{1}{y_{55}} - z_6 = \frac{1}{1,1733S} \quad (\text{II.A.18})$$

$$y_7 = 1,1733S \quad (\text{II.A.19})$$

Da síntese obtém-se a seguinte rede LC da Fig.II.A.1.

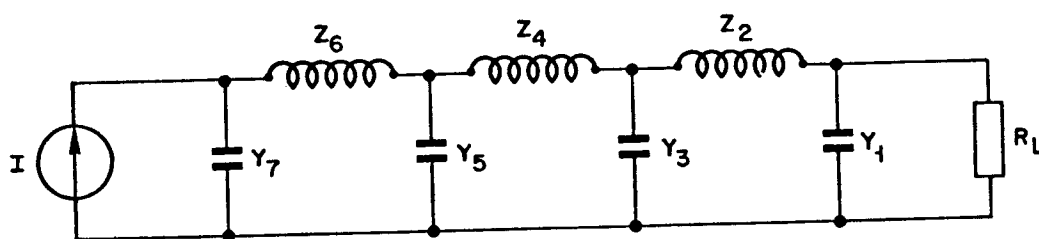


Fig. II.A.1 - Rede LC para carga de 1Ω e $\omega_c = 1$

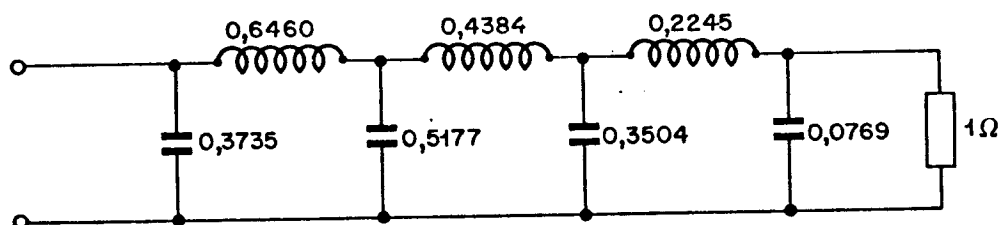


Fig. II.A.2 - Rede LC para carga de 1Ω e $\omega_c = \pi$

Desnormalizando-se a rede LC da Fig. II.A.1 para $\omega_c = \pi$ obtêm-se os seguintes resultados vistos na Fig. II.A.2.

Para o circuito implementado considera-se como carga 500Ω e a frequência de operação de 200 KHz. Desta maneira, multiiplica-se todos os indutores por:

$$L_R = L \times \frac{Z}{F_1}$$

onde $Z = 500\Omega$

$F_1 = 200 \text{ KHz}$

e os capacitores por

$$C_R = \frac{C}{Z F_1}$$

que resulta na seguinte rede LC:

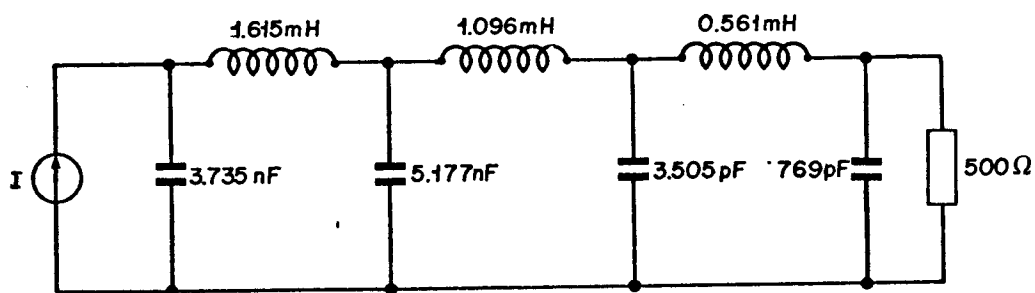


Fig. II.A.3 - Rede LC desnormalizada

APÊNDICE II.B

SÍNTESE DO FILTRO REJEITA-FAIXA $G_{RF}(S)$

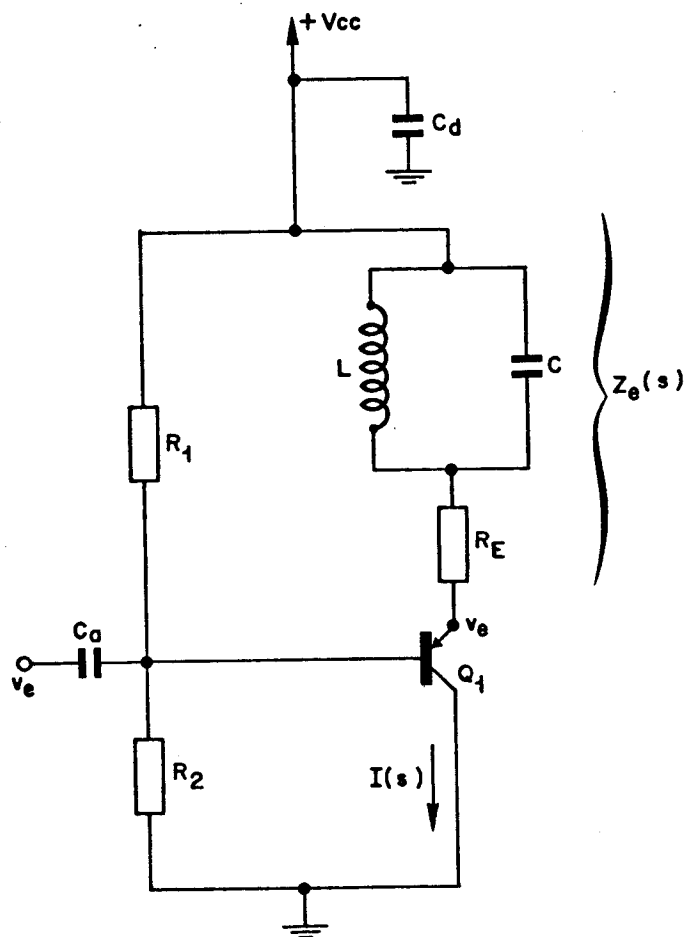


Fig. II.B.1 - Filtro rejeita faixa

Do circuito acima, tem-se que:

$$I(s) = \frac{-v_e(s)}{Z_e(s)}$$

$$= - \frac{v_e(s)}{R_E + \frac{SL \cdot \frac{1}{SC}}{SL + \frac{1}{SC}}} = - \frac{v_e(s)}{R_E + \frac{SL}{S^2 LC + 1}}$$

$$I(s) = \frac{-v_e(s)}{R_E} \cdot \frac{S^2 + \frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{1}{R_E C} S + \frac{1}{LC}} \quad (\text{II.B.1})$$

Comparando a eq.(II.B.1) com a eq.(II.20), obtêm-se:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$2\zeta_3 \omega_0 = \frac{1}{R_E C}$$

Tomando-se os valores de $\omega_0 = 1,28\pi$ e $\zeta_3 = 0,15$, obtêm-se:

$$C = \frac{0,8289}{R_E} \quad \text{e} \quad L = 0,0746 R_E$$

Para o circuito implementado, considera-se $R_E = 600\Omega$ e frequência de operação 200 KHz. Desta forma, obtêm-se os seguintes valores:

$$C = 6,9 \text{ nF} \quad \text{e} \quad L = 223,8 \text{ } \mu\text{H}$$

Para polarização do transistor Q_1 , toma-se os valores:

$$V_{CC} = 12V, \quad I_C = 10 \text{ mA} \quad \text{e} \quad V_E = V_{CC}/2 \quad \text{resultando em}$$

$$R_E = 600\Omega, \quad R_1 = 6,6 \text{ K}\Omega \quad \text{e} \quad R_2 = 6\text{K}\Omega.$$

APÊNDICE V.A

PROGRAMA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE
CIRCUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO DO SISTEMA DM

```
C  PROGRAMA = SEQUEN.FOR
```

```
C  ****
```

```
C  GERACAO DA FUNCAO P(T) E S(T)
```

```
C  P(T)=PULSO BASICO - DUOBINARI MODIFICADO
```

```
C  S(T)=TREN DE PULSO DUODINARIO MODIFICADO
```

```
C  ****
```

```
FUNCTION P(T)
```

```
A=0.0
```

```
PI=4.*ATAN(1.)
```

```
ALFA=0.3
```

```
IF(T)1,2,1
```

```
1  P=(SIN(PI*T)/(PI*T))*(COS(ALFA*PI*T)/(1-(2*ALFA*T)**2))
```

```
P=P*(1+A*T)
```

```
C  (1+A*T)=DISTORCAO INTRODIZIDA NO PULSO BASICO
```

```
RETURN
```

```
2  P=COS(ALFA*PI*T)/(1-(2*ALFA*T)**2)
```

```
P=P*(1+A*T)
```

```
RETURN
```

```
END
```

```
DIMENSION S(-2:128,-50:50)
```

```
INTEGER A(-2:128,-50:50)
```

```
OPEN(UNIT=20,FILE='NUM.DAT')
```

```
DO 20 NSEQ=0,63
```

```
C  GERACAO DE A(I) I=-4,2
```

```
N=NSEQ
```

```
DO 10 I=-4,2
```

```
A(NSEQ,I)=-1
```

```
IF(N.LT.2**(2-I))GO TO 10
```

```
A(NSEQ,I)=1
```

```
N=N-2**(2-I)
```

```
10  CONTINUE
```

```
C  CALCULO DAS AMOSTRAS
```

```
DO 20 J=-50,50
```

```
T=J/100.
```

```
S(NSEQ,J)=0.
```

```
DO 20 I=-4,2
```

```
20  S(NSEQ,J)=S(NSEQ,J)+0.5*A(NSEQ,I)*(P(T-I)-P(T-I-2))
```

```
C  IMPRESSAO DAS AMOSTRAS
```

```
IPAG=-1
```

```
DO 65 NSEQ=0,63
```

```
IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 35
```

```
WRITE(20,30)NSEQ
```

```
30  FORMAT(/,54X,'SEQUENCIA',I3)
```

```
GO TO 45
```

```
35  WRITE(20,40)NSEQ
```

```
0  FORMAT(//,1H1,53X,'SECUENCIA',I3)
5  WRITE(20,50)(I,I=-4,2)
0  FORMAT(/,32X,7('A(',I2,')',2X))
15 WRITE(20,55)(A(NSEQ,I),I=-4,2)
    FORMAT(33X,7(12,5X))
    WRITE(20,60)(S(NSEQ,J),J=-50,50)
20  FORMAT(//,(1X,10F11.7))
35  IPAG=-IPAG
    CLOSE(UNIT=20,FILE='NUM.DAT')
    END
```

```
C  PROGRAMA = MATRIZ.FOR
```

```
C  *****
C  GERACAO DAS MATRIZES DE TRANSICAO
C  SISTEMA DUOBINARIO MODIFICADO
C  *****
```

```
INTEGER TR(0:63,0:63,0:6)
```

```
OPEN(UNIT=20,FILE='TRANSICAO.DAT')
```

```
C  GERACAO DA MATRIZ IDENTIDADE
```

```
DO 10 I=0,63
```

```
10  TR(I,I,0)=1
```

```
C  GERACAO DA MATRIZ DE TRANSICAO SIMPLES
```

```
DO 20 I=0,31
```

```
TR(I,2*I,1)=1
```

```
20  TR(I,2*I+1,1)=1
```

```
DO 30 I=32,63
```

```
TR(I,127-2*I,1)=1
```

```
30  TR(I,127-2*I-1,1)=1
```

```
C  GERACAO DE MATRIZ DE TRANSICAO MULTIPLA
```

```
DO 40 K=2,6
```

```
DO 40 I=0,63
```

```
DO 40 J=0,63
```

```
TR(I,J,K)=0.
```

```
DO 40 N=0,63
```

```
40  TR(I,J,K)=TR(I,J,K)+TR(I,N,K-1)*TR(N,J,1)
```

```
C  IMPRESSAO DAS MATRIZES DE TRANSICAO
```

```
DO 50 K=0,6
```

```
WRITE(20,45)K
```

```
45  FORMAT(1H1,/,45X,'MATRIZ DE TRANSICAO DE ORDEM',I2)
```

```
50  WRITE(20,55)((TR(I,J,K),J=0,63),I=0,63)
```

```
55  FORMAT(28X,64I1)
```

```
CLOSE(UNIT=20,FILE='TRANSICAO.DAT')
```

```
END
```

PROGRAMA = LIMSAT.FOR

GERACAO DE LIMAR DE CEIFAMENTO E SATURACAO

REAL LSAT,LCEIF,MLSAT,ILCEIF,INC
OPEN(UNIT=21,FILE='AX.DAT')

DADOS

INC=0.02

MLSAT=1.20

ILCEIF=0.

INC=INCREMENTO DE LIMAR DE CEIFAMENTO

MLSAT=MAXIMO LIMAR DE SATURACAO

ILCEIF=MINIMO LIMAR DE CEIFAMENTO

LSAT=MLSAT

LCEIF=ILCEIF

WRITE(21,30)LSAT,LCEIF

FORMAT(2F5.2)

ILCEIF=ILCEIF+INC

IF(MLSAT-ILCEIF)50,50,40

GO TO 20

MLSAT=MLSAT-INC

IF(MLSAT-0.08)60,60,10

CLOSE(UNIT=21,FILE='AX.DAT')

END

```
C PROGRAM = AMP.FOR
```

```
C *****
```

```
C SISTEMA DUOBINARIO MODIFICADO
```

```
C *****
```

```

DIMENSION S(0:63,-50:50),X(0:63,-50:50),M(-4:2),FASE(0:63)
INTEGER A(0:63,-50:50),TR(0:63,0:63,0:6)
COMPLEX CT,C(0:63,-50:50),IMPAR,IMPC(0:63),AMIMPC,XCC,FASEMC
COMPLEX PAR
DIMENSION B(0:63),R(0:6)
DIMENSION SOMARK(0:100)
REAL AMP(0:63),LCEIF,LSAT
```

```
C DADOS
```

```

PI=4.*ATAN(1.)
Q=2631.58
N=63
ETA=PI/Q
```

```
C LEITURA DAS AMOSTRAS
```

```

OPEN(UNIT=20,FILE='NUM.DAT')
IPAG=-1
DO 80 NSEQ=0,N
IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 20
READ(20,10)NNSEQ
10  FORMAT(//,54X,'SEQUENCIA',I3)
GO TO 40
20  READ(20,30)NNSEQ
30  FORMAT(//,1H1,53X,'SEQUENCIA',I3)
40  READ(20,50)(M(I),I=-4,2)
50  FORMAT(/,32X,7('A(',I2,')',2X))
READ(20,60)(A(NSEQ,I),I=-4,2)
60  FORMAT(33X,7(I2,5X))
READ(20,70)(S(NSEQ,J),J=-50,50)
70  FORMAT(//,(1X,10F11.7))
80  IPAG=-IPAG
CLOSE(UNIT=20,FILE='NUM.DAT')
```

```
C LEITURA DE MATRIZES DE TRANSICAO
```

```

OPEN(UNIT=20,FILE='TRANSICAO.DAT')
DO 81 K=0,6
READ(20,82)K1
82  FORMAT(1H1,//,45X,'MATRIZ DE TRANSICAO DE ORDEM',I2)
81  READ(20,83)((TR(I,J,K),J=0,63),I=0,63)
83  FORMAT(28X,64I1)
CLOSE(UNIT=20,FILE='TRANSICAO.DAT')
```

```
C LEITURA DE LIMITARES
```

```
OPEN(UNIT=20,FILE='IMP.DAT')
```

```

      OPEN(UNIT=21,FILE='GX.DAT')
      READ(21,86,END=1400)LSAT,LCEIF
      FORMAT(2F5.2)

```

C CALCULO DAS AMOSTRAS COM CEIFAMENTO E SATURACAO

```

      DO 90 NSEQ=0,N
      DO 90 I=-50,50
      SAT=AMIN1(ABS(S(NSEQ,I)),LSAT)
90      X(NSEQ,I)=AMAX1(0.,(SAT-LCEIF))

```

C CALCULO DOS IMPULSOS EQUIVALENTES

```

      CT=CMPLX(ETA,-2*PI)
      DO 100 NSEQ=0,N
      DO 100 I=-50,50
      T=I/100.
100      C(NSEQ,I)=X(NSEQ,I)*CEXP(CT*T)

```

C CALCULO DA INTEGRAL APLICANDO A REGRA DE SIMPSON

```

      DO 130 NSEQ=0,N
      IMPAR=0.
      PAR=0.
      DO 110 I=-49,49,2
110      IMPAR=IMPAR+C(NSEQ,I)
      DO 120 I=-48,48,2
120      PAR=PAR+C(NSEQ,I)
      IMPC(NSEQ)=(0.01/3)*(C(NSEQ,-50)+4*IMPAR+2*PAR+C(NSEQ,50))

```

C CALCULO DE MODULO E FASE DO IMPULSO EQUIVALENTE

```

130      AMP(NSEQ)=CABS(IMPC(NSEQ))
      FASE(NSEQ)=AIMAG(ALOG(IMPC(NSEQ)))

```

C CALCULO DE FASE MEDIA

```

      AMIMPC=0.
      DO 230 NSEQ=0,63
230      AMIMPC=AMIMPC+IMPC(NSEQ)
      AMPM=CABS(AMIMPC)
      FASEME=AIMAG(ALOG(AMIMPC))

```

C CALCULO DE XCC

```

      FASEMC=CMPLX(0.,-FASEME)
      XCC=0.
      DO 310 NSEQ=0,63
310      XCC=IMPC(NSEQ)*CEXP(FASEMC)*Q/(PI*(N+1.))+XCC
      XCCR=REAL(XCC)
      XCCC=AIMAG(XCC)

```

C CALCULO DE R(K),K=0,6

```

      DO 311 NSEQ=0,63

```

```

311 B(NSEQ)=AIMAG(1/10*(NSEQ)*CEXP(FASEMC))
DO 312 K=0,6
R(K)=0.
DO 312 I=0,63
DO 312 J=0,63
312 R(K)=R(K)+B(I)*B(J)*TR(I,J,K)*(1./(2**K))*(1./64)

C    CALCULO DE SOMA DOS RKS

SRS=R(0)
DO 313 K=1,6
313 SRS=SRS+2*R(K)

C    CALCULO DE POTENCIA DO TREMOR

SRK=R(0)
DO 315 K=1,6
315 SRK=SRK+2*R(K)*EXP((-PI*K)/Q)
PTREMO=(Q/((XCCR**2)*2*PI))*(SRK)

C    CALCULO DO ESPECTRO DOS RKS

DO 317 J=0,100
SOMARK(J)=R(0)
F=J/100.
DO 317 K=1,6
317 SOMARK(J)=SOMARK(J)+2*R(K)*COS(2*PI*K*F)

WRITE(20,320)LSAT,LCEIF,PTREMO,XCCR
320 FORMAT(1X,2F6.2,2X,F15.8,4X,1G)

C    IMPRESSAO DAS AMOSTRAS COM CEIFAMENTO E SATURACAO

IPAG=-1
DO 750 NSEQ=0,N
IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 350
WRITE(20,300)NSEQ
300 FORMAT(////,57X,'SEQUENCIA',I3)
GO TO 450
350 WRITE(20,400)NSEQ
400 FORMAT(1H1,////,57X,'SEQUENCIA',I3)
450 WRITE(20,500)(I,I=-4,2)
500 FORMAT(/,39X,7('A(',I2,')',2X))
WRITE(20,520)(A(NSEQ,I),I=-4,2)
520 FORMAT(40X,7(I2,5X))
WRITE(20,600)LCEIF
600 FORMAT(/,39X,'LIMAR DE CEIFAMENTO',F5.2)
WRITE(20,650)LSAT
650 FORMAT(/,39X,'LIMAR DE SATURACAO',F5.2)
WRITE(20,700)(X(NSEQ,I),I=-50,50)
700 FORMAT(/,(8X,10F11.7))
750 IPAG=-IPAG

C    IMPRESSAO DE IMPULSOS EQUIVALENTES

WRITE(20,800)
800 FORMAT(1H1,/,50X,'IMPULSOS EQUIVALENTES')
WRITE(20,850)

```

```

850  FORMAT(/,16X,'SEQUENCIA',5X,'AMPLITUDE',8X,'FASE',22X,
      1'SEQUENCIA',6X,'AMPLITUDE',8X,'FASE')
      DO 900 I=0,31
900  WRITE(20,950)I,AMP(I),FASE(I),I+32,AMP(I+32),FASE(I+32)
950  FORMAT(19X,I2,8X,F10.7,5X,F10.7,23X,I2,8X,F10.7,5X,F10.7)

C    IMPRESSAO DE LIMIARES DE CEIFAMENTO E SATURACAO

      WRITE(20,1020)LSAT,LCEIF
1020  FORMAT(/,16X,'LIMIAIR DE SATURACAO',F6.2,7X,'LIMIAIR DE CEIFAME
      INTO',F7.2)

C    IMPRESSAO DE FASE MEDIA

      WRITE(20,1040)FASEME
1040  FORMAT(/,16X,'FASE MEDIA',1G)
      WRITE(20,1050)REAL(AMIMPC)
1050  FORMAT(/,16X,'REAL DE FASEM',1G)
      WRITE(20,1055)AIMAG(AMIMPC)
1055  FORMAT(/,16X,'IMAG DE FASEM',1G)
      WRITE(20,1060)AMPM
1060  FORMAT(/,16X,'AMP FASE MEDIA',1G)

C    IMPRESSAO DE XCC

      WRITE(20,1140)XCCR
1140  FORMAT(/,16X,'REAL DE XCC',1G)
      WRITE(20,1160)XCCC
1160  FORMAT(/,16X,'IMAG DE XCC',1G)

C    IMPRESSAO DE R(K)

      WRITE(20,1230)(I,I=0,6)
1230  FORMAT(/,20X,7('R(',I1,')',8X))
      WRITE(20,1240)(R(K),K=0,6)
1240  FORMAT(/,16X,7(F10.7,2X))

C    IMPRESSAO DE SOMA DOS RKS

      WRITE(20,1235)SRS
1235  FORMAT(/,16X,'SOMA DOS RKS',F15.7)

C    IMPRESSAO DE POTENCIA DO TREMOR

      WRITE(20,1260)PTREMO
1260  FORMAT(/,16X,'POTENCIA DO TREMOR',F15.8)

      WRITE(20,1280)
1280  FORMAT(/,16X,'B(NSEQ)')
      WRITE(20,1290)(B(NSEQ),NSEQ=0,63)
1290  FORMAT(/,(1X,10F11.7))

C    IMPRESSAO DO ESPECTRO DOS RKS

      WRITE(20,1310)
1310  FORMAT(/,16X,'ESPECTRO DOS RKS')

```

```
1320 WRITE(20,1320)(SOMARK(J),J=0,100)
      FORMAT(/,(1X,10F11.7))

      WRITE(20,1340)
1340  FORMAT(/,16X,'AMP. IMPULSO EQUIVALENTE')
      WRITE(20,1355)(AMP(NSEQ),NSEQ=0,63)
1355  FORMAT(/,(1X,10F11.7))

C      IMPRESSAO DE FASE DO IMP.EQUIVALENTE

      WRITE(20,1360)
1360  FORMAT(/,16X,'FASE DO IMPULSO EQUIVALENTE')
      WRITE(20,1370)(FASE(NSEQ),NSEQ=0,63)
1370  FORMAT(/,(1X,10F11.7))
      GO TO 85
1400  CLOSE(UNIT=20,FILE='IMP.DAT')
      END
```

PROGRAMA = SIM.FOR

CALCULO DA CURVA DE NIVEL DE PTREMOR E XCC PARA SIS.D.M

```

REAL LSAT,LCEIF
DIMENSION A(0:100,0:100),B(0:100,0:100)
INTEGER K(0:100,0:100),L(0:100,0:100)
OPEN(UNIT=20,FILE='IMPD.DAT')
N=56
NT=60
DO 10 I=0,N
DO 15 J=0,NT
READ(20,30)LSAT,LCEIF,PTREMO,XCCR
30  FORMAT(1X,2F6.2,2X,F15.8,4X,1G)
A(I,J)=LCEIF
B(I,J)=LSAT
M1=PTREMO*(1.E+4)
K(I,J)=M1
L(I,J)=XCCR
15  CONTINUE
NT=NT-1
10  CONTINUE
30  CLOSE(UNIT=20,FILE='IMPD.DAT')
OPEN(UNIT=21,FILE='LEI.DAT')
WRITE(21,120)
20  FORMAT('1',3X,'PTREMO')
WRITE(21,40)((K(I,J),J=60,0,-1),I=56,0,-1)
10  FORMAT(6X,60I2)
WRITE(21,97)
17  FORMAT(1X,'PTREMO*1.E+4',1X,'IMPD.DAT')
WRITE(21,100)
00  FORMAT('1',3X,'XCCR')
WRITE(21,110)((L(I,J),J=56,0,-1),I=60,0,-1)
10  FORMAT(6X,60I2)
WRITE(21,97)
CLOSE(UNIT=21,FILE='LEI.DAT')
END

```

APÊNDICE V.B

PROGRAMA PARA CÁLCULO DO DESEMPENHO DE
CIRCUITO DE EXTRAÇÃO DE RELÓGIO DO SISTEMA D

```

PROGRAMA = SLOZ.FOR
*****
SISTEMA DUOBINARIO
GERACAO DE P(T) E S(T)
P(T) = PULSO BASICO - DUOBINARIO
S(T) = TREM DE PULSO DUOBINARIO
*****

```

```

FUNCTION P(T)
P(T)= PULSO COS-SENO LEVANTADO
A=0.00
PI=4.*ATAN(1.)
ALFA=0.3
IF(T)1,2,1
1 P=(SIN(PI*T)/(PI*T))*(COS(ALFA*PI*T)/(1-(2*ALFA*T)**2))
P=P*(1+A*T)
C (1+A*T)=DISTORCAO INTRODUTIDA NO PULSO BASICO
RETURN
2 P=COS(ALFA*PI*T)/(1-(2*ALFA*T)**2)
P=P*(1+A*T)
RETURN
END

```

```

C CALCULO DAS AMOSTRAS DE S(T)
DIMENSION S(-2:32,-50:50)
INTEGER A(-2:32,-50:50)
OPEN(UNIT=20,FILE='NUMD.DAT')
NT=31
DO 20 NSEQ=0,NT

```

```

ND=-3
ND1=2
C GERACAO DE A(I) I=ND,ND1

```

```

N=NSEQ
DO 10 I=ND,ND1
A(NSEQ,I)=-1
IF(N.LT.2***(ND1-I))GO TO 10
A(NSEQ,I)=1
N=N-2***(ND1-I)
0 CONTINUE

```

```

C CALCULO DAS AMOSTRAS

```

```

DO 20 J=-50,50
T=J/100.
S(NSEQ,J)=0.
DO 20 I=ND,ND1
10 S(NSEQ,J)=S(NSEQ,J)+0.5*A(NSEQ,I)*(P(T-I)+P(T-I-1))

```

```

C IMPRESSAO DAS AMOSTRAS

```

```

IPAG=-1
DO 65 NSEQ=0,NT
IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 35
WRITE(20,30)NSEQ

```

```
30  FORMAT(//,54X,'SECUENCIA',I3)
    GO TO 45
35  WRITE(20,40)NSEQ
40  FORMAT(//,1H1,53X,'SECUENCIA',I3)
45  WRITE(20,50)(I,I=ND,ND1)
50  FORMAT(/,32X,6('A(',I2,')',2X))
    WRITE(20,55)(A(NSEQ,I),I=ND,ND1)
55  FORMAT(33X,6(I2,5X))
    WRITE(20,60)(S(NSEQ,J),J=-50,50)
60  FORMAT(//,(1X,10F11.7))
65  IPAG=-IPAG
    CLOSE(UNIT=20,FILE='NUMD.DAT')
    END
```

```

C      PROGRAM = AM610.FOR
C      *****
C      SISTEMA DUOBINARIO
C      *****

      DIMENSION S(0:32,-50:50),X(0:32,-50:50),M(-4:2),FASE(0:32)
      INTEGER A(0:32,-50:50),TR(0:32,0:32,0:6)
      COMPLEX CT,C(0:32,-50:50),INPAR,IMPC(0:32),AMIMPC,XCC,FASEMC
      COMPLEX PAR
      DIMENSION B(0:32),R(0:7)
      DIMENSION SOMARK(0:100)
      REAL AMP(0:32),LCEIF,LSAT
C      DADOS
      PI=4.*ATAN(1.)
      Q=2631.58
      N=31
      NT=31
      NS=6
      ND=-3
      ND1=2
      NT1=(NT+1)/2
      ETA=PI/Q

C      LEITURA DAS AMOSTRAS
      OPEN(UNIT=20,FILE='NUMD10.DAT')
      IPAG=-1
      DO 80 NSEQ=0,N
      IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 20
      READ(20,10)NNSEQ
10     FORMAT(//,54X,'SEQUENCIA',I3)
      GO TO 40
20     READ(20,30)NNSEQ
30     FORMAT(//,1H1,53X,'SEQUENCIA',I3)
40     READ(20,50)(M(I),I=ND,ND1)
50     FORMAT(/,32X,6('A(',I2,')',2X))
      READ(20,60)(A(NSEQ,I),I=ND,ND1)
60     FORMAT(33X,6(I2,5X))
      READ(20,70)(S(NSEQ,J),J=-50,50)
70     FORMAT(//,(1X,10F11.7))
80     IPAG=-IPAG
      CLOSE(UNIT=20,FILE='NUMD10.DAT')

C      LEITURA DE MATRIZES DE TRANSICAO
      OPEN(UNIT=20,FILE='MTPD.DAT')
      DO 81 K=0,NS-1
      READ(20,82)K1
82     FORMAT(1H1,//,30X,'MATRIZ DE TRANSICAO DE ORDEM',I2)
81     READ(20,83)((TR(I,J,K),J=0,NT),I=0,NT)
83     FORMAT(28X,32I1)
      CLOSE(UNIT=20,FILE='MTPD.DAT')

C      LEITURA DE LIMIARES
      OPEN(UNIT=20,FILE='IMPD10.DAT')
      OPEN(UNIT=21,FILE='AX.DAT')
85     READ(21,86,END=1500)LSAT,LCEIF

```

```

86      FORMAT(2F5.2)

C      CALCULO DAS AMOSTRAS COM GEIFAMENTO E SATURACAO
DO 90 NSEQ=0,N
DO 90 I=-50,50
SAT=AMIN1(ABS(S(NSEQ,I)),LSAT)
90      X(NSEQ,I)=AMAX1(0.,(SAT-LCEIF))

C      CALCULO DOS IMPULSOS EQUIVALENTES
CT=CMPLX(ETA,-2*PI)
DO 100 NSEQ=0,N
DO 100 I=-50,50
T=I/100.
100      C(NSEQ,I)=X(NSEQ,I)*CEXP(CT*T)

C      CALCULO DA INTEGRAL APLICANDO A REGRA DE SIMPSON
DO 130 NSEQ=0,N
IMPAR=0.

PAR=0.
DO 110 I=-49,49,2
110      IMPAR=IMPAR+C(NSEQ,I)
DO 120 I=-48,48,2
120      PAR=PAR+C(NSEQ,I)
IMPC(NSEQ)=(0.01/3)*(C(NSEQ,-50)+4*IMPAR+2*PAR+C(NSEQ,50))

C      CALCULO DE MODULO E FASE DO IMPULSO EQUIVALENTE
AMP(NSEQ)=CABS(IMPC(NSEQ))
130      FASE(NSEQ)=AIMAG(ALOG(IMPC(NSEQ)))

C      CALCULO DE FASE MEDIA
AMIMPC=0.
DO 230 NSEQ=0,NT
230      AMIMPC=AMIMPC+IMPC(NSEQ)
AMPM=CABS(AMIMPC)
FASEME=AIMAG(ALOG(AMIMPC))

C      CALCULO DE XCC
FASEMC=CMPLX(0.,-FASEME)
XCC=0.
DO 310 NSEQ=0,NT
310      XCC=IMPC(NSEQ)*CEXP(FASEMC)*Q/(PI*(NT+1.))+XCC
XCCR=REAL(XCC)
XCCC=AIMAG(XCC)

C      CALCULO DE R(K),K=0,NS-1
DO 311 NSEQ=0,NT
311      B(NSEQ)=AIMAG(IMPC(NSEQ)*CEXP(FASEMC))
DO 312 K=0,NS-1
R(K)=0.
DO 312 I=0,NT
DO 312 J=0,NT
312      R(K)=R(K)+B(I)*B(J)*TR(I,J,K)*(1./(2**K))*(1./(NT+1))

```

```

C      CALCULO DE SOMA DOS RKS
      SRS=R(0)
      DO 313 K=1,NS-1
313    SRS=SRS+2*R(K)

C      CALCULO DE POTENCIA DO TREMOR
      SRK=(0)
      DO 315 K=1,NS-1
315    SRK=SRK+2*R(K)*EXP((-PI*K)/Q)
      PTREMO=(Q/((XCCR**2)*2*PI))*(SRK)

C      CALCULO DO ESPECTRO DOS RKS
      DO 317 J=0,100
      SOMARK(J)=R(0)
      F=J/100.
      DO 317 K=1,NS-1
317    SOMARK(J)=SOMARK(J)+2*R(K)*COS(2*PI*K*F)

      WRITE(20,318)LSAT,LCEIF,PTREMO,XCCR
318    FORMAT(1X,2F6.2,2X,F15.8,4X,1G)
      GO TO 220

C      IMPRESSAO DAS AMOSTRAS COM CEIFAMENTO E SATURACAO
      IPAG=-1
      DO 750 NSEQ=0,N
      IF(IPAG.EQ.-1)GO TO 350
      WRITE(20,320)NSEQ
320    FORMAT(////,57X,'SEQUENCIA',I3)
      GO TO 450
350    WRITE(20,400)NSEQ
400    FORMAT(1H1,////,57X,'SEQUENCIA',I3)
450    WRITE(20,500)(I,I=ND,ND1)
500    FORMAT(/,39X,6('A(',I2,')',2X))
      WRITE(20,520)(A(NSEQ,I),I=ND,ND1)
520    FORMAT(40X,6(I2,5X))
      WRITE(20,600)LCEIF
600    FORMAT(/,39X,'LIMAR DE CEIFAMENTO',F5.2)
      WRITE(20,650)LSAT
650    FORMAT(/,39X,'LIMAR DE SATURACAO',F5.2)
      WRITE(20,700)(X(NSEQ,I),I=-50,50)
700    FORMAT(/,(8X,10F11.7))
750    IPAG=-IPAG

C      IMPRESSAO DE IMPULSOS EQUIVALENTES
      WRITE(20,800)
800    FORMAT(1H1,/,/,50X,'IMPULSOS EQUIVALENTES')
      WRITE(20,850)
850    FORMAT(/,16X,'SEQUENCIA',5X,'AMPLITUDE',8X,'FASE',22X,
      1'SEQUENCIA',6X,'AMPLITUDE',8X,'FASE')
      DO 900 I=0,NT/2
900    WRITE(20,950)I,AMP(I),FASE(I),I+NT1,AMP(I+NT1),FASE(I+NT1)
950    FORMAT(19X,I2,8X,F10.7,5X,F10.7,23X,I2,8X,F10.7,5X,F10.7)

C      IMPRESSAO DE LIMITES DE CEIFAMENTO E SATURACAO
      WRITE(20,960)LSAT,LCEIF
960    FORMAT(/,16X,'LIMAR DE SATURACAO',F6.2,7X,'LIMAR DE CEIFAME
      INTO',F7.2)

```

```

C      IMPRESSAO DE FASE MEDIA
      WRITE(20,1040)FASEM
1040   FORMAT(/,16X,'FASE MEDIA',1G)
      WRITE(20,1050)REAL(AMIMPC)
1050   FORMAT(/,16X,'REAL DE FASEM',1G)
      WRITE(20,1055)AIMAG(AMIMPC)
1055   FORMAT(/,16X,'IMAG DE FASEM',1G)
      WRITE(20,1060)AMPM
1060   FORMAT(/,16X,'AMP FASE MEDIA',1G)

C      IMPRESSAO DE XCC
      WRITE(20,1140)XCCR
1140   FORMAT(/,16X,'REAL DE XCC',1G)
      WRITE(20,1160)XCCC
1160   FORMAT(/,16X,'IMAG DE XCC',1G)

C      IMPRESSAO DE R(K)
      WRITE(20,1230)(I,I=0,NS-1)
1230   FORMAT(/,20X,6('R(',I1,')',8X))
      WRITE(20,1240)(R(K),K=0,NS-1)
1240   FORMAT(/,16X,6(F10.7,2X))

C      IMPRESSAO DE SOMA DOS RKS
      WRITE(20,1245)SRS
1245   FORMAT(/,16X,'SOMA DOS RKS',F15.7)

C      IMPRESSAO DE POTENCIA DO TREMOR
      WRITE(20,1260)PTREMO
1260   FORMAT(/,16X,'POTENCIA DO TREMOR',F15.8)

      WRITE(20,1280)
1280   FORMAT(/,16X,'B(NSEQ)')
      WRITE(20,1290)(B(NSEQ),NSEQ=0,NT)
1290   FORMAT(/,(1X,10F11.7))

C      IMPRESSAO DO ESPECTRO DOS RKS
      WRITE(20,1310)
1310   FORMAT(/,16X,'ESPECTRO DOS RKS')
      WRITE(20,1320)(SOMARK(J),J=0,100)
1320   FORMAT(/,(1X,10F11.7))

      WRITE(20,1340)
1340   FORMAT(/,16X,'AMP. IMPULSO EQUIVALENTE')
      WRITE(20,1355)(AMP(NSEQ),NSEQ=0,NT)
1355   FORMAT(/,(1X,10F11.7))

C      IMPRESSAO DE FASE DO IMP.EQUIVALENTE
      WRITE(20,1360)
1360   FORMAT(/,16X,'FASE DO IMPULSO EQUIVALENTE')
      WRITE(20,1370)(FASE(NSEQ),NSEQ=0,NT)
1370   FORMAT(/,(1X,10F11.7))

220    GO TO 85
1500   CLOSE(UNIT=20,FILE='IMPD10.DAT')
      END

```